

CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA - FACULDADE DE ENGENHARIA
Departamento de Engenharia Elétrica
Cx. Postal 31
15385-000 - Ilha Solteira(SP)
Tel. : 55-18-763 8186 - Fax: 55-18-762 2125

**Uma Nova Família de Conversores Estáticos com
Comutação Não-Dissipativa do Tipo com Corrente
Nula e Aplicações na Conversão CC/CC e CA/CC
com Correção Ativa do Fator de Potência.**

Texto que sistematiza os trabalhos originais desenvolvidos após a obtenção do título de doutor, submetido à Universidade Estadual Paulista - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, para a obtenção do Título de Livre-Docente.

Carlos Alberto Canesin

Ilha Solteira(SP), Outubro de 1998.

1210001084



CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA - FACULDADE DE ENGENHARIA
Departamento de Engenharia Elétrica
Cx. Postal 31
15385-000 - Ilha Solteira(SP)
Tel. : 55-18-763 8186 - Fax: 55-18-762 2125

Uma Nova Família de Conversores Estáticos com Comutação Não-Dissipativa do Tipo com Corrente Nula e Aplicações na Conversão CC/CC e CA/CC com Correção Ativa do Fator de Potência.

Texto que sistematiza os trabalhos originais desenvolvidos após a obtenção do título de doutor, submetido à Universidade Estadual Paulista - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, para a obtenção do Título de Livre-Docente.

Carlos Alberto Canesin

1210001084



Doação para a Biblioteca de Física

Proc 54/99 ned 92

UNESP - "CAMPUS" DE ILHA SOLTEIRA	
SERVIÇO DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA <i>31.07.99</i>	DATA DE TOMBAMENTO <i>31.8.99</i>
RECEBIMENTO <i>leliã</i>	TOMBO <i>1084</i>
ACQUISIÇÃO <i>Doação R\$ 10,00 autor</i>	CLASSIFICAÇÃO <i>C 221 n</i>

30401021

Ilha Solteira(SP), Outubro de 1998.

Sumário

	Página
Resumo	iv
1. Introdução Geral.....	1
2. Uma Nova Família de Conversores CC/CC ZCS-PWM.....	3
2.1 Introdução.	3
2.2 A Nova Família de Conversores CC/CC ZCS-PWM.	7
3. O Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.....	8
3.1 Análise do Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.	9
3.1.1 Etapas de Funcionamento.	10
3.1.2 Condições Necessárias para Comutação ZCS.	20
3.1.3 Ganho Estático.	20
3.2 Exemplo e Metodologia de Projeto.	22
3.3 Resultados Experimentais.	26
3.4 Conclusões.	28
4. Um Novo Pré-Condicionador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência.	29
4.1 Introdução	29
4.2 Análise do Novo Pré-Condicionador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Valores Médios.	30
4.2.1 Considerações Simplificadoras.....	30
4.2.2 Etapas de Funcionamento	31
4.2.3 Condições Necessárias para Comutação ZCS.	33
4.2.4 Ganho Estático.	33
4.3 Exemplo e Metodologia de Projeto	34
4.4 Resultados Experimentais.	36
4.5 Conclusões.	41
5. Um Novo Conversor Zeta ZCS-PWM.	42
5.1 Introdução.	42
5.2 O Novo Conversor Zeta ZCS-PWM.....	43
5.2.1 Análise Qualitativa do Novo Conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM.....	43
5.2.2 Análise Quantitativa do Novo Conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM.....	50
5.2.3 Condições para Operação ZCS-PWM.	59
5.2.4 Ganho Estático.	60
5.3 Metodologia e Exemplo de Projeto.	63
5.4 Resultados Experimentais.	67
5.5 Conclusões.	69
6. O Novo Conversor CA/CC Zeta ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência.	70
6.1 Análise do Novo Conversor CA/CC Zeta ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência	71
6.1.1 Ganho Estático.	72

6.2 Metodologia e Exemplo de Projeto.	73
6.3 Conclusões.	77
7. O Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM.....	78
7.1 Análise do Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM.....	79
7.1.1 Ganho Estático.....	91
7.1.2 Condições para Operação com Comutação ZCS.	93
7.2 Exemplo de Projeto.....	94
7.2.1 Resultados de Simulação.	96
7.3 Resultados Experimentais.....	99
7.4 Conclusões.....	101
8. Um Novo Pré-Condicionador Retificador Sepic ZCS-PWM Controlado por Valores Médios de Corrente.	102
8.1 Introdução	102
8.2 Análise do Novo Pré-Condicionador Retificador Sepic ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Valores Médios	103
8.2.1 Etapas de Funcionamento.	104
8.3 Exemplo de Projeto e Resultados de Simulação.....	106
8.3.1 Resultados de Simulação.	107
8.4 Conclusões.....	111
9. Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM Controlado no Modo Corrente de Pico com Compensação de Rampa.	112
9.1 Análise do Novo Conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic com Controle por Corrente de Pico e Compensação de Rampa	112
9.1.1 Análise da Instabilidade em Malha Aberta.....	113
9.1.2 Análise da Estabilidade Empregando Compensação de Rampa.....	115
9.1.3 A Lei de Controle e a Indutância de Entrada L.....	119
10. Um Novo Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Corrente de Pico com Compensação de Rampa.	120
10.1 Introdução	120
10.2 Análise do Novo Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM com Controle por Valores de Pico e Compensação de Rampa	120
10.2.1 Ganho Estático.....	123
10.2.2 Determinação da Indutância de Entrada (L) e da Constante de Compensação de Rampa (Kr).....	125
10.2.3 Demais Parâmetros para o Circuito de Potência.....	126
10.3 Metodologia e Exemplo de Projeto	127
10.4 Resultados Experimentais.....	129
10.5 Conclusões.....	134
11. Conclusões Gerais.	135
Referências Bibliográficas.....	136



Resumo

Neste trabalho apresentam-se as análises e os principais resultados das pesquisas desenvolvidas, e, ainda em desenvolvimento, após a obtenção do título de doutor em engenharia elétrica.

A tese de doutoramento, realizada na UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, apresentou uma proposta de célula de comutação não dissipativa com corrente nula (ZCS - Zero Current Switching), destinada ao emprego de interruptores do tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Apesar da nova célula ZCS, com frequência de chaveamento constante (PWM - Pulse Width Modulation), oferecer comutações totalmente não dissipativas e elevado rendimento, em larga faixa de variação de carga, uma desvantagem importante daquela célula proposta é a não possibilidade de isolamento, quando aplicada aos conversores naturalmente isoláveis (Buck-Boost, Zeta e Sepic) e suas derivações.

Desta forma, com o objetivo de propiciar a isolamento natural e as vantagens das comutações não dissipativas, este trabalho apresenta uma nova família de conversores estáticos ZCS-PWM, derivada de uma nova célula de comutação, obtida através de síntese dos trabalhos de doutoramento.

Os novos conversores Boost, Zeta e Sepic, integrantes desta nova família de conversores ZCS-PWM, são analisados tanto na conversão CC/CC (Corrente Contínua/Corrente Contínua), quanto na CA/CC (Corrente Alternada/Corrente Contínua).

Apresentam-se os principais resultados obtidos, empregando-se para a conversão CA/CC, duas técnicas distintas para a emulação de elevado fator de potência, com reduzida taxa de distorção harmônica, quais sejam: controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa e controle por corrente média imposta.

As análises e as principais conclusões são apresentadas, tanto para as aplicações como elevador de tensão (Boost), quanto para abaixador de tensão (Sepic e Zeta), nas conversões CC/CC e CA/CC.



1 – Introdução Geral

Fundamentados na necessidade do aumento da densidade de potência, através da redução das perdas, assim como, da minimização de peso e volume (aumento da frequência de chaveamento), grande parte da comunidade científica, atuante na área de eletrônica de potência, têm apresentado propostas de novas topologias e novas técnicas de comutação para o processamento eletrônico de energia através dos denominados “conversores estáticos”.

As características desejadas de comutações sem perdas de energia (comutações não dissipativas) favorecem a possibilidade da operação com frequências de chaveamento elevadas (dezenas ou centenas de kHz) para estes conversores, tornando possível a redução de peso e volume dos elementos reativos (indutores e capacitores).

Entretanto, até o presente momento (Outubro de 1998), nenhuma estrutura que ofereça elevado rendimento em larga faixa de variação de carga, que possa operar em elevadas frequências, com elevadas correntes e tensões (elevada potência processada), sem oferecer custos ou esforços adicionais nos semicondutores, em relação às estruturas convencionais, foi apresentada e publicada na literatura pertinente à área de eletrônica de potência.

Desta forma, o objetivo deste trabalho é apresentar uma nova família de conversores que apresentem elevado rendimento e perdas independentes da frequência de chaveamento (eliminação das perdas durante as comutações), propiciando reduzido aumento nos esforços dos semicondutores e que seu custo de implementação seja efetivo (possua uma relação custo/benefício favorável), em relação às técnicas convencionais dissipativas, oferecendo adicionalmente a possibilidade de isolamento natural para os conversores do tipo Buck-Boost, Zeta e Sepic.

É importante ainda observar que, um dos principais inconvenientes dos conversores estáticos, operando em conexão com a rede de corrente alternada, é a distorção harmônica presente na corrente drenada do sistema de alimentação em CA.

Normalmente a conexão com o sistema de alimentação em corrente alternada é propiciada por um retificador em ponte completa ou mista (diodos e tiristores), tanto para a configuração monofásica, quanto para a trifásica. Estas estruturas apresentam, tipicamente, elevado volume de filtro capacitivo que drenam uma corrente com substancial conteúdo harmônico, e, em consequência, apresentam reduzido fator de potência para o sistema de CA.

Em função do aumento considerável dos dispositivos de processamento eletrônico de energia, nas últimas décadas, nos diversos segmentos da indústria, informática, comércio,

hospitais, etc..., assim como, nos diversos equipamentos de entretenimento residenciais, torna-se imperioso o controle ou a redução do conteúdo harmônico de corrente individual destes dispositivos.

Infelizmente, no Brasil, o real conceito de fator de potência ainda não é perfeitamente entendido (muitas vezes é erroneamente definido igual ao fator de deslocamento entre as fundamentais de tensão e corrente), e, como consequência o seu controle é tão somente exercido de forma global nos sistemas elétricos, não havendo nenhuma restrição para a taxa de distorção harmônica individual de qualquer dispositivo conversor estático.

Observa-se finalmente que o fator de potência como definido pela legislação em vigor, no Brasil, sem a preocupação com o conteúdo harmônico de corrente destes dispositivos, tem levado o sistema elétrico nacional a conviver com substancial perda de eficiência, assim como, causando descomunais perdas financeiras que poderiam estar sendo empregadas para o aumento da capacidade de geração e transmissão, como também, da melhoria e ampliação da rede de distribuição de energia elétrica.

Neste sentido, este trabalho apresenta as técnicas de controle por corrente média e por corrente de pico com compensação de rampa, para a emulação de elevado fator de potência com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente drenada do sistema de CA, aplicadas aos novos conversores Boost, Zeta e Sepic ZCS-PWM propostos.

Com as técnicas de emulação de elevado fator de potência, obtém-se estruturas conversoras CA/CC que drenam da rede de corrente alternada uma corrente com elevada “qualidade” (elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica).



2 – Uma Nova Família de Conversores CC/CC ZCS-PWM

2.1 – Introdução

Uma das maneiras de se aumentar o rendimento de estruturas que se utilizam de semicondutores que operam sob elevadas frequências é a utilização de topologias que propiciem comutações não dissipativas, ou seja, comutações com perdas nulas. Podem-se obter tais comutações, tradicionalmente, de duas formas distintas:

(a) Técnica ZVS (Zero Voltage Switching): O princípio básico desta técnica consiste em anular a tensão sobre o semicondutor antes de sua entrada em condução, ou seja, antes que a corrente comece a fluir através do mesmo. Na Figura 2.1 apresentam-se as células básicas que possibilitam a comutação com tensão nula, onde se observa as formas de onda estilizadas durante o processo de comutação ZVS e os elementos ressonantes L_r e C_r , sendo que, C_r encontra-se sempre num caminho em paralelo com o interruptor principal S .

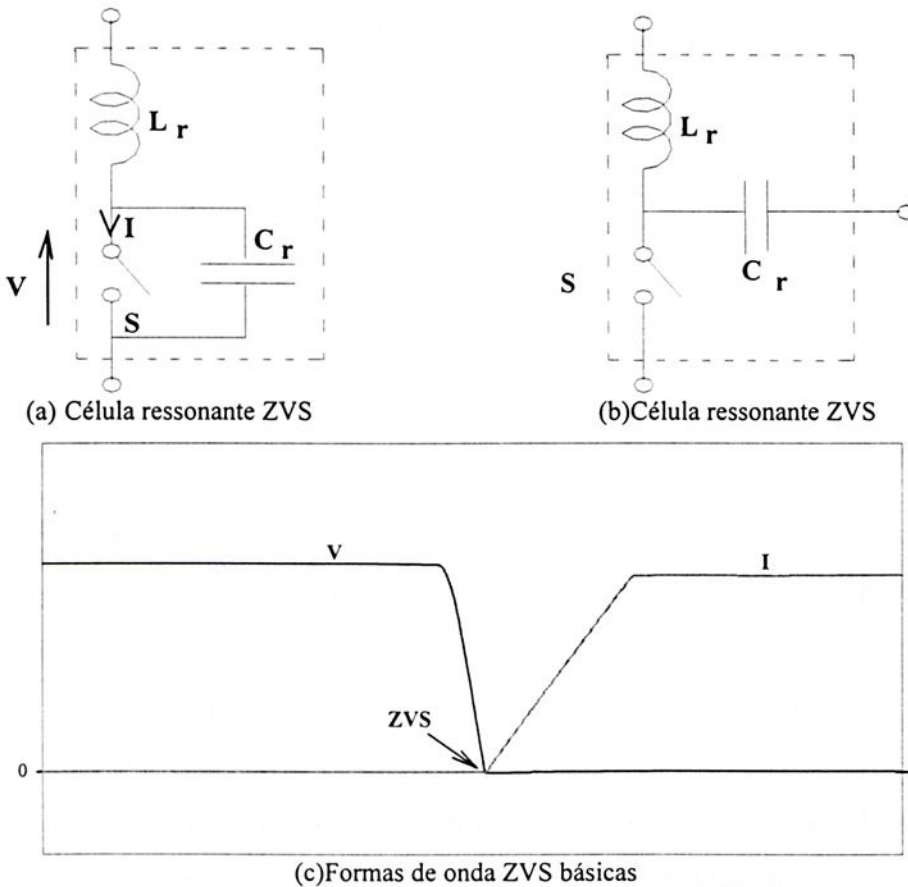


Figura 2.1 – Células de comutação ZVS e formas de onda durante a comutação.

Esta técnica elimina os efeitos das capacitâncias parasitas das junções de S (capacitância de saída), na entrada em condução, possibilitando a operação em frequências elevadas.

A técnica ZVS é normalmente recomendada para aplicações onde o interruptor principal é do tipo MOSFET, em função de suas capacitâncias intrínsecas e a possibilidade da incorporação das mesmas no processo de comutação.

(b) Técnica ZCS (Zero Current Switching): Tem como princípio a manutenção de corrente nula através do interruptor S antes de se comandá-lo ao bloqueio, ou seja, antes que a tensão sobre o mesmo comece a crescer. Esta forma de onda é obtida pela inclusão no circuito de potência de um circuito ressonante $L_r C_r$, conforme Figura 2.2.

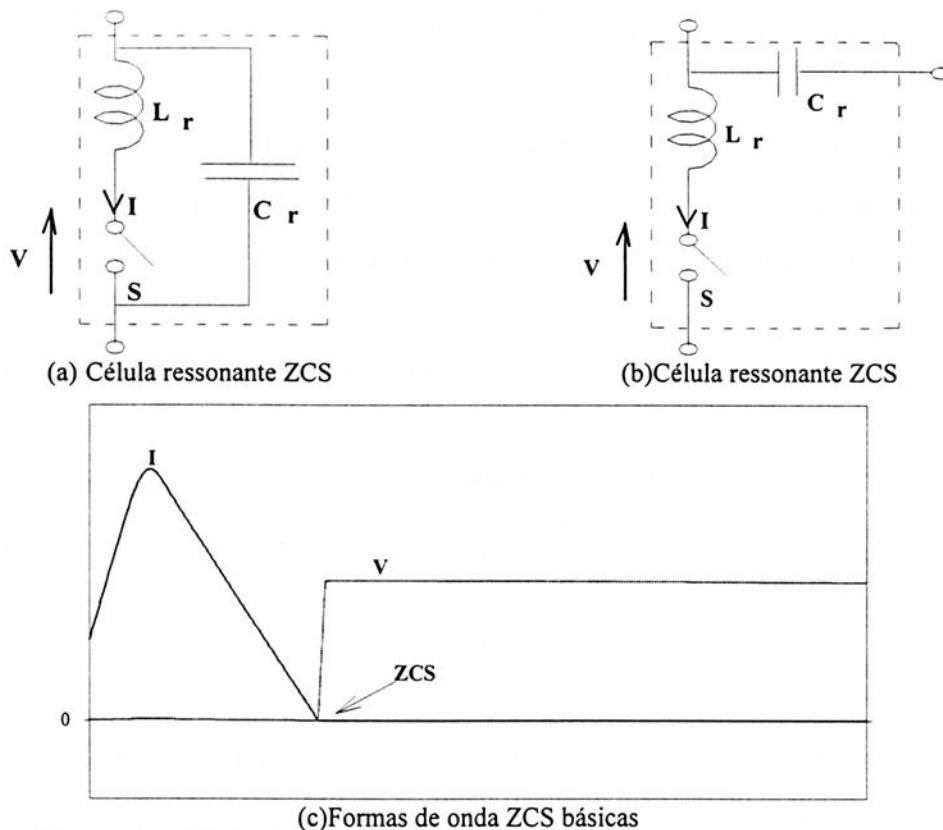


Figura 2.2 – Células de comutação ZCS e formas de onda durante a comutação.

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

Com a introdução destas técnicas 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, o interruptor original, pela células ressonantes apresentadas nas Figuras 2.1 e 2.2.

Uma grande desvantagem da técnica ZCS, 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.

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

Desta forma, empregando-se IGBTs, a técnica ZVS não mais oferece condições de aplicabilidade, recomendando-se as técnicas ZCS, principalmente pela característica da presença da “corrente de cauda” durante o processo de bloqueio dos IGBTs [1].

A primeira tentativa no sentido de se minimizar as perdas durante as comutações foi apresentada por Miller em [2] e [3] e por Schwarz em [4], criando-se o conceito de interruptor-ressonante.

Liu e F. C. Lee em [5] e Oruganti, Liu e F. C. Lee em [6] trataram de generalizar a técnica apresentada em [2] e [4] por Miller e Schwarz, criando então o conceito de comutação não-dissipativa sob corrente nula (ZCS) e, em [7], o conceito de comutação não-dissipativa sob tensão nula (ZVS).

A partir destas técnicas foi possível obter-se uma grande redução dos esforços de tensão e corrente durante as comutações, como mostra a Figura 2.3 [8].

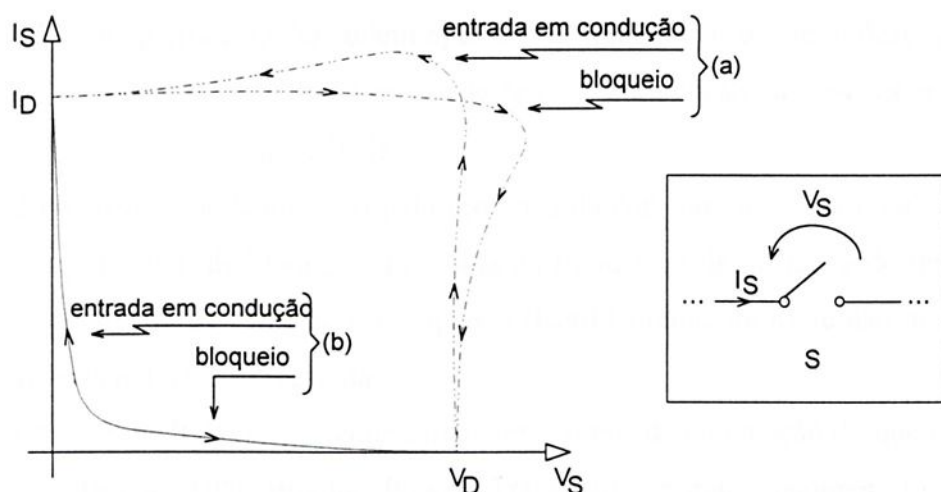


Figura 2.3- Esforços durante a comutação: (a) Comutação dissipativa, (b) Comutação não dissipativa (ZVS/ZCS).

Com a diminuição dos esforços durante as comutações tornou-se possível o aumento da frequência de operação e da densidade de potência extraída dos conversores. Dessa forma foi possível se fazer a incorporação de elementos parasitas ao circuito principal e a redução de ruídos eletromagnéticos. As técnicas de comutação evoluíram da modulação em frequência e grande participação da ressonância no processo de transferência de potência da fonte para a carga, o que acarretava um aumento das perdas em condução, até a possibilidade de modulação com frequência constante, conseguindo-se assim minimizar o problema de mau aproveitamento dos

elementos magnéticos devido à modulação em frequência [9 e 10] e a não participação dos elementos ressonantes (L_r e C_r) no processo de transferência de energia, e tão somente, durante as comutações. Tal fato possibilitou a redução dos elementos reativos necessários [11].

Muitos trabalhos a partir destas propostas tem sido apresentados, contribuindo para a redução dos esforços adicionais nos semicondutores, em relação à técnica convencional PWM, permitindo comutações não dissipativas.

Em conversores com potências, tensões ou correntes elevadas nos interruptores comandados, os interruptores do tipo IGBTs são preferidos (1998), quando comparados aos MOSFETs de potência. Principalmente por 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). 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 [1].

Os IGBTs de quarta geração podem operar com frequências de até 200kHz em condições de comutação não-dissipativa [12]. 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 (Hard Commutation) ou não-dissipativa (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 Transistor), porém, maiores do que aqueles apresentados pelos MOSFETs de potência.

Devidos os diversos fatores citados, para os IGBTs, recomenda-se a comutação do tipo ZCS [1].

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.

Observa-se que a estrutura apresentada em [1] propicia comutações totalmente não dissipativas (durante a entrada em condução e bloqueio, tanto do interruptor principal, quanto do auxiliar) e modulação com frequência constante, eliminando as perdas associadas na entrada em condução do interruptor principal, presente nas técnicas convencionais ZCS (devido a problemas com recuperação reversa de diodos). Entretanto, a célula analisada em [1] não permite a isolamento, quando aplicada aos conversores convencionais naturalmente isoláveis (Buck-Boost, Sepic e Zeta).

Portanto, este capítulo apresenta uma nova família de conversores CC/CC com comutação não dissipativa do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM), desenvolvida através de síntese, a partir de [1], com o objetivo de possibilitar a isolamento das estruturas de conversores naturalmente isoláveis, mantendo os benefícios das comutações não dissipativas.

2.2 – A Nova Família de Conversores CC/CC ZCS-PWM

A Figura 2.4 apresenta uma nova célula de comutação ZCS-PWM proposta para estudo.

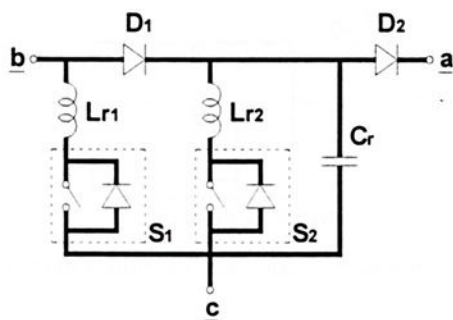


Figura 2.4 - Nova célula de comutação ZCS-PWM.

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

O interruptor principal é denotado por S_1 na Figura 2.4. É este interruptor o responsável pela transferência de potência para a carga.

Já o interruptor S_2 é denominado de auxiliar pois sua função é a de oferecer condições para a comutação não-dissipativa com frequência constante do interruptor principal e para ele próprio.

Basicamente, a modificação realizada em relação à célula analisada em [1] consiste na rotação do capacitor C_r , que agora passa a ser conectado em paralelo com o ramo de L_{r2} e S_2 . Apesar de parecer algo simples, tal mudança proporciona um comportamento completamente

diferente quando comparada à sua antecessora, como será mostrado posteriormente, permitindo a sua aplicação na obtenção de estruturas isoláveis, do tipo Buck-Boost, Sepic e Zeta, conforme se verifica na Figura 2.5.

Como se observa nas Figuras 2.c (conversor Buck-Boost), 2.e (conversor Sepic) e 2.f (conversor Zeta), é possível a isolação dos mesmos diretamente através do indutor de acumulação L_m .

Esta característica é muito importante para diversas aplicações em fontes e sistemas de alimentação.

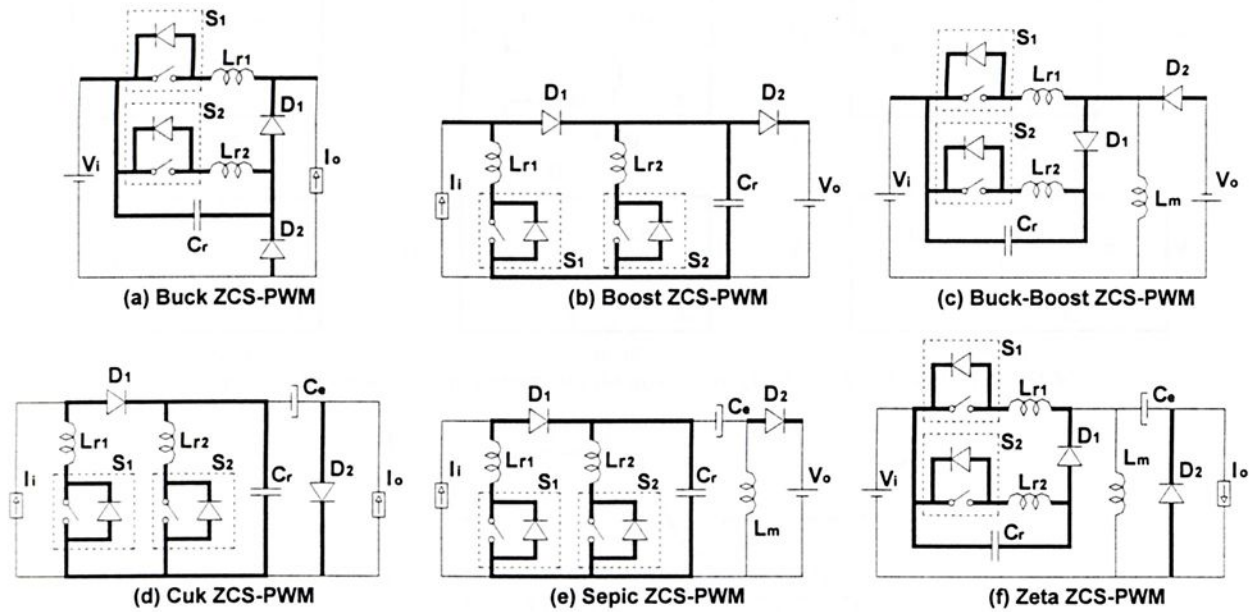


Figura 2.5 - Uma nova família de conversores CC/CC baseados na nova célula de comutação ZCS-PWM.

3 – O Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM

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

A Figura 3.1 ilustra a topologia do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

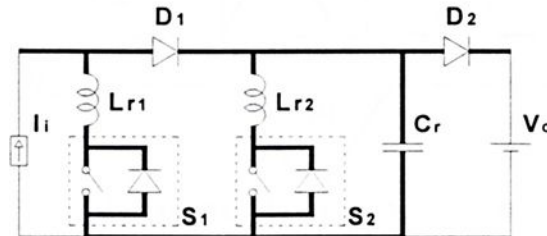


Figura 3.1 - Novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

As análises qualitativa e quantitativa, para o novo conversor Boost ZCS-PWM é apresentado neste capítulo..

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

As etapas de funcionamento são apresentadas na Figura 3.2 e as principais formas de onda idealizadas na Figura 3.3, para um período genérico de funcionamento.

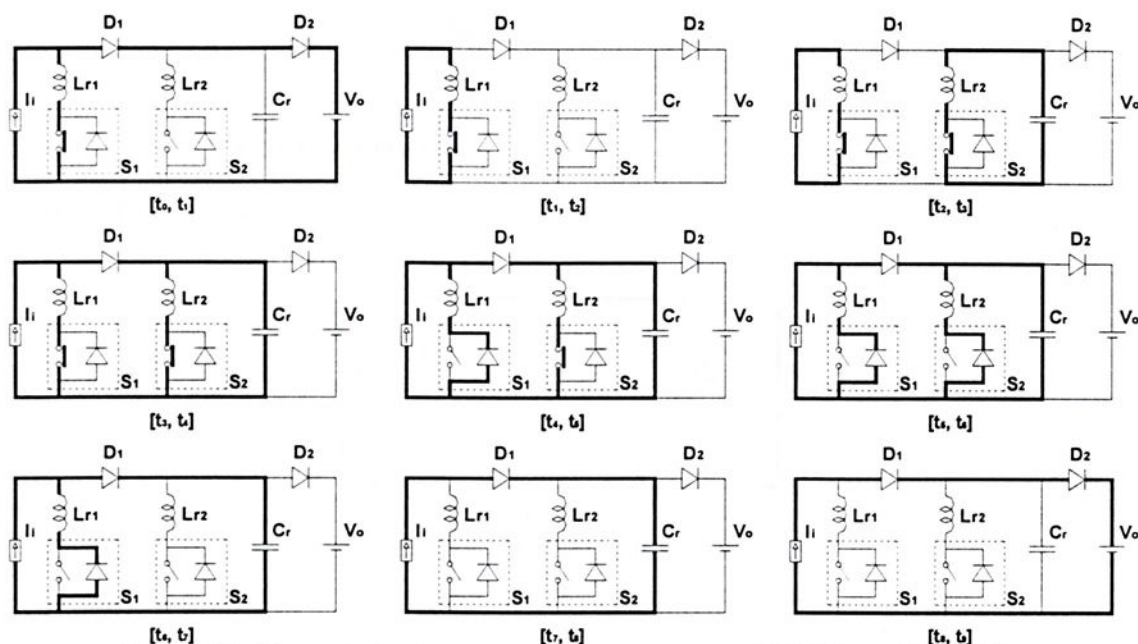


Figura 3.2 - Etapas de funcionamento do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

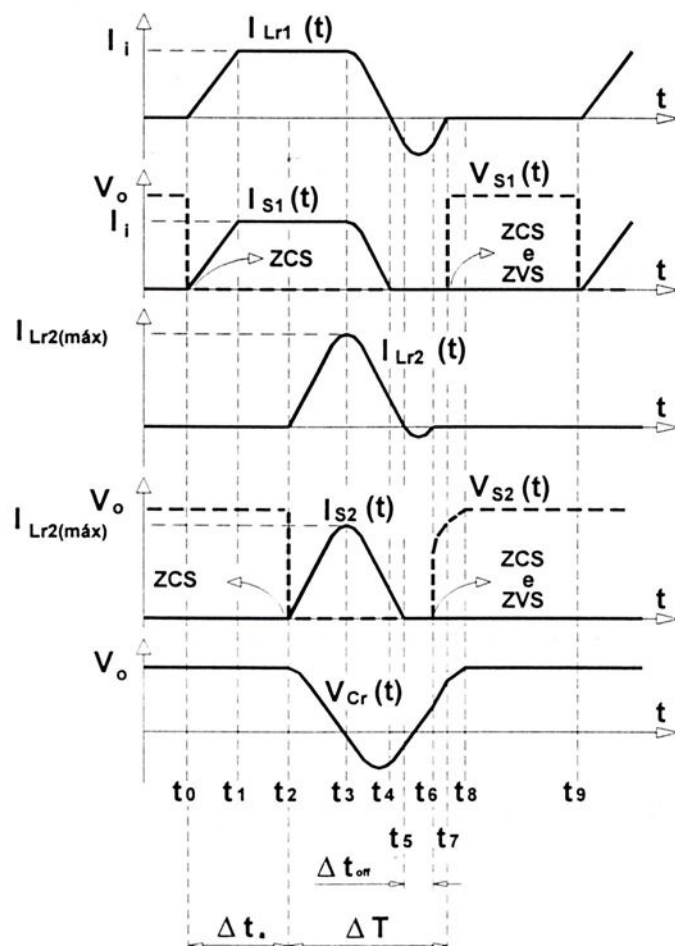


Figura 3.3 - Principais formas de onda teóricas da estrutura analisada, para um período genérico de funcionamento.

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

$$\alpha = \frac{I_i}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.1)$$

e,

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (3.2)$$

3.1.1 – Etapas de Funcionamento

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

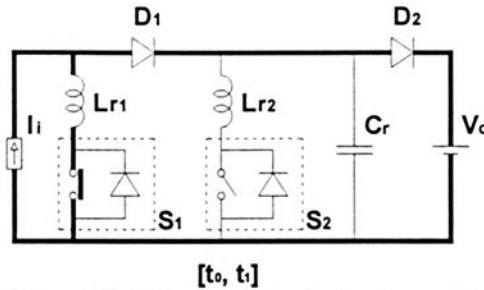


Figura 3.4 - Primeira etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_0) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_0) &= 0 \\ v_{Cr}(t_0) &= V_o \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

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

A corrente através de L_{r1} cresce linearmente, enquanto a corrente através de L_{r2} e a tensão sobre C_r não sofrem alterações.

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_o}{L_{r1}} \cdot t \quad (3.4)$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.5)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \quad (3.6)$$

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

$$i_{Lr1}(t_1) = I_i \quad (3.7)$$

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

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

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \frac{\alpha}{\beta} \quad (3.8)$$

Sendo:

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \quad (3.9)$$

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

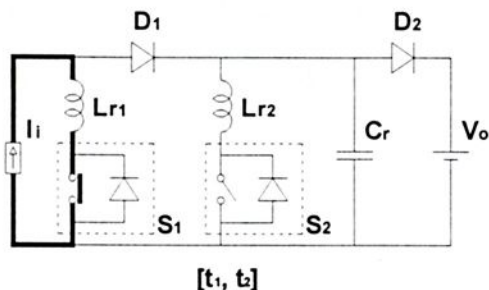


Figura 3.5 - Segunda etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_1) &= I_i \\ i_{Lr2}(t_1) &= 0 \\ v_{Cr}(t_1) &= V_o \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

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

$$i_{Lr1}(t) = I_i \quad (3.11)$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.12)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \quad (3.13)$$

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

$$\Delta t_2 = D \cdot T - \Delta t_1 \quad (3.14)$$

Sendo:

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (3.15)$$

D: razão cíclica de comando;

T: período de chaveamento;

f_s : frequência de chaveamento.

Esta é uma etapa de controle, com a finalidade de se obter uma determinada tensão regulada na carga, para determinada corrente de carga.

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

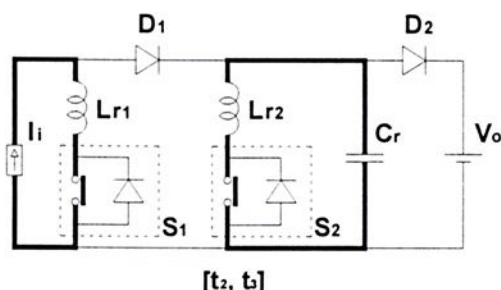


Figura 3.6 - Terceira etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_2) &= I_i \\ i_{Lr2}(t_2) &= 0 \\ v_{Cr}(t_2) &= V_o \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

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

Tem início então a ressonância entre C_r e L_{r2} . A corrente através de L_{r2} cresce senoidalmente e a tensão sobre C_r decresce cossenoidalmente, com uma frequência angular de ressonância dada pela equação (3.17).

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \quad (3.17)$$

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

As equações que descrevem esta etapa de funcionamento são:

$$i_{Lr1}(t) = I_i \quad (3.18)$$

$$i_{Lr2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} \cdot V_o \cdot \sin(\omega_{02} \cdot t) \quad (3.19)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) \quad (3.20)$$

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

$$v_{Cr}(t_3) = 0 \quad (3.21)$$

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

A partir das equações (3.20) e (3.21) é possível obter-se o intervalo de tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.22)$$

Levando-se (3.22) a (3.19) obtém-se o valor da corrente através de L_{r2} ao final desta etapa:

$$i_{Lr2}(t_3) = I_3 = \frac{I_i}{\alpha} \quad (3.23)$$

d) Quarta Etapa: $[t_3, t_4]$

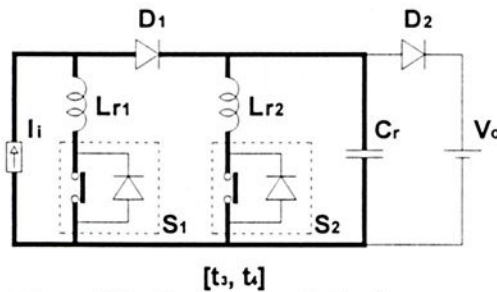


Figura 3.7 - Quarta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_3) &= I_i \\ i_{Lr2}(t_3) &= I_3 = \frac{I_i}{\alpha} \\ v_{Cr}(t_3) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

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

$$\omega_{0eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{req} \cdot C_r}} \quad (3.25)$$

Sendo:

$$L_{req} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.26)$$

Esta etapa é regida pelas seguintes equações:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_i}{\alpha} \left[\alpha + \frac{\beta}{1+\beta} \cdot (\cos(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) \right] \quad (3.27)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{I_i}{\alpha} \left[1 + \frac{1}{1+\beta} \cdot (\cos(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) \right] \quad (3.28)$$

$$v_{Cr}(t) = -\sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \frac{I_i}{\alpha} \cdot \text{sen}(\omega_{0eq} \cdot t) \quad (3.29)$$

Tendo-se que:

$$I_3 < I_i. \quad (3.30)$$

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

$$i_{Lr1}(t_4) = 0 \quad (3.31)$$

$$\text{e,} \quad i_{Lr2}(t_4) = I_4 > 0 \quad (3.32)$$

Com base em (3.31) e (3.27) é possível obter-se o intervalo de tempo de duração da quarta etapa de funcionamento:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos\left(1 - \alpha \cdot \frac{1+\beta}{\beta}\right) \quad (3.33)$$

Para que a equação (3.33) seja satisfeita, deve-se ter:

$$\alpha < \frac{2\beta}{(1+\beta)} \quad (3.34)$$

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

$$i_{Lr2}(t_4) = I_4 = \frac{I_i}{\alpha} \left(1 - \frac{\alpha}{\beta}\right) \quad (3.35)$$

A partir das equações (3.32) e (3.35) pode-se concluir que:

$$\frac{\alpha}{\beta} < 1 \quad (3.36)$$

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

$$v_{Cr}(t_4) = V_4 = -\frac{1}{\beta} \cdot V_o \cdot \sqrt{\alpha \cdot (2\beta - \alpha - \alpha\beta)} \quad (3.37)$$

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

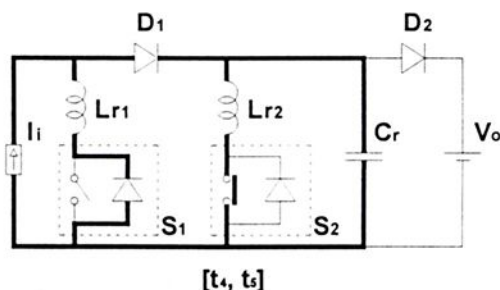


Figura 3.8 - Quinta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_4) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_4) &= I_4 = \frac{I_i}{\alpha} \left(1 - \frac{\alpha}{\beta} \right) \\ v_{Cr}(t_4) &= V_4 = -\frac{1}{\beta} \cdot V_o \cdot \sqrt{\alpha \cdot (2\beta - \alpha - \alpha \cdot \beta)} \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

O circuito equivalente desta etapa é idêntico ao circuito equivalente da etapa anterior, o que significa que as equações que regem esta etapa são as mesmas que regem a quarta etapa, ou seja, continuam válidas as equações (3.27), (3.28) e (3.29).

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

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

$$i_{Lr2}(t_5) = 0 \quad (3.39)$$

Com base em (3.28) e (3.39) temos:

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (3.40)$$

Como condição para que (3.40) seja satisfeita, temos:

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} < 1 \quad (3.41)$$

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

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (3.42)$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \left[\arccos(-\beta) - \arccos \left(1 - \alpha \cdot \frac{1+\beta}{\beta} \right) \right] \quad (3.43)$$

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

$$i_{Lr1}(t_5) = I_5 = I_i \cdot \left[1 - \frac{\beta}{\alpha} \right] \quad (3.44)$$

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

$$v_{Cr}(t_5) = V_5 = -V_o \cdot \sqrt{1 - \beta} \quad (3.45)$$

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

f) Sexta Etapa: $[t_5, t_6]$

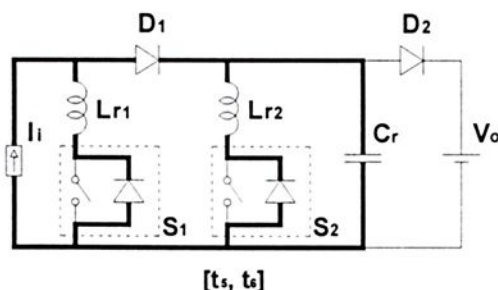


Figura 3.9 - Sexta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_5) &= I_5 = I_i \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \\ i_{Lr2}(t_5) &= 0 \\ v_{Cr}(t_5) &= V_5 = -V_o \cdot \sqrt{1 - \beta} \end{aligned} \right\} \quad (3.46)$$

A inversão da corrente que flui através de L_{r1} faz com que o diodo em anti-paralelo com S_2 , intrínseco ao mesmo, entre em condução.

Novamente, o circuito equivalente desta etapa é idêntico àquele apresentado na quarta etapa, fazendo com que as equações que regem esta etapa continuem sendo as mesmas aplicadas à quarta e à quinta etapas, ou sejam, as equações (3.27), (3.28) e (3.29).

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

$$\omega_{0eq} \cdot t_5 + \omega_{0eq} \cdot t_6 = 2 \cdot \pi \quad (3.47)$$

Com base em (3.40) e (3.47) obtemos:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot [2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)] \quad (3.48)$$

Temos ainda que:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 \quad (3.49)$$

Assim, a partir de (3.40), (3.48) e (3.49):

$$\Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{0eq}} \cdot [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (3.50)$$

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

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_i \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \quad (3.51)$$

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

$$v_{Cr}(t_6) = V_6 = V_o \cdot \sqrt{1 - \beta} \quad (3.52)$$

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

g) Sétima Etapa: $[t_6, t_7]$

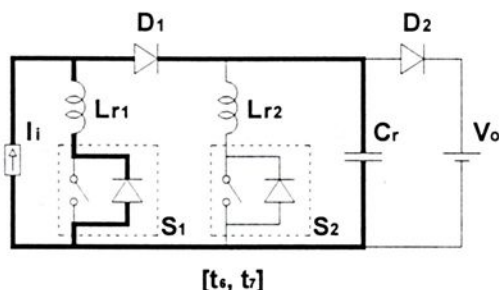


Figura 3.10 - Sétima etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_6) &= I_6 = I_i \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \\ i_{Lr2}(t_6) &= 0 \\ v_{Cr}(t_6) &= V_6 = V_o \cdot \sqrt{1 - \beta} \end{aligned} \right\} \quad (3.53)$$

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

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \quad (3.54)$$

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

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

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_i}{\alpha} \cdot [\sqrt{\beta \cdot (1 - \beta)} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) - \beta \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) + \alpha] \quad (3.55)$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.56)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \cdot [\sqrt{1 - \beta} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) + \sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t)] \quad (3.57)$$

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

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \right) \quad (3.58)$$

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

$$v_{Cr}(t_7) = V_7 = V_o \cdot [\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{01} \cdot \Delta t_7)] \quad (3.59)$$

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

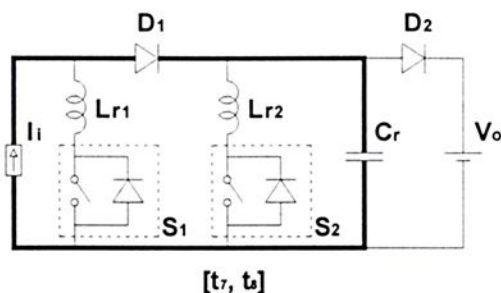


Figura 3.11 - Oitava etapa de funcionamento

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_7) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_7) &= 0 \\ v_{Cr}(t_7) &= V_7 = V_o \cdot [\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{01} \cdot \Delta t_7)] \end{aligned} \right\} \quad (3.60)$$

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

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

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

$$i_{Lr1}(t) = 0 \quad (3.61)$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.62)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_i}{C_r} \cdot t + V_7 \quad (3.63)$$

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

$$v_{Cr}(t_8) = V_o \quad (3.64)$$

A partir de (3.63) e (3.64) obtemos:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \frac{1}{\alpha} \cdot [1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{01} \cdot \Delta t_7)] \quad (3.65)$$

i) Nona Etapa: $[t_8, t_9]$

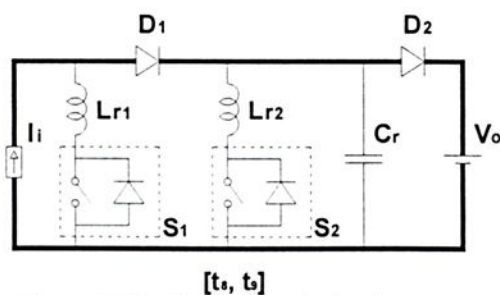


Figura 3.12 - Nona etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_8) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_8) &= 0 \\ v_{Cr}(t_8) &= V_o \end{aligned} \right\} \quad (3.66)$$

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

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

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

$$i_{Lr1}(t) = 0 \quad (3.67)$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.68)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \quad (3.69)$$

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

A duração desta etapa é determinada pela equação (3.70):

$$\Delta t_9 = T - \left(\sum_{i=1}^8 \Delta t_i \right) \quad (3.70)$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_9 = T \cdot (1 - D) - \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \left\{ \frac{1}{\alpha} + A - B + \frac{\omega_{01} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} \right\} \quad (3.71)$$

Sendo: $A = \frac{\pi}{2} + \frac{[2\pi - \arccos(-\beta)]}{\sqrt{1+\beta}} \quad (3.72)$

$$B = \frac{1}{\alpha} \cdot [\sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{01} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_7)] \quad (3.73)$$

3.1.2 – Condições Necessárias para Comutação ZCS

Da análise apresentada para o novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM, observa-se que as inequações (3.36) e (3.41) devem se atendidas, para que se obtenha as comutações não dissipativas do tipo ZCS em ambos os interruptores.

Como mostrado na Figura 3.3, o intervalo de tempo (Δt_{off}) destinado ao bloqueio simultâneo dos interruptores é dado por:

$$\Delta t_{\text{off}} = \Delta t_6 \quad (3.74)$$

Dessa forma, os intervalos de tempo referentes ao controle dos interruptores principal (S_1) e auxiliar (S_2) são obtidos a partir das equações (3.75) e (3.76), respectivamente.

$$\Delta t_{s1} = \sum_{i=1}^6 \Delta t_i - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (3.75)$$

$$\Delta t_{s2} = \sum_{i=3}^6 \Delta t_i - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (3.76)$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_{s1} = D.T + \frac{1}{\omega_{02}} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (3.77)$$

$$\Delta t_{s2} = \frac{1}{\omega_{02}} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (3.78)$$

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

$$\Delta t_9 > 0 \quad (3.79)$$

Dessa forma, com o intuito de se reduzir a influência dos parâmetros ressonantes na característica de ganho estático e garantir a existência de todas as etapas descritas, obtém-se mais uma condição de operação, como segue:

$$f < \frac{2.\pi.(1-D)}{\left(\frac{1}{\alpha} + A - B + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}} \right)} \quad (3.80)$$

3.1.3 – Ganho Estático

A razão de conversão estática deste conversor, também denominada ganho estático (q), é definida pela equação (3.81), como segue:

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \quad (3.81)$$

Sendo: V_i : O valor médio da tensão de entrada;
 V_o : O valor médio da tensão sobre a carga;
 I_i : O valor médio da corrente de entrada;
 I_o : O valor médio da corrente através da carga.

A corrente média através da carga é obtida a partir da equação (3.82):

$$I_o = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} (I_i - i_{Lr1}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_2} I_i dt \right] \quad (3.82)$$

O que nos fornece:

$$I_o = I_i \cdot \left\{ (1-D) - \frac{f_s}{\omega_{02}} \left[\frac{2\beta - \alpha^2}{2\alpha\beta} + A - B + \frac{\omega_{01} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} \right] \right\} \quad (3.83)$$

Tendo-se que:

$$\omega_{02} = 2\pi \cdot f_{02} \quad (3.84)$$

Sendo: f_{02} a frequência de ressonância entre os elementos L_{r2} e C_r .

Dessa forma, a partir de (3.81), (3.83) e (3.84), obtem-se:

$$q = \frac{1}{1 - G(\alpha, \beta, f, D)} \quad (3.85)$$

$$\text{Sendo: } G(\alpha, \beta, f, D) = D + \frac{f}{2\pi} \left[\frac{2\beta - \alpha^2}{2\alpha\beta} + A - B + \frac{\omega_{01} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} \right] \quad (3.86)$$

$$\text{e, } f = \frac{f_s}{f_{02}} \quad (3.87)$$

A Figura 3.13 ilustra alguns ábacos do ganho estático (q) para diferentes valores de β e f , em função de valores de α e D para o novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM.

Da análise dos resultados apresentados na Figura 3.13, verifica-se a influência dos parâmetros β e f nas características estáticas do conversor em análise.

Para valores de β próximos da unidade, a regulação de tensão do conversor melhora.

Em relação ao parâmetro f , seu aumento promove uma elevação da regulação de tensão (maiores variações da tensão de saída com a corrente de carga), além de tornar as características “não-lineares”, mostrando a influência dos parâmetros ressonantes.

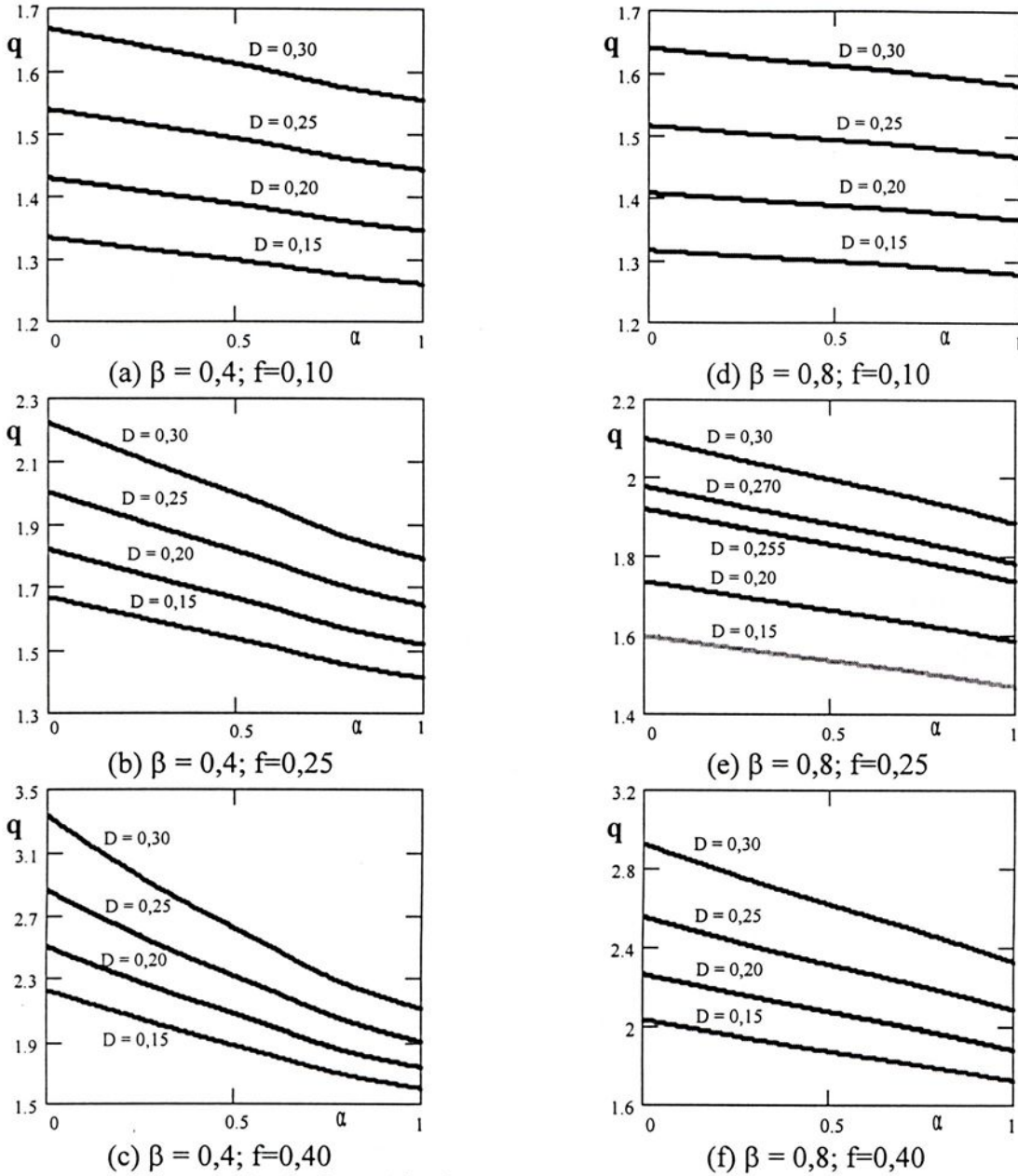


Figura 3.13 – Ganho estático do novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM.

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

3.2 – Exemplo e Metodologia de Projeto

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

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

$$V_{in} = 220V$$

$$V_o = 400V$$

$$P_o = 1600W$$

$$f_s = 20kHz$$

$$\eta_{(min)} \text{ adotado} = 95\%$$

Deve-se inicialmente obter o valor da corrente de entrada I_i , a partir da seguinte equação (3.88), como segue:

$$I_i = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}} = 7,66A \quad (3.88)$$

É com base nas equações (3.1), (3.2), (3.9) e (3.84) que poderemos obter os valores dos elementos ressonantes do circuito, a saber, L_{r1} , L_{r2} e C_r . Para utilizarmos tais equações, deve-se adotar valores para os parâmetros α e β de tal maneira que atendam às inequações (3.36) e (3.41). Deve-se ainda adotar um valor para f , o que nos permitirá encontrar ω_{02} , possibilitando a seguir, a obtenção de todos os parâmetros ressonantes. Assim sendo, adotaremos que:

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

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

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

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

$$C_r = 94nF$$

O indutor Boost é calculado através da equação (3.89).

$$L_b = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{L_{m\acute{a}x}} \cdot f_s} \quad (3.89)$$

Com o intuito de se encontrar o valor da razão cíclica de controle (D), calcula-se o ganho estático (q) da estrutura, a partir da equação (3.81), o que nos fornece:

$$q = 1,818$$

De posse dos valores de α e q e com base nos ábacos da Figura 3.13, determina-se o valor da razão cíclica de controle (D):

$$D = 0,242$$

Então, adotando-se:

$$\Delta I_{L_{\text{máx}}} = 0,15 \cdot I_i \quad (3.90)$$

Teremos:

$$L_b = 2,38 \text{ mH}$$

O filtro capacitivo do conversor é obtido através da equação (3.91), como segue:

$$C_o \geq \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot I_o \cdot \Delta V_C} \quad (3.91)$$

Adotando-se:

$$\Delta V_C = 0,02 \cdot V_o \quad (3.92)$$

E tendo-se que:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 4 \text{ A} \quad (3.93)$$

Obteremos:

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

Assim sendo, adota-se:

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

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

A resistência de carga nominal é dada por:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = 100 \Omega \quad (3.94)$$

A seguir são apresentados os principais resultados de simulação (Pspice), para o exemplo de projeto desenvolvido.

Na Figura 3.14 apresentam-se as formas de onda da corrente através do indutor ressonante L_{r1} , bem como os detalhes das comutações para S_1 , verificando-se que as comutações são não dissipativas (ZCS na entrada em condução e ZCZVS durante o bloqueio).

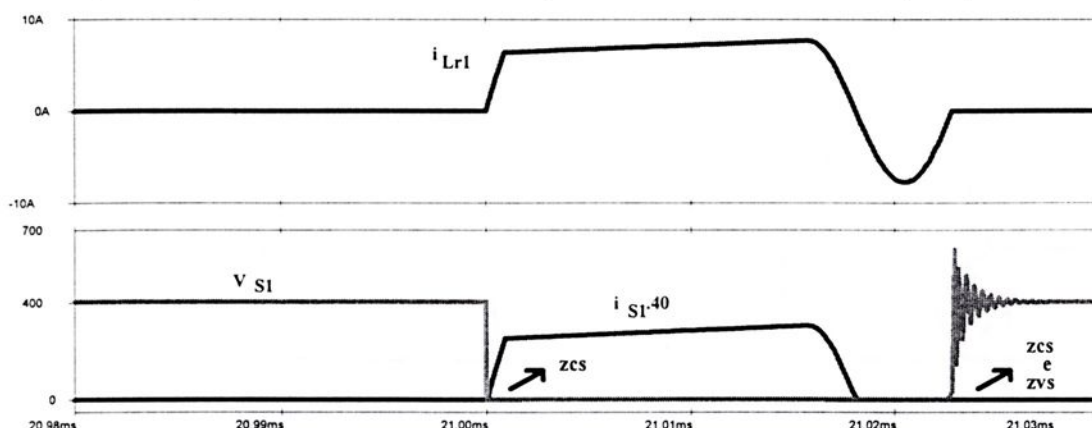


Figura 3.14 - Corrente através do indutor de ressonância L_{r1} , tensão e corrente através de S_1 .

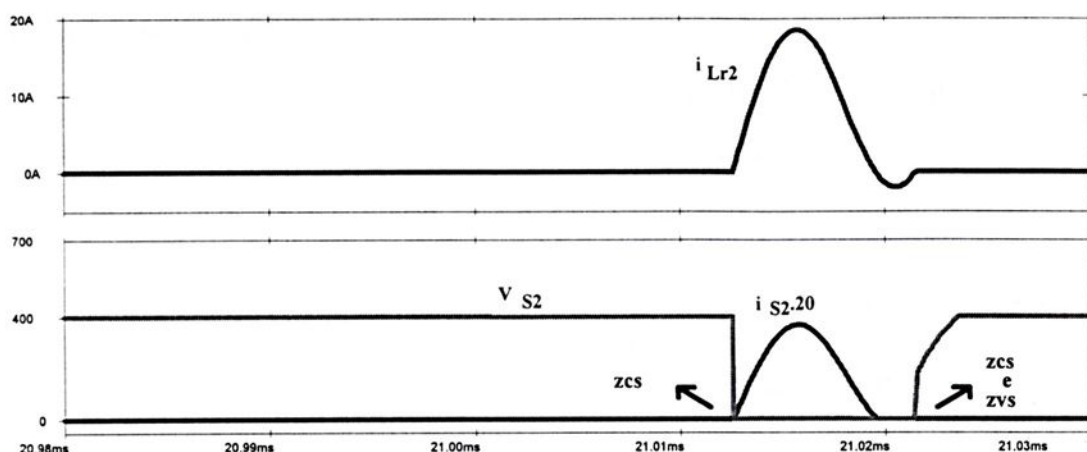


Figura 3.15 - Corrente através do indutor de ressonância L_{r2} , tensão e corrente através do interruptor S_2 .

Na Figura 3.15 apresentam-se as formas de onda da corrente através do indutor ressonante L_{r2} e os detalhes das comutações para S_2 . Verifica-se nestes resultados que as comutações para S_2 são também não dissipativas, tanto na entrada em condução (ZCS), quanto durante o bloqueio (ZCZVS).

As Figuras 3.16 e 3.17 apresentam os detalhes das comutações para os diodos D_1 e D_2 . Verifica-se, como analisado, que a entrada em condução dos mesmos ocorrem com tensão nula (ZVS), e que, durante o bloqueio não existem efeitos de recuperação reversa. Este fato alivia as perdas durante a entrada em condução de S_1 e S_2 , assim como, em condução, em relação aos conversores ZCS convencionais.

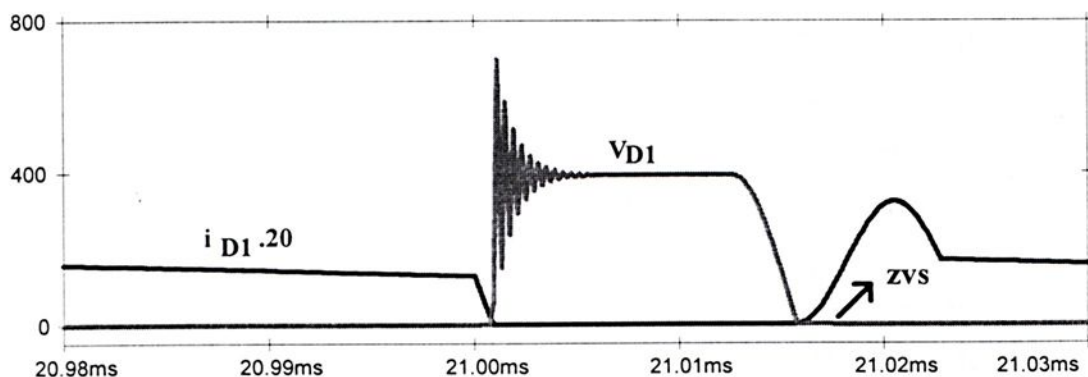


Figura 3.16 - Tensão e corrente através de D_1 .

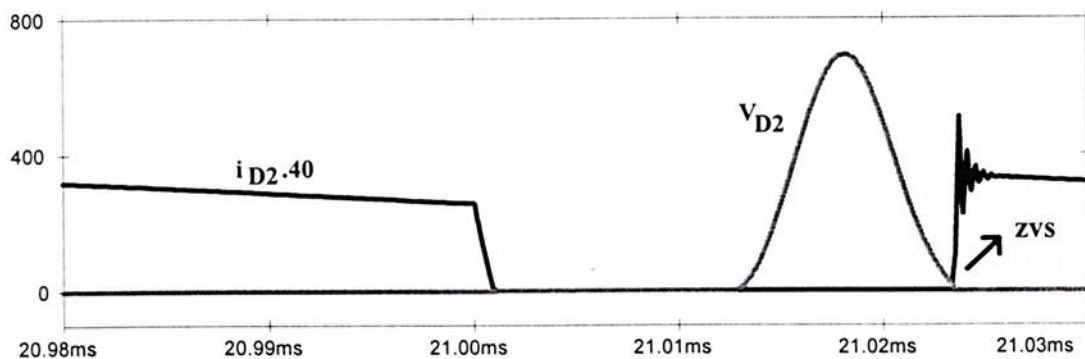


Figura 3.17 - Tensão e corrente através de D_2 .

3.3 – Resultados Experimentais

O diagrama esquemático do circuito de potência projetado e do controle PWM para o novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM é apresentado na Figura 3.18.

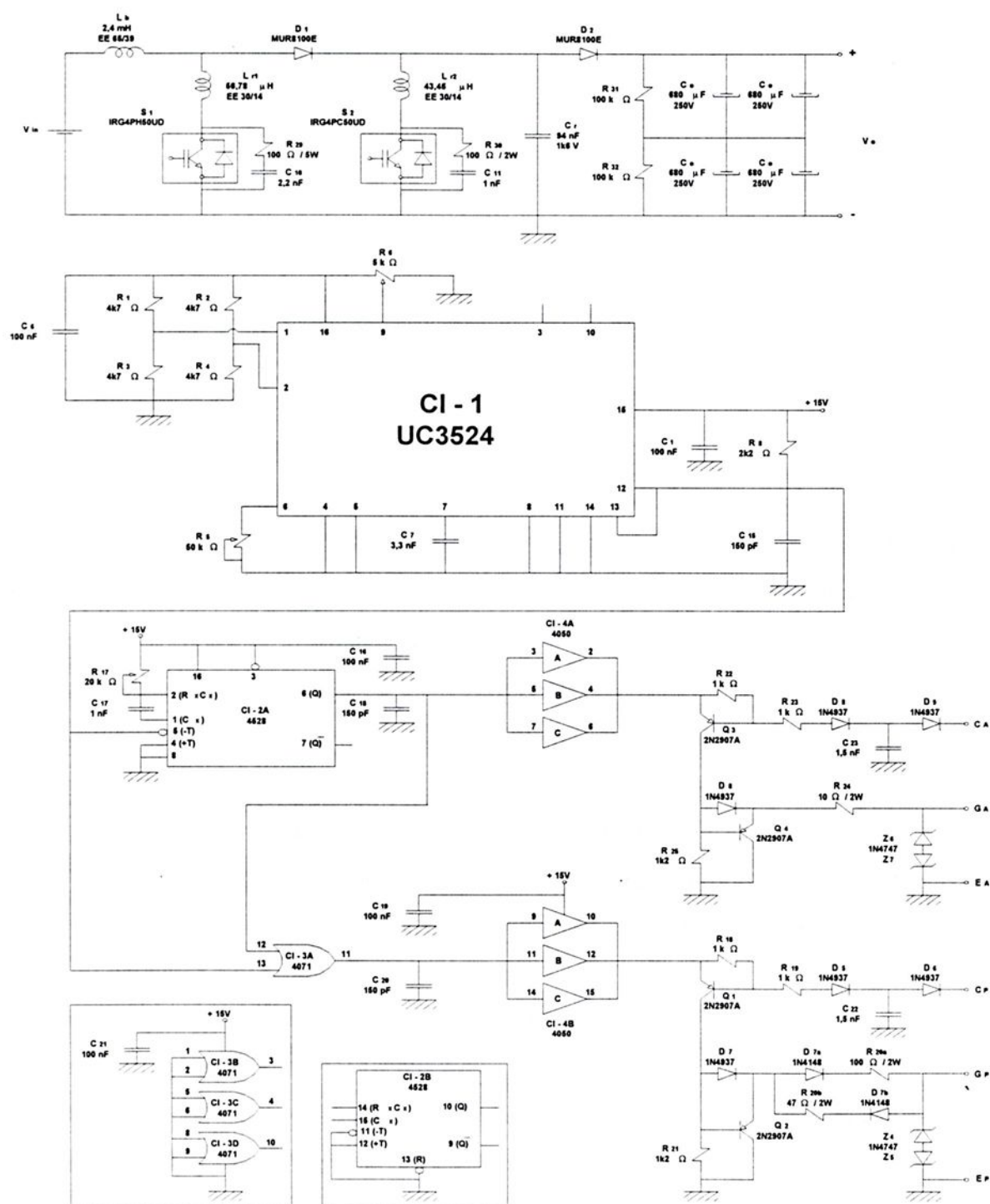
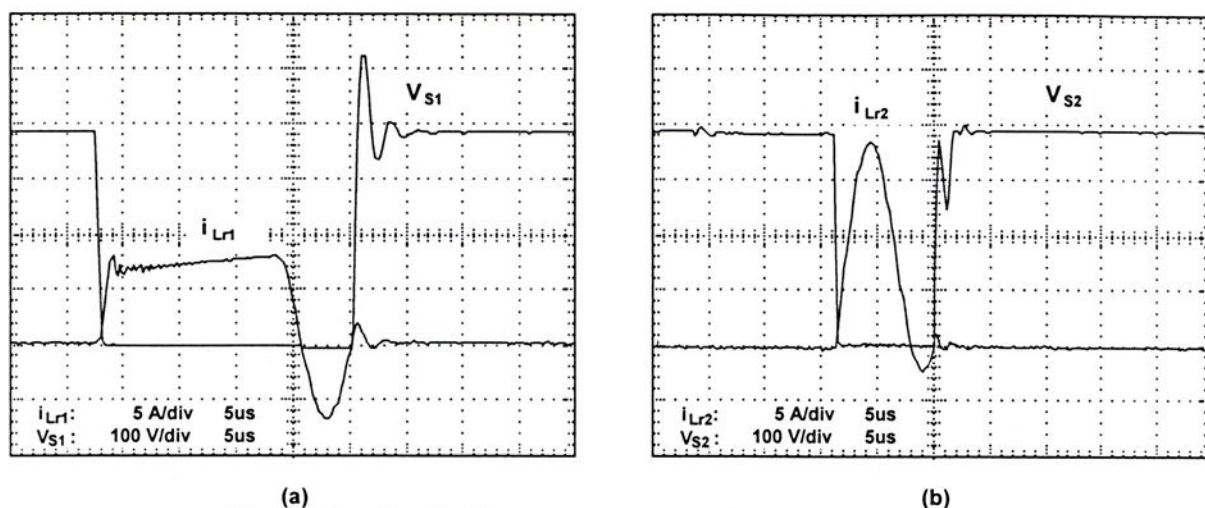


Figura 3.18 – Diagrama esquemático completo para o novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

As principais formas de onda obtidas durante o ensaio laboratorial da unidade de teste do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM, para carga nominal, são apresentadas na Figura 3.19.



(a) (b)
 Figura 3.19 – Detalhe das comutações para os interruptores S_1 e S_2 :
 (a) Corrente através do indutor L_{r1} e tensão sobre o interruptor S_1 ;
 (b) Corrente através do indutor L_{r2} e tensão sobre o interruptor S_2 .

Verifica-se na Figura 3.19 que a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 ocorrem com corrente nula (ZCS), uma vez que a presença dos indutores ressonantes associados em série com os mesmos, fazem com que a corrente através destes ramos cresçam, partindo de zero, com uma determinada derivada reduzida. Assim sendo, há tempo suficiente para que a tensão chegue muito próximo de zero, antes que a corrente passe a fluir através do semicondutor.

Ainda da Figura 3.19, durante o bloqueio de S_1 e S_2 , tendo-se que as correntes fluem pelos diodos em anti-paralelo com os mesmos, obtém-se comutações com tensões e correntes nulas (ZCZVS) para os interruptores principal e auxiliar.

Adicionalmente, informa-se que, não se apresentam os resultados para as comutações em D_1 e D_2 em função de elevado ruído inserido durante a aquisição das mesmas, devido a não isolamento do sistema em relação aos equipamentos de medição. Entretanto, conforme análise e resultados de simulação, verifica-se que as comutações são do tipo com tensão nula (ZVS) para os mesmos, durante a entrada em condução.

A curva de rendimento experimental do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM é apresentada na Figura 3.20.

Observa-se na Figura 3.20 que o rendimento do novo conversor é bastante elevado, para uma considerável faixa de variação de carga. O ponto máximo do rendimento encontra-se próximo à carga nominal especificada em projeto (98%).

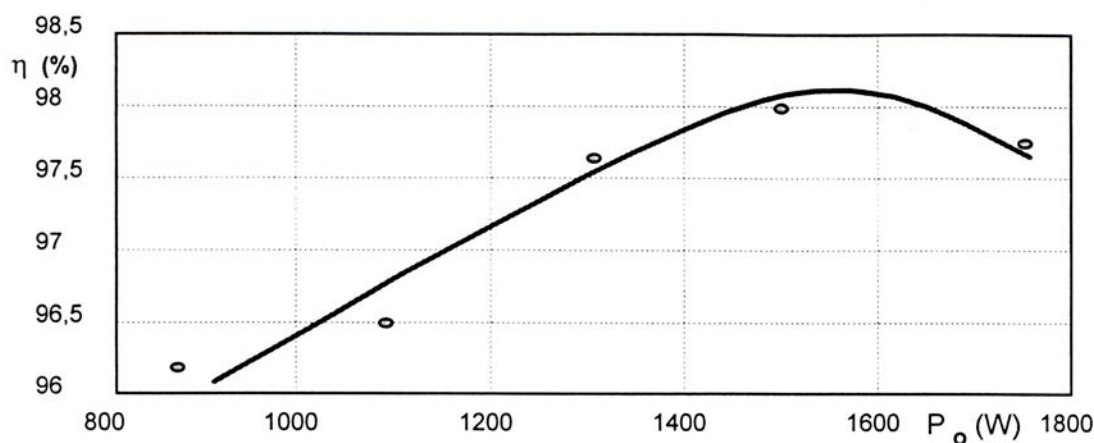


Figura 3.20 – Curva de rendimento do novo conversor Boost ZCS-PWM, em função da potência de saída.

3.4 – Conclusões

A partir da análise desenvolvida e dos resultados experimentais apresentados para o novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM podemos concluir que:

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

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

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

4 – Um Novo Pré-Condicionador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

4.1 – Introdução

Conforme introdução geral apresentada, uma das grandes barreiras a serem transpostas para a utilização de um conversor CA/CC Boost como pré-condicionador retificador, em uma faixa de potência em torno de 1kW e acima, é o elevado nível de perdas durante as comutações dos semicondutores envolvidos. Para a redução destes problemas de elevadas perdas analisou-se no capítulo 3 um novo conversor com comutação não-dissipativa.

Neste capítulo analisa-se o novo conversor Boost ZCS-PWM na conversão CA/CC, com o intuito de se obter um pré-condicionador de elevado fator de potência com baixas perdas. Obtém-se desta forma um barramento CC de saída sem que haja uma elevada taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, com elevado rendimento e reduzido ruído eletromagnético (EMI - Electromagnetic Interference), através da técnica de controle por corrente média imposta.

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

O conversor Boost pode operar no modo de condução contínua, descontínua, contínua-descontínua e em condução crítica, como apresentado por Redl em [13]. Neste caso, o controle é no modo de condução contínua. Observa-se que o conversor Boost operando sob tal modo de condução apresenta uma série de vantagens, dentre as quais:

- a) Redução dos esforços de corrente nos elementos semicondutores;
- b) Baixo nível de interferência eletromagnética introduzido na rede, reduzindo-se assim os filtros de EMI de entrada;
- c) Redução dos valores eficazes de corrente, para a mesma potência processada, quando comparada com o modo de condução descontínua.

Como técnica de controle para o modo de condução contínua, adota-se o controle por corrente média, apresentado por Dixon em [14]. Como principais características para este tipo de controle, podemos citar:

- a) Operação sob frequência constante;
- b) Operação no modo contínuo;



- c) Reduzida taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência;
- d) Sensoreamento da corrente através do indutor;
- e) Necessidade de equalização de corrente quando da colocação em paralelo com outra estrutura que se utilize da mesma técnica de controle;
- f) Reduzido volume de filtro de EMI de entrada.

Portanto, para a potência na qual o novo conversor será aplicado (1600W), a técnica de controle por valores médios em condução contínua é a mais recomendada e aquela que atende aos objetivos propostos para este trabalho.

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

4.2.1 – Considerações Simplificadoras

Antes de se iniciar a análise do novo conversor CA/CC Boost ZCS-PWM, apresentado na Figura 4.1, deve-se fazer algumas considerações para que a mesma seja simplificada sem, no entanto, comprometer sua precisão:

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

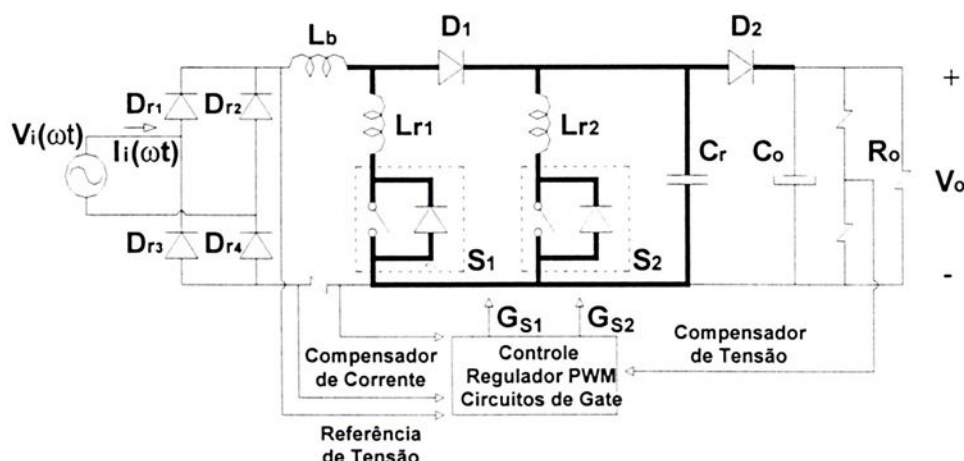


Figura 4.1 - Um novo pré-condicionador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência, controlado por corrente média imposta.

Com base em tais considerações, a análise do conversor CA/CC Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência pode ser realizada de maneira discretizada, ou seja, pode-se analisar o comportamento do conversor para cada período de chaveamento, tendo-se em vista que a tensão de alimentação é praticamente constante durante este intervalo de tempo. Assim sendo, pode-se admitir, de uma forma aproximada, que o comportamento do conversor CA/CC é idêntico ao comportamento do conversor CC/CC para cada período de chaveamento. A grande diferença entre os conversores reside no fato de que no caso CA/CC temos a variação, de um período de chaveamento para o outro, do valor de corrente fornecida pela fonte de alimentação de forma senoidal.

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

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

4.2.2 – Etapas de Funcionamento

Com as considerações simplificadoras admitidas, tem-se que todo o equacionamento desenvolvido para a conversão CC/CC se aplica integralmente à conversão CA/CC, sendo que as adaptações necessárias serão a seguir apresentadas.

As equações (3.2), (3.9), (3.25) e (3.54) continuam válidas. O parâmetro α é modificado e passa a ser representado pela equação (4.1), como segue:

$$\alpha(\omega t) = \frac{|I_i(\omega t)|}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.1)$$

A Figura 4.2 mostra as etapas de funcionamento do novo pré-condicionador retificador Boost ZCS-PWM, para um período de chaveamento genérico.

Na Figura 4.3 apresentam-se as principais formas de onda idealizadas para um período de chaveamento.

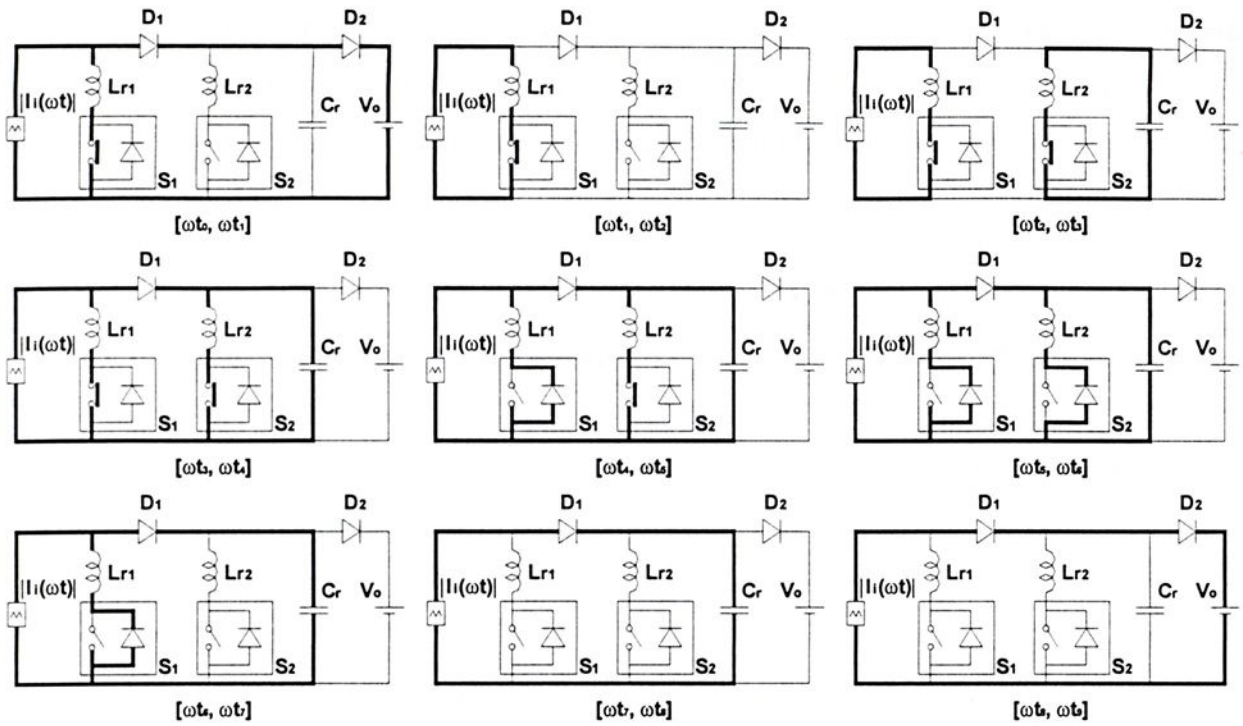


Figura 4.2 – Etapas de funcionamento do novo pré-condicionador retificador Boost ZCS-PWM.

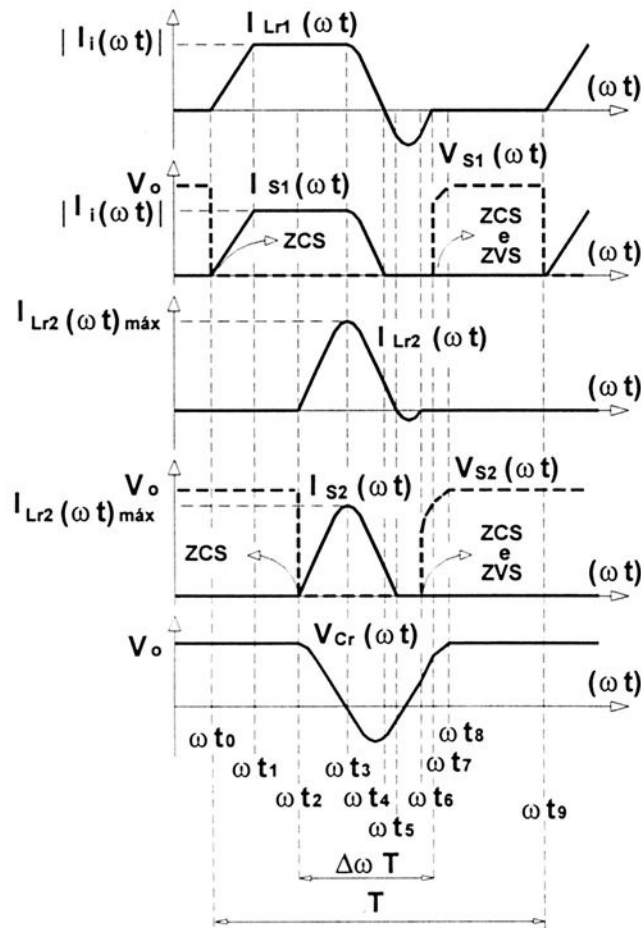


Figura 4.3 - Principais formas de onda idealizadas para um período de chaveamento, onde : $0 \leq t \leq T$.

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

4.2.3 – Condições Necessárias para Comutação ZCS

A restrição representada pela inequação (3.41) é válida também para este conversor CA/CC.

No entanto, a restrição imposta pela inequação (3.36) deve ser adaptada para ser aplicada ao caso CA/CC, o que resulta em:

$$\frac{\alpha(\omega t)}{\beta} < 1 \quad (4.2)$$

Devido à variação apresentada por $\alpha(\omega t)$ em função do tempo, será necessária a obtenção de um valor máximo para este parâmetro, com o intuito de se atender à inequação (4.2) para qualquer valor de ωt . Assim sendo:

$$\frac{\alpha_{\max}}{\beta} < 1 \quad (4.3)$$

Sendo:

$$\alpha_{\max} = \frac{I_p}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.4)$$

4.2.4 – Ganho Estático

Admitindo-se que a alimentação é realizada por uma rede senoidal, temos que o ganho estático do novo pré-condicionador retificador Boost ZCS-PWM é definido pela equação (4.5), como segue:

$$q = \frac{V_o}{V_{in(ef)}} = \frac{I_{in(ef)}}{I_o} \quad (4.5)$$

Sendo: $V_{in(ef)}$: É o valor eficaz da tensão de entrada;

V_o : É o valor médio da tensão sobre a carga;

$I_{in(ef)}$: É o valor eficaz da corrente de entrada;

I_o : É o valor médio da corrente através da carga;

A corrente média através da carga é considerada constante para cada condição de carga, o que nos permite afirmar que a corrente que flui através da carga durante um período de operação

do conversor é idêntica à corrente que flui através da carga durante o período da rede de alimentação.

Dessa forma, por analogia à equação (3.83), obtemos:

$$I_o = I_{in(ef)} \cdot \left\{ (1 - D_{ef}) - \frac{f}{2\pi} \cdot \left[\frac{2\beta - \alpha_{ef}^2}{2\alpha_{ef}\beta} + A - B(\alpha_{ef}) + \frac{\omega_{01} \cdot \Delta t_7(\alpha_{ef})}{\sqrt{\beta}} \right] \right\} \quad (4.6)$$

Sendo:

$$\alpha_{ef} = \frac{I_{in(ef)}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.7)$$

$$A = \frac{\pi}{2} + \frac{[2\pi - \arccos(-\beta)]}{\sqrt{1+\beta}} \quad (4.8)$$

$$B(\alpha_{ef}) = \frac{1}{\alpha_{ef}} \cdot [\sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot \Delta t_7(\alpha_{ef})) + \sqrt{1-\beta} \cdot \text{cos}(\omega_{01} \cdot \Delta t_7(\alpha_{ef}))] \quad (4.9)$$

$$\Delta t_7(\alpha_{ef}) = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha_{ef}^2} - \alpha_{ef} \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \right) \quad (4.10)$$

f : É definido pela equação (3.80);

D_{ef} : É a razão cíclica eficaz de comando.

Portanto, partindo-se das equações (4.5) e (4.6), obtém-se:

$$q = \frac{1}{1 - G(\alpha_{ef}, \beta, f, D_{ef})} \quad (4.11)$$

Sendo:

$$G(\alpha_{ef}, \beta, f, D_{ef}) = D_{ef} + \frac{f}{2\pi} \cdot \left[\frac{2\beta - \alpha_{ef}^2}{2\alpha_{ef}\beta} + A - B(\alpha_{ef}) + \frac{\omega_{01} \cdot \Delta t_7(\alpha_{ef})}{\sqrt{\beta}} \right] \quad (4.12)$$

Onde:

$$I_{in(ef)} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in(ef)}} \quad (4.13)$$

4.3 – Exemplo e Metodologia de Projeto

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

$$V_{in(ef)} = 220V \pm 15\%$$

$$V_o = 400V$$

$$P_o = 1600W$$

$$f_s = 20kHz$$

$$\eta_{(min)} \text{ adotado} = 0,95$$

$$f_{rede} = 60\text{Hz}$$

Deve-se inicialmente obter o valor da máxima corrente de entrada (I_p), a partir da equação (4.14):

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in(ef)min}} \quad (4.14)$$

Sendo: $V_{in(ef)min}$: É o valor eficaz mínimo da tensão de entrada.

A partir das equações (3.2), (3.9), (3.84) e (4.4) obtém-se o valor dos elementos ressonantes do circuito, a saber, L_{r1} , L_{r2} e C_r . Para tanto, adota-se valores para os parâmetros α e β , tendo em vista que tais valores devem atender às restrições impostas pelas inequações (3.41) e (4.3). Um valor para f também deve ser adotado, a fim de se encontrar ω_{02} , para, em seguida, obter-se todos os parâmetros ressonantes. Dessa forma, adota-se que:

$$\beta = 0,8 ; \quad \alpha_{m\acute{a}x} = 0,7 \quad e \quad f = 0,25$$

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

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

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

$$C_r = 94\text{nF}$$

O indutor boost é calculado através da equação (4.15), como segue:

$$L_b = \frac{V_{in(ef)max} \cdot D_{ef}}{\Delta I_{Lmax} \cdot f_s} \quad (4.15)$$

Sendo: $V_{in(ef)max}$: É o valor eficaz máximo da tensão de entrada.

O valor da razão cíclica de controle (D) é encontrado a partir dos ábacos apresentados na Figura 3.13. Para que estes possam ser utilizados, é necessário que se determine o valor do ganho estático da estrutura. Assim sendo, de acordo com a equação (4.5) temos:

$$q = 1,818$$

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

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

Então, adotando-se:

$$\Delta I_{Lmax} = 0,2 \cdot I_{in(ef)min} \quad (4.16)$$

E tendo-se que:

$$I_{in(ef)min} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in(ef)max}} = 6,65A$$

Obteremos:

$$L_b = 2,42mH$$

O filtro capacitivo de saída do conversor é obtido através da equação (4.17):

$$C_o \geq \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_o \cdot \Delta V_C} \quad (4.17)$$

Adotando-se:

$$\Delta V_C = 0,02 \cdot V_o \quad (4.18)$$

Desta forma:

$$C_o \geq 663,15 \mu F$$

Assim sendo, adotaremos:

$$L_b = 2,42 mH$$

$$C_o = 680 \mu F$$

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

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = 100\Omega \quad (4.19)$$

4.4 – Resultados Experimentais

Após o dimensionamento do circuito de potência, faz-se a implementação do protótipo do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência. O controle por valores médios instantâneos de corrente é realizado por um circuito integrado dedicado, denominado UC3854. O projeto deste controle é realizado de acordo com a referência bibliográfica [15]. O diagrama esquemático do controle é apresentado em conjunto com o diagrama do circuito de potência do protótipo, na Figura 4.4.

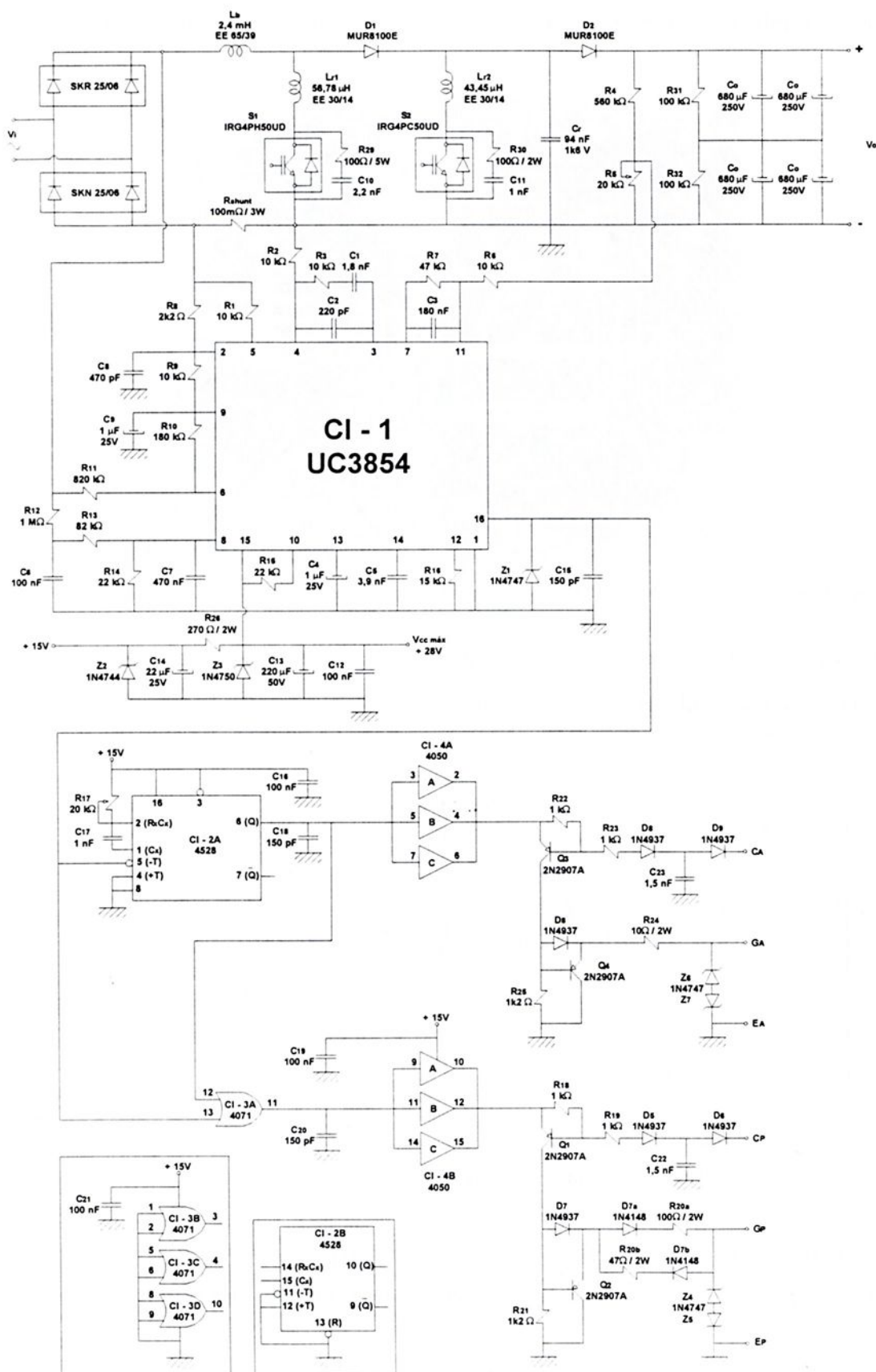


Figura 4.4 – Digrama esquemático completo do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

A Figura 4.5 apresenta a unidade de teste do novo pré-regulador Boost ZCS-PWM implementada.

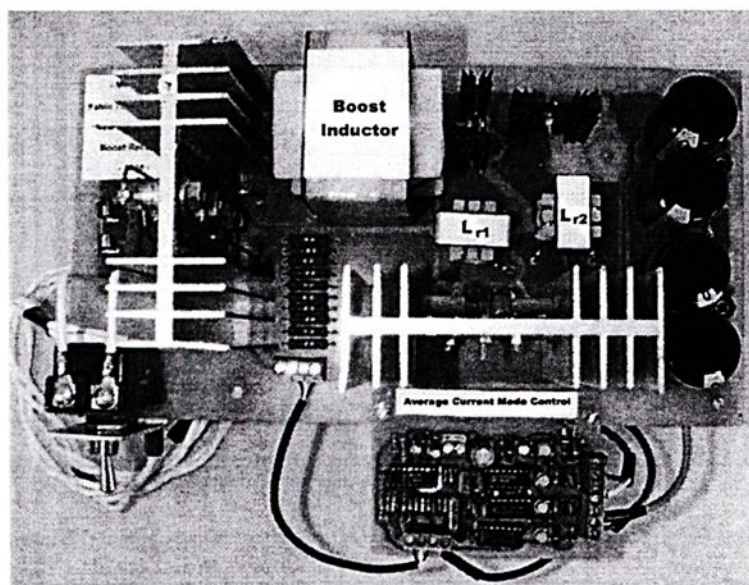


Figura 4.5 – Unidade de teste do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

A forma de onda da corrente drenada da rede de alimentação em CA pela unidade de teste ensaiada é apresentada na Figura 4.6, juntamente com a forma de onda da tensão de alimentação.

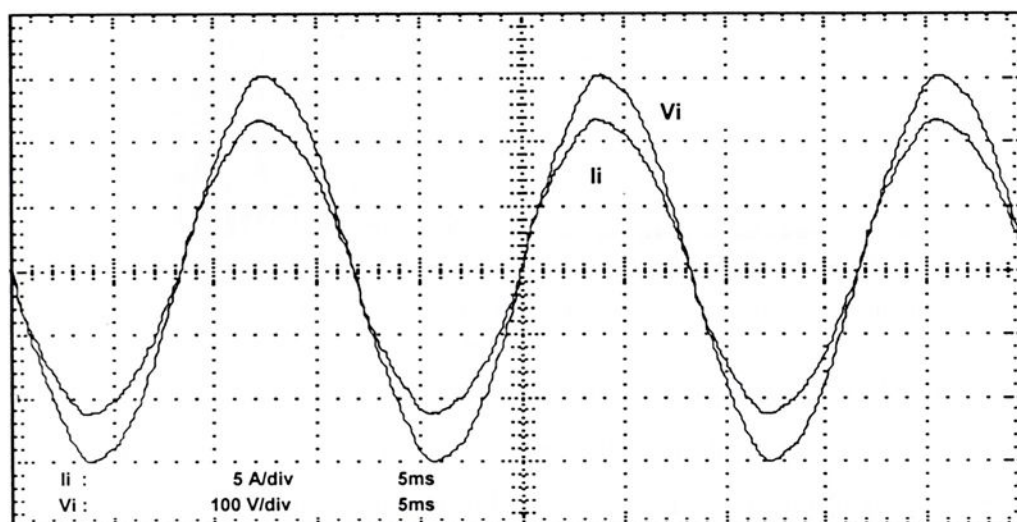


Figura 4.6 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i), para carga nominal e $V_{in(ef)} = 220V$.

Analisando-se a Figura 4.6 é possível notar que a forma de onda da corrente de entrada possui reduzida distorção harmônica e deslocamento angular quase nulo, em relação à tensão de alimentação.

A partir das análises das formas de onda da corrente de entrada e da tensão de alimentação, realizadas em um software da Tektronics, denominado WaveStar, foi possível

obter-se os espectros harmônicos da corrente de entrada e da tensão de alimentação, mostrados nas Figuras 4.7 e 4.8, respectivamente.

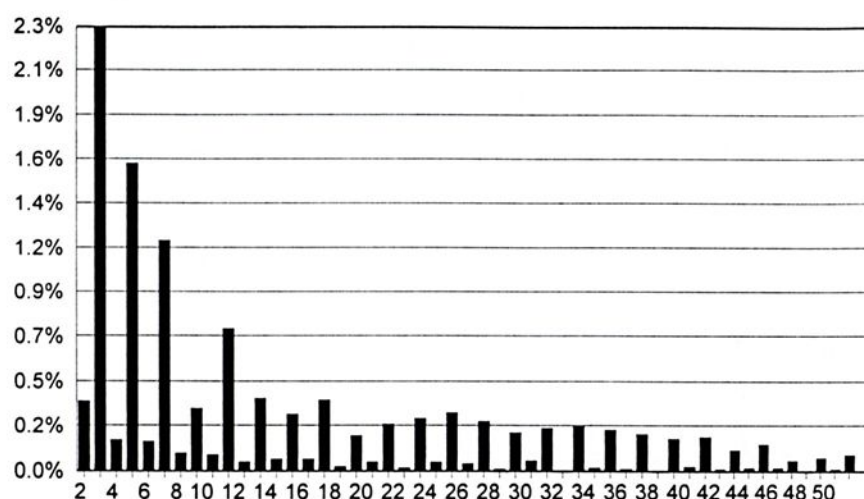


Figura 4.7 – Espectro harmônico da corrente de entrada drenada pela unidade de teste implementada.

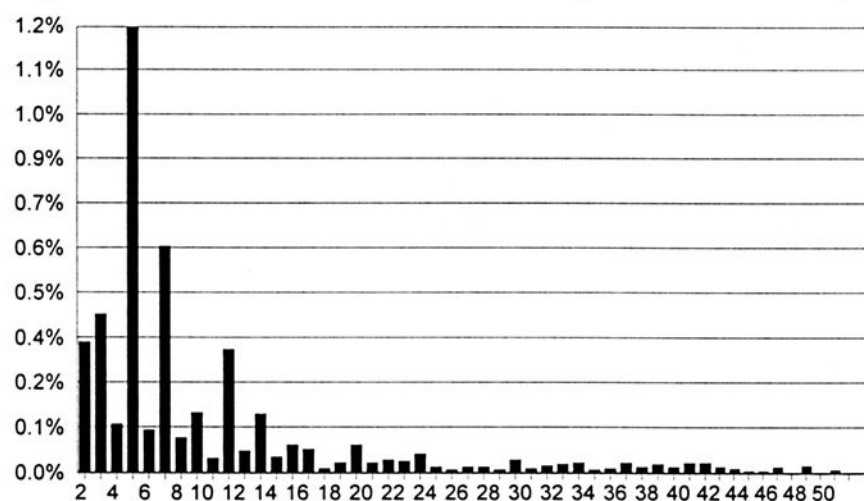


Figura 4.8 – Espectro harmônico da tensão de alimentação da unidade de teste implementada.

Verifica-se, na Figura 4.7, que a distorção harmônica da corrente de entrada é bastante reduzida. As componentes de terceira, quinta e sétima ordens são as que possuem maior contribuição para a distorção harmônica total, sendo que a contribuição da terceira harmônica chega próxima aos 2,3%. A taxa de distorção harmônica total da corrente, calculada através do WaveStar, foi de 3,42%, para uma taxa de distorção harmônica na tensão de entrada de 1,61%.

Com o uso do software WaveStar ainda foi possível se obter o valor do deslocamento angular da componente fundamental da corrente de entrada em relação à componente fundamental da tensão de alimentação do pré-regulador. O valor deste deslocamento é aproximadamente $2,11^\circ$.

Adicionalmente, observa-se que o fator de potência medido, para a condição de carga nominal, foi de 0,999 (99,9%).

Comprovado o elevado fator de potência da estrutura, resta-nos observar o comportamento das comutações nos interruptores principal e auxiliar. As Figuras 4.9 e 4.10 mostram os detalhes das comutações ocorridas em S_1 e S_2 , próximas à passagem pelo pico e pelo zero da tensão de alimentação.

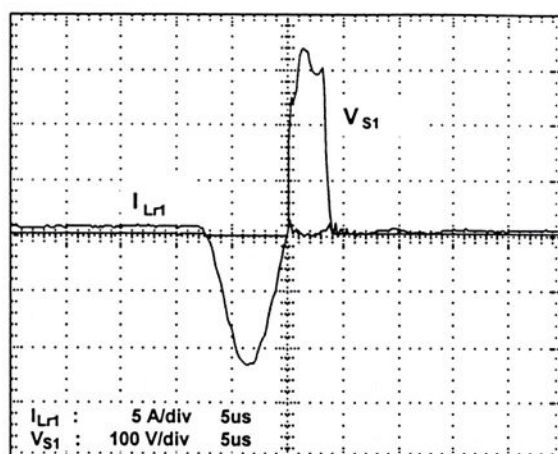
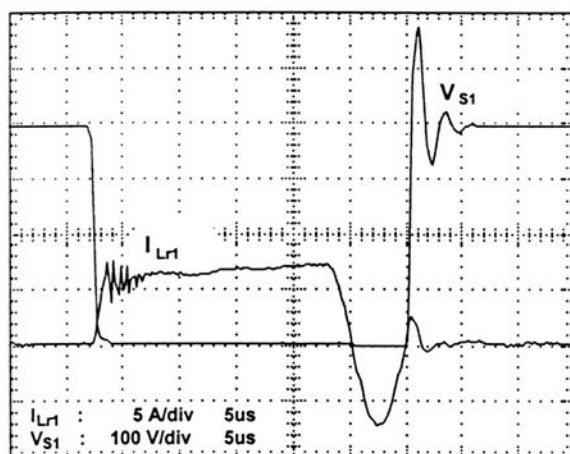


Figura 4.9 – Detalhe das comutações no interruptor principal (S_1), para carga nominal:

- (a) Tensão sobre S_1 (V_{S1}) e corrente através de L_{r1} (I_{Lr1}), próximo ao pico da tensão de alimentação;
 (b) Tensão sobre S_1 (V_{S1}) e corrente através de L_{r1} (I_{Lr1}), próximo à passagem por zero da tensão de alimentação.

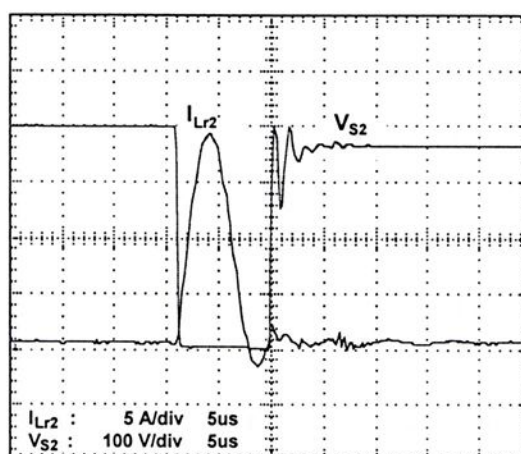
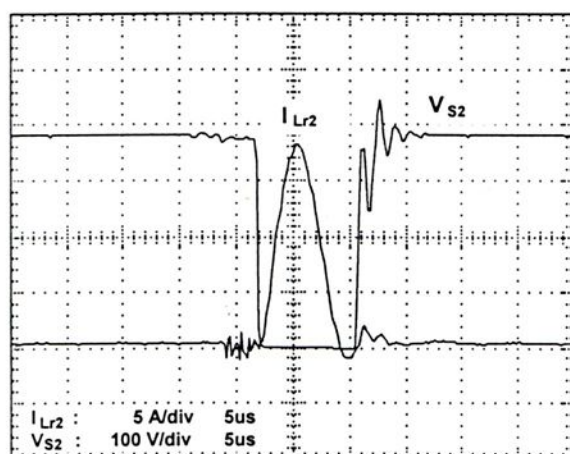


Figura 4.10 – Detalhe das comutações no interruptor auxiliar (S_2), para carga nominal:

- (a) Tensão sobre S_2 (V_{S2}) e corrente através de L_{r2} (I_{Lr2}), próximo ao pico da tensão de alimentação;
 (b) Tensão sobre S_2 (V_{S2}) e corrente através de L_{r2} (I_{Lr2}), próximo à passagem por zero da tensão de alimentação.

Analisando-se as Figuras 4.9 e 4.10 é possível verificar que tanto a chave principal quanto a auxiliar comutam de forma ZCS na entrada em condução e de forma ZCZVS no bloqueio, próximo ao pico e também à passagem por zero da tensão de alimentação, ou seja, durante toda a variação senoidal da tensão de entrada. Assim pode-se concluir que as comutações não-dissipativas são preservadas durante todo o período da rede de CA.

A Figura 4.11 apresenta a curva de rendimento levantada experimentalmente para o novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

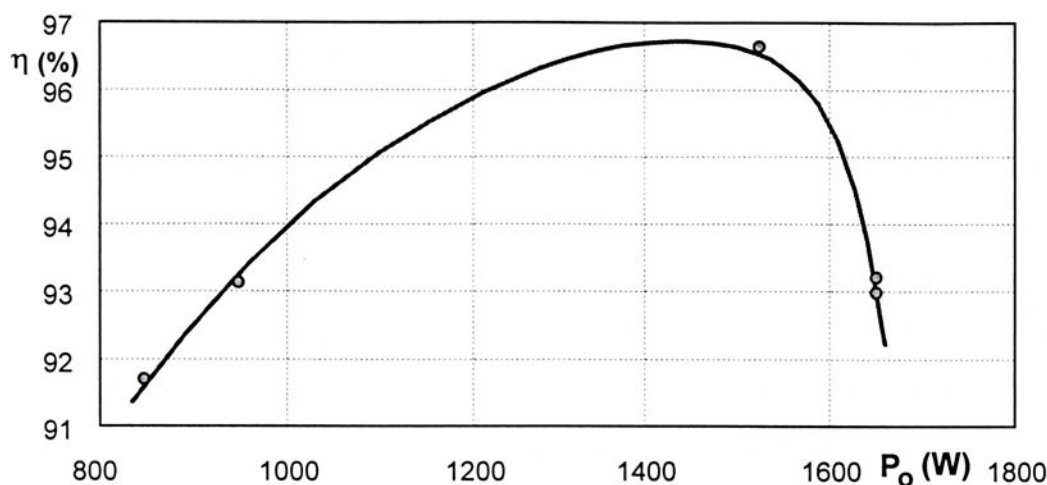


Figura 4.11 – Curva de rendimento do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência, em função da potência de saída.

Verifica-se na Figura 4.11 que o rendimento da estrutura proposta é bastante elevado, para uma larga faixa de carga. O máximo valor do rendimento (96,5%), para este novo pré-regulador, ocorre próximo ao valor nominal de carga (1600W) especificada em projeto.

4.5 – Conclusões

Neste capítulo apresentou-se o funcionamento do novo pré-condicionador retificador Boost ZCS-PWM. Os resultados experimentais demonstraram que o comportamento desta estrutura é muito próximo daquele desejado.

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

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

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

5 – Um Novo Conversor Zeta ZCS-PWM

5.1 - Introdução

A estrutura mais explorada como estágio pré-regulador, em conexão com o sistema de alimentação em corrente alternada, tem sido o conversor Boost. Entretanto, esta estrutura apresenta algumas limitações em sua aplicação, quais sejam: não é naturalmente isolável e opera apenas como elevador de tensão.

Uma proposta empregando o conversor Zeta, operando em condução descontínua, foi analisada em [16]. A estrutura Zeta pode operar tanto na conversão CC/CC e CA/CC como abaixador ou elevador de tensão, sendo ainda uma estrutura isolável. Portanto, para aplicações como abaixador de tensão, resulta num único estágio de processamento quando da conexão com o sistema de corrente alternada, propiciando isolamento e redução desejada da tensão aplicada à carga.

Entretanto, a estrutura analisada em [16] opera no modo de condução descontínua de corrente, não sendo recomendada para aplicações em potências superiores à 300W, devido aos elevados valores eficazes de corrente através dos semicondutores e elementos magnéticos, o que resulta em aumento das perdas em condução e dos esforços nos semicondutores.

Para aplicações em potências mais elevadas, o conversor Zeta operando no modo de condução contínua com correção do fator de potência, utilizando-se o controle por corrente média, foi proposto em [17]. Os esforços nos semicondutores foram reduzidos em relação à [16], contudo, devido à técnica de comutação ser dissipativa tanto em [16], quanto em [17], o rendimento da estrutura resultou não superior a 80%. Desta forma, em função do reduzido rendimento (elevadas perdas em comutação), a estrutura fica limitada para a operação em potências e frequências elevadas.

Este capítulo apresenta a análise de um novo conversor abaixador de tensão Zeta, com comutação não dissipativa do tipo sob corrente nula ZCS-PWM, aplicável em sistemas carregadores de baterias, derivado da célula de comutação proposta na Figura 2.4.

O novo conversor possibilita comutações não dissipativas tanto na entrada em condução quanto no bloqueio dos interruptores comandados, possibilitando assim uma maior densidade de potência, em função da eliminação das perdas durante as comutações.

São apresentadas a análise do funcionamento, uma metodologia de projeto, os resultados de simulação e os principais resultados experimentais para a aplicação CC/CC do novo conversor Zeta ZCS-PWM.

Observa-se ainda que toda a análise desenvolvida para a aplicação na conversão CC/CC é adaptada para a conversão CA/CC, apresentando-se os principais resultados de simulação, com emulação de um elevado fator de potência, através da técnica de controle por valores médios e operação no modo de condução contínua. Adicionalmente informa-se que a estrutura para a aplicação CA/CC encontra-se em fase de implementação prática.

5.2 – O Novo Conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM

Um novo conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM é apresentado na Figura 5.1, com características aplicáveis a um carregador de baterias (saída com características de fonte de corrente e abaixador de tensão em relação aos valores de V_{in} e V_o), utilizando-se a célula de comutação da Figura 2.4, incorporando a importante vantagem de permitir a isolação do conversor entre carga e fonte (a partir do indutor de acumulação L_M), não possível com a célula inicialmente analisada em [1].

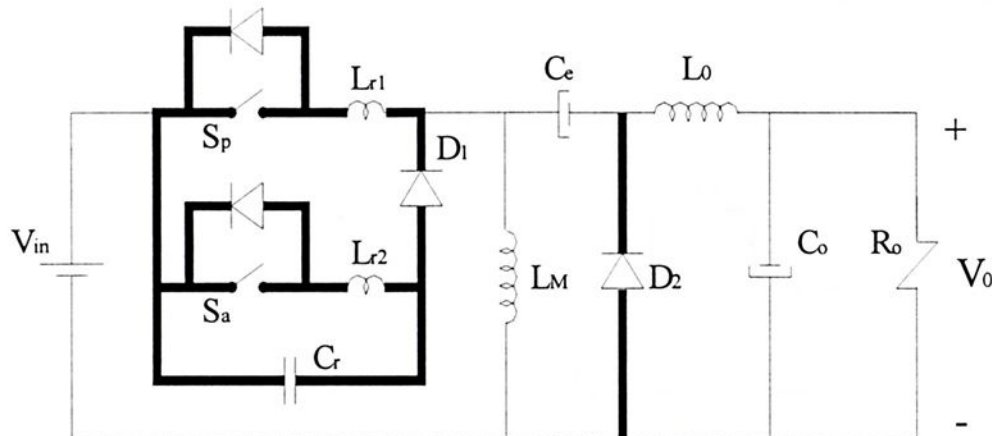


Figura 5.1 – Novo conversor ZETA-ZCS-PWM.

5.2.1 - Análise Qualitativa do Novo Conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM

Para efeito de análise adotemos as seguintes simplificações:

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

Com as simplificações anteriores, o circuito fica representado pela Figura 5.2.

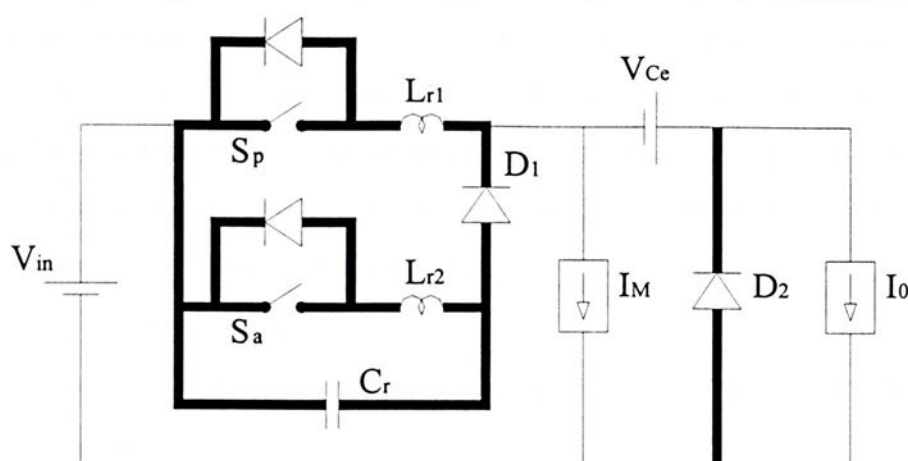


Figura 5.2 – Conversor Zeta ZCS-PWM simplificado.

Em função da análise da célula de comutação proposta, verifica-se a existência de nove etapas distintas de funcionamento, durante um período genérico de funcionamento. Estas etapas serão descritas a seguir, conforme as principais formas de onda apresentadas na Figura 5.3.

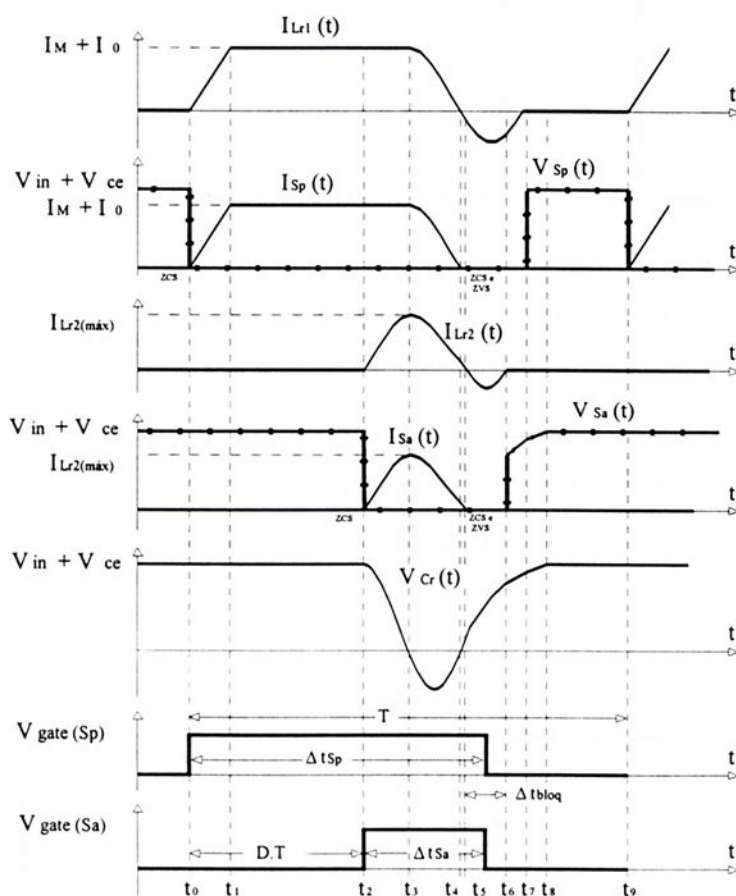


Figura 5.3 – Principais formas de onda teóricas para um período de chaveamento do novo conversor Zeta ZCS-PWM.

Observa-se na Figura 5.3, que as comutações são não dissipativas em ambos os interruptores, isto é, entram em condução de forma ZCS e bloqueiam-se de forma ZCS e ZVS.

a) 1ª Etapa (t_0, t_1)

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

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

$$i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_O \quad (5.1)$$

No instante, t_1 , o diodo D_2 se bloqueia com corrente nula (ZCS). A Figura 5.4 apresenta esta etapa de funcionamento.

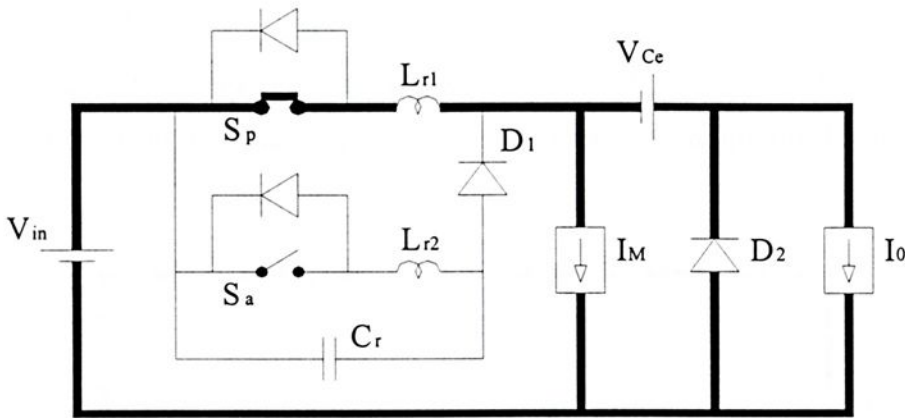


Figura 5.4 – Intervalo Δt_1 (t_0, t_1).

b) 2ª Etapa (t_1, t_2)

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

No intervalo $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$, não ocorrem mudanças nas variáveis de estado, e a etapa termina em t_2 com o disparo do interruptor auxiliar S_a , com corrente nula (ZCS), devido também à presença de L_{r2} . A Figura 5.5 apresenta esta etapa de funcionamento, sendo a principal etapa de transferência de potência deste conversor para a carga.

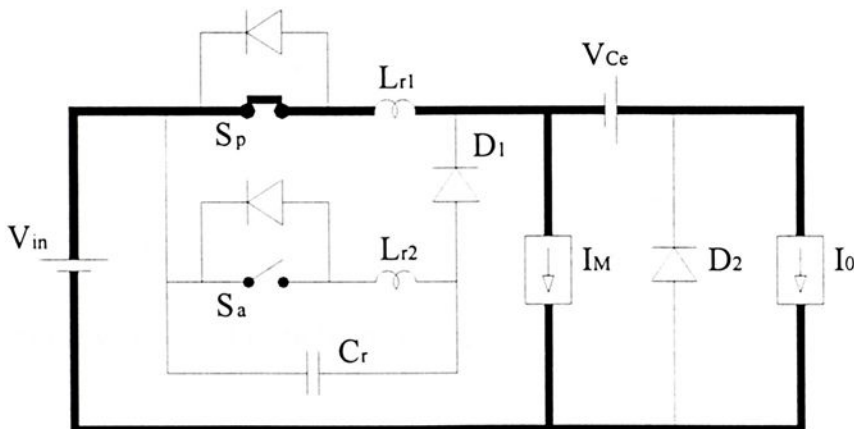


Figura 5.5 – Intervalo Δt_2 (t_1, t_2).

c) 3ª Etapa (t_2, t_3)

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

No intervalo $\Delta t_3 = (t_3 - t_2)$, com a entrada em condução de S_a em $t = t_2$, ocorre a ressonância entre Cr e Lr_2 , com uma frequência angular dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Lr_2 \cdot Cr}} \quad (5.2)$$

A corrente no indutor Lr_1 permanece constante, e em $t = t_3$, temos que a tensão v_{Cr} torna-se nula e começa a aumentar negativamente, assim:

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

No instante $t = t_3$ o diodo D_1 entra em condução com tensão nula (ZVS), sendo a corrente através de Lr_2 igual a I_3 neste instante. A Figura 5.6 apresenta o circuito resultante nesta etapa.

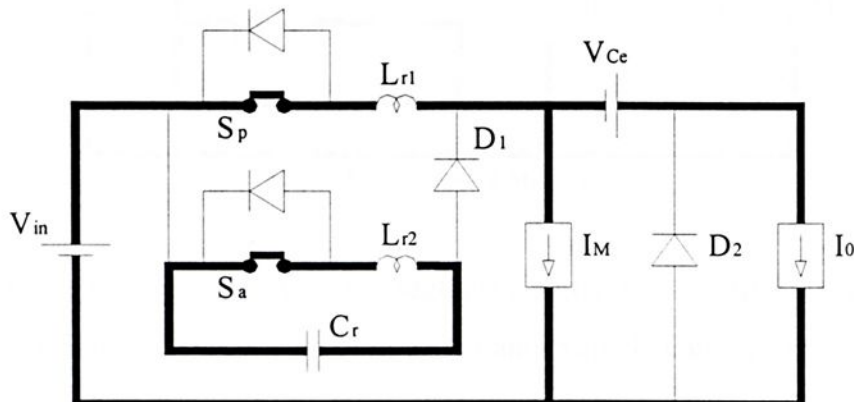


Figura 5.6 – Intervalo Δt_3 (t_2, t_3).

d) 4ª Etapa (t_3, t_4)

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

No intervalo $\Delta t_4 = (t_4 - t_3)$, com D_1 conduzindo, ocorre uma nova ressonância entre Lr_1 , Lr_2 e Cr , com uma frequência angular de ressonância dada por:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{Lr_{eq} \cdot Cr}} \quad (5.3)$$

Onde:

$$Lr_{eq} = \frac{Lr_1 \cdot Lr_2}{Lr_1 + Lr_2} \quad (5.4)$$

Considerando que $Lr_1 > Lr_2$, definimos:

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} < 1 \quad (5.5)$$

E,

$$I_3 > (I_M + I_0) \quad (5.6)$$

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

Na figura 5.7 apresenta-se a topologia resultante para este intervalo.

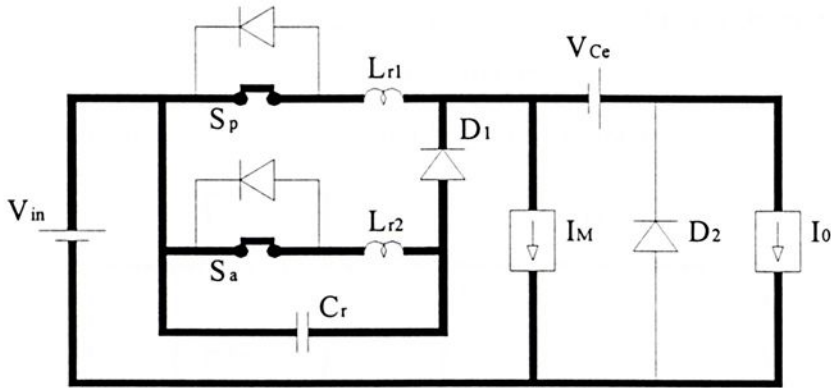


Figura 5.7 - Intervalo $\Delta t_4 (t_3, t_4)$.

e) 5ª Etapa (t_4, t_5)

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

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

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

A Figura 5.8 apresenta o circuito para esta etapa de funcionamento.

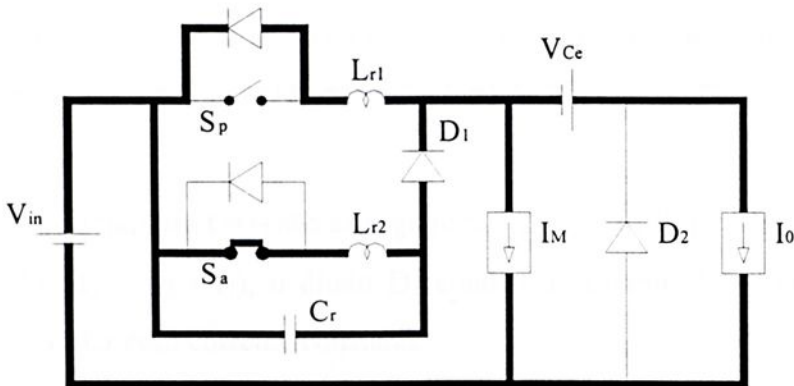


Figura 5.8 - Intervalo $\Delta t_5 (t_4, t_5)$.

f) 6ª Etapa (t_5, t_6)

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

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

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

A Figura 5.9 apresenta o circuito resultante para esta etapa.

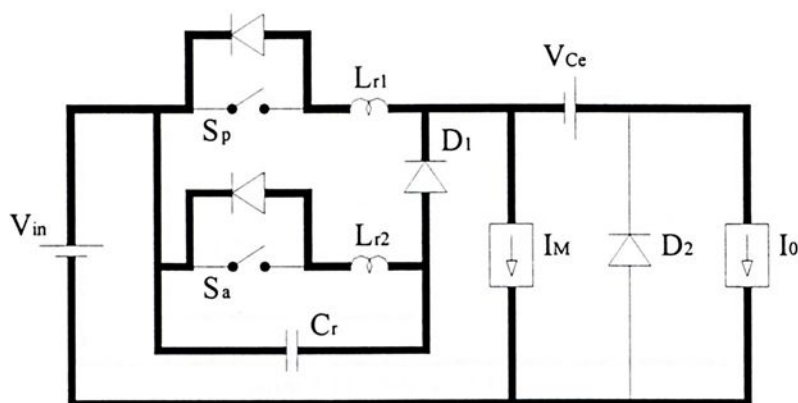


Figura 5.9 - Intervalo Δt_6 (t_5, t_6).

g) 7ª Etapa (t_6, t_7)

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

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

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \quad (5.7)$$

Em $t = t_7$, a corrente em L_{r1} se anula e o diodo em anti-paralelo com S_p se bloqueia com corrente nula (ZCS). A Figura 5.10 apresenta esta etapa de funcionamento.

h) 8ª Etapa (t_7, t_8)

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

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

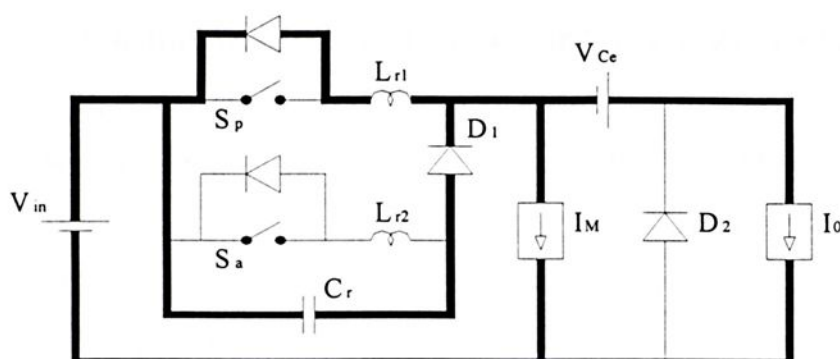


Figura 5.10 - Intervalo Δt_7 (t_6 , t_7).

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

A Figura 5.11 apresenta o circuito para a etapa em questão.

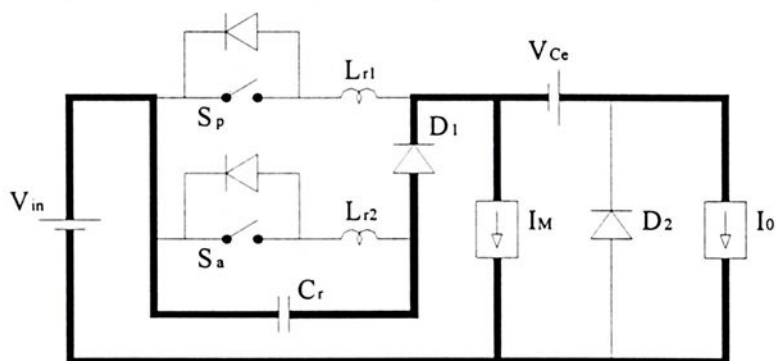


Figura 5.11 - Intervalo Δt_8 (t_7 , t_8).

i) 9ª Etapa (t_8 , t_9)

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

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

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

A Figura 5.12 apresenta esta etapa de funcionamento.

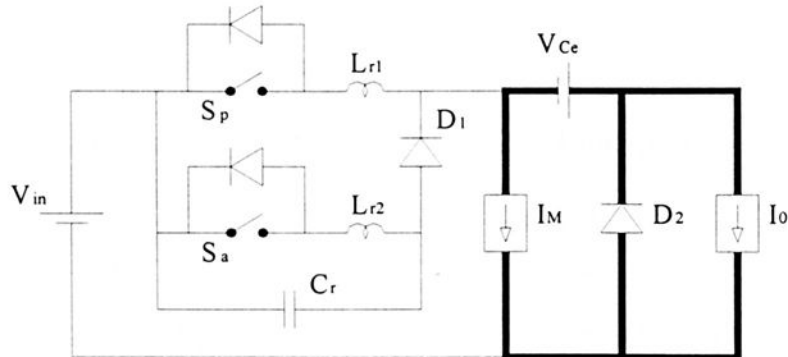


Figura 5.12 - Intervalo Δt_9 (t_8 , t_9).

5.2.2 - Análise Quantitativa do Novo Conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM

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

Condições Iniciais:

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

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

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

Condições Finais:

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

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

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

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

$$i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_0 \quad (5.8)$$

$$I_M + I_0 = \frac{V_{in} + V_{Ce}}{L_{r1}} \cdot \Delta t_1 \quad (5.9)$$

$$\Delta t_1 = \frac{L_{r1}}{V_{in} + V_{Ce}} \cdot (I_M + I_0) \quad (5.10)$$

Definindo-se:

$$\alpha = \frac{(I_M + I_0)}{V_{in} + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{Cr}} \quad (5.11)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot Cr}} \quad (5.12)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (5.13)$$

Substituindo-se (5.11) e (5.13) em (5.10), temos:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\beta} \cdot \sqrt{L_{r2} \cdot Cr} \quad (5.14)$$

Finalmente:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{1}{\omega_0} \quad (5.15)$$

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

Condições Iniciais:

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

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

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

Condições Finais:

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

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

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

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

$$\Delta t_2 = (t_2 - t_1) = D.T - \Delta t_1 \quad (5.16)$$

Onde:

D = Razão cíclica de controle

T = Período de chaveamento

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

Condições Iniciais:

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

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

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

Condições Finais:

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

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

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

De acordo com a Figura 5.6, tem-se que:

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_2) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (5.17)$$

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

$$v_{Cr}(t_3) = v_{Cr}(\Delta t_3) = 0 \quad (5.18)$$

Portanto, levando-se (5.18) em (5.17), teremos que:

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

Então:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (5.19)$$

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

$$i_{Lr2}(t_3) = I_3 = v_{Cr}(t_2) \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr_2}} \quad (5.20)$$

Da equação (5.11), temos que:

$$I_3 = \frac{I_M + I_0}{\alpha} \quad (5.21)$$

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

Condições Iniciais:

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

Condições Finais:

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

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

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

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

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

Com a condução de D_1 , Figura 5.7, tem-se as indutâncias L_{r1} e L_{r2} acopladas em paralelo.

A tensão sobre o capacitor nesta etapa é dada por:

$$v_{Cr}(t) = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \quad (5.22)$$

Com as equações (5.2), (5.3) e (5.5), tem-se que:

$$\omega_{01} = \omega_0 \cdot \sqrt{1 + \beta} \quad (5.23)$$

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

$$i_{Lr1}(t) = \left(\frac{1}{L_{r1}} \int_0^t v_{Lr1}(t) \cdot dt \right) + i_{Lr1}(0) \quad ; t_3 \leq t \leq t_4 \quad (5.24)$$

Onde:

$$v_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \quad (5.25)$$

$$i_{Lr1}(0) = i_{Lr1}(t_3) = I_M + I_0 \quad (5.26)$$

Substituindo-se (5.23), (5.25) e (5.26) em (5.24) e simplificando, temos:

$$i_{Lr1}(t) = (I_M + I_0) \cdot \left[\frac{\beta}{\alpha \cdot (1 + \beta)} \cdot (\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1) + 1 \right] \quad (5.27)$$

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

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

Logo:

$$\cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_4) = 1 - \frac{(1 + \beta)}{\beta} \cdot \alpha \quad (5.28)$$

Aplicando-se a operação inversa à equação (5.28), obtém-se o intervalo Δt_4 :

$$\omega_{01} \cdot \Delta t_4 = \arccos \left[1 - \frac{(1 + \beta)}{\beta} \cdot \alpha \right] \quad (5.29)$$

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_{01}} \arccos \left[1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha \right] \quad (5.30)$$

Como condição para que a equação (5.30) seja satisfeita, temos:

$$\frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha < 2 \quad (5.31)$$

Logo:

$$\alpha < \frac{2\beta}{(1+\beta)} \quad (5.32)$$

A tensão em Cr, em $t = t_4$, é obtida a partir da substituição da equação (5.30) na equação (5.22), o que nos fornece:

$$v_{Cr}(t_4) = V_4 = -I_3 \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen} \left[\arccos \left(1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha \right) \right] \quad (5.33)$$

Substituindo-se as equações (5.11) e (5.21) em (5.33) e simplificando, obtém-se:

$$V_4 = -(V_{in} + V_{ce}) \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha \cdot (2\beta - \alpha - \alpha\beta)} \quad (5.34)$$

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

$$i_{Lr2}(t) = \left(\frac{1}{L_{r2}} \int_0^t v_{Lr2}(t) \cdot dt \right) + i_{Lr2}(0) \quad ; t_3 \leq t \leq t_4 \quad (5.35)$$

Onde:

$$v_{Lr2}(t) = v_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \quad (5.36)$$

$$i_{Lr2}(0) = i_{Lr2}(t_3) = I_3 \quad (5.37)$$

Logo:

$$i_{Lr2}(t) = \left(\frac{1}{1+\beta} \right) \cdot I_3 \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1] + I_3 \quad (5.38)$$

Portanto:

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left(1 + \frac{1}{(1+\beta)} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1] \right) \quad (5.39)$$

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

$$i_{Lr2}(t_4) = I_4 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left(1 + \frac{1}{(1+\beta)} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t_4) - 1] \right) \quad (5.40)$$

Substituindo-se (5.28) em (5.40), temos:

$$I_4 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left\{ 1 + \frac{1}{(1+\beta)} \cdot \left[\left(1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha \right) - 1 \right] \right\} \quad (5.41)$$

Assim:

$$I_4 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\beta} \right) \quad (5.42)$$

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

$$\frac{\alpha}{\beta} < 1 \quad (5.43)$$

Portanto:

$$\alpha < \beta \quad (5.44)$$

Desta forma, para obtermos as etapas como anteriormente descritas, deve-se obedecer às relações apresentadas em (5.32) e (5.44) conjuntamente. Da análise destas restrições observa-se que aquela apresentada em (5.44) é predominante, ou seja, deve-se impor através de projeto que: $\alpha < \beta$.

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

Condições Iniciais:

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

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

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

Condições Finais:

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

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

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

As equações que descrevem esta etapa são as mesmas da etapa anterior, sendo que, ao final desta etapa ($t = t_5$), ocorre que a corrente através de L_{r2} torna-se nula. Logo da equação (5.40), temos:

$$i_{Lr2}(t_5) = 0 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left[1 + \frac{1}{1+\beta} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t_5) - 1] \right] \quad (5.45)$$

Então,

$$\cos(\omega_{01} \cdot t_5) = -\beta \quad (5.46)$$

Assim,

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (5.47)$$

Onde:

$$\beta < 1$$

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

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{01}} \left\{ \arccos(-\beta) - \arccos \left[1 - \frac{(1+\beta)\alpha}{\beta} \right] \right\} \quad (5.48)$$

Em $t = t_5$ a corrente através do indutor L_{r1} é obtida de (5.27), assim:

$$i_{Lr1}(t_5) = I_5 = (I_M + I_0) \left[\frac{\beta}{(1+\beta)\alpha} [\cos(\omega_{01} t_5) - 1] + 1 \right] \quad (5.49)$$

Substituindo a equação (5.46) em (5.49), tem-se que:

$$I_5 = (I_M + I_0) \left[1 + \frac{\beta}{(1+\beta)\alpha} [-\beta - 1] \right] \quad (5.50)$$

Assim,

$$I_5 = (I_M + I_0) \left(1 - \frac{\beta}{\alpha} \right) \quad (5.51)$$

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

$$v_{cr}(t_5) = V_5 = -I_5 \sqrt{\frac{L_{req}}{Cr}} \sin(\omega_{01} t_5) \quad (5.52)$$

Assim,

$$V_5 = -I_5 \sqrt{\frac{L_{req}}{Cr}} \cdot \sin[\arccos(-\beta)] \quad (5.53)$$

Onde:

$$\sin[\arccos(-\beta)] = \sqrt{1 - \beta^2}$$

Logo,

$$V_5 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \sqrt{\frac{L_{r2}}{Cr}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot \sqrt{1-\beta^2} \quad (5.54)$$

Substituindo a equação (5.11) em (5.54), tem-se:

$$V_5 = -(V_{in} + V_{Ce}) \sqrt{1-\beta} \quad (5.55)$$

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

Condições Iniciais:

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

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_5$$

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

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

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

$$v_{Cr}(t_6) = V_6$$

Observando-se a Figura 5.9, verifica-se que as equações que regem esta etapa são as mesmas da 4ª etapa.

Em $t = t_6$, a corrente através de Lr_2 , que oscila de forma ressonante, novamente se anula, completando a ressonância para o elemento Lr_2 . Logo, conforme Figura 5.13 tem-se que:

$$\omega_{01} \cdot t_6 = 2\pi - \omega_{01} \cdot t_5 \quad (5.56)$$

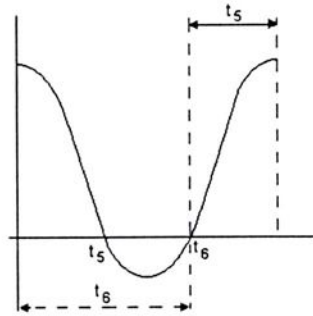


Figura 5.13 – Intervalo de ressonância em análise.

Onde:

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

Assim,

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

Logo,

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{01}} [2\pi - \arccos(-\beta)] \quad (5.57)$$

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

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

Assim,

$$\Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{01}} [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (5.58)$$

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

$$v_{Cr}(t_6) = V_6 = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{Lr_{eq}}{Cr}} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t_6) \quad (5.59)$$

Logo:

$$V_6 = -\frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{L_{r_{eq}}}{C_r}} \cdot \text{sen}(2\pi - \arccos(-\beta))$$

Onde:

$$\text{sen}(2\pi - \arccos(-\beta)) = -\sqrt{1 - \beta^2}$$

Portanto,

$$V_6 = (V_{in} + V_{Ce}) \cdot \sqrt{1 - \beta^2} \quad (5.60)$$

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

$$I_6 = I_5 = (I_M + I_0) \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \quad (5.61)$$

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

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_5$$

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

$$v_{Cr}(t_6) = V_6$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_7) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_7) = 0$$

$$v_{Cr}(t_7) = V_7$$

Da análise da Figura 5.10, obtém-se que

$$v_{Cr}(t) = V_6 \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) + L_{r1} \cdot (I_M + I_0 - I_6) \omega_{02} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t) \quad (5.62)$$

Onde:

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

Logo,

$$\omega_{02} = \omega_0 \cdot \sqrt{\beta} \quad (5.63)$$

Substituindo as equações (5.11), (5.60), (5.61) em (5.62) e simplificando, tem-se:

$$v_{Cr}(t) = (V_{in} + V_{Ce}) \cdot [\sqrt{1 - \beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) + \sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t)] \quad (5.64)$$

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

$$i_{Lr1}(t) = \frac{1}{L_{r1}} \cdot \int_0^t v_{Lr1}(t) \cdot dt + i_{Lr1}(0) \quad ; t_6 \leq t \leq t_7 \quad (5.65)$$

Onde:

$$v_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t)$$

$$i_{Lr1}(0) = i_{Lr1}(t_6) = I_5$$

Portanto,

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot [\sqrt{\beta(1-\beta)} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot t) - \beta \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) + \alpha] \quad (5.66)$$

Como em $t = t_7$ a corrente em Lr_1 torna-se nula, tem-se que:

$$\sqrt{\beta(1-\beta)} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \beta \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \alpha = 0 \quad (5.67)$$

Sabendo-se que:

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

Obtém-se da equação (5.67) que:

$$\sqrt{\beta(1-\beta)} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \beta \cdot \sqrt{1 - \sin^2(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)} + \alpha = 0 \quad (5.68)$$

Adotando-se que:

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

Então, as soluções de (5.68) são as soluções para (5.69).

$$y^2 + 2\alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \cdot y + \beta \left(\frac{\alpha^2}{\beta^2} - 1 \right) = 0 \quad (5.69)$$

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

$$y = \sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \quad (5.70)$$

Portanto, obtém-se que:

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \arcsin \left[\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \right] \quad (5.71)$$

Da equação (5.64), em $t = t_7$, tem-se que:

$$v_{Cr}(t_7) = V_7 = (V_{in} + V_{Ce}) \cdot [\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] \quad (5.72)$$

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

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_7) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_7) = 0$$

$$v_{Cr}(t_7) = V_7$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_8) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_8) = 0$$

$$v_{Cr}(t_8) = V_{in} + V_{Ce}$$

Da análise da Figura 5.11, tem-se que:

$$v_{Cr}(t) = \frac{(I_M + I_0)}{Cr} \cdot t + V_7 \quad ; t_7 \leq t \leq t_8 \quad (5.73)$$

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

$$\Delta t_8 = \frac{[(V_{in} + V_{Ce}) - V_7]Cr}{(I_M + I_0)} \quad (5.74)$$

Substituindo-se a equação (5.72) na equação acima, tem-se que:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\alpha \cdot \omega_0} \left[1 - \sqrt{1 - \beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) \right] \quad (5.75)$$

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

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_8) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_8) = 0$$

$$v_{Cr}(t_8) = V_{in} + V_{Ce}$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_9) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_9) = 0$$

$$v_{Cr}(t_9) = V_{in} + V_{Ce}$$

Como na etapa 2, não ocorrem mudanças nas variáveis de estado, portanto, define-se a razão cíclica de controle (D), através de (5.16), como:

$$D = \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T} \quad (5.76)$$

Assim:

$$\Delta t_9 = T - \left[\Delta t_1 + \Delta t_2 + \sum_{i=3}^8 \Delta t_i \right] \quad (5.77)$$

Logo,

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

Portanto:

$$\Delta t_9 = T \cdot (1 - D) - \left\{ \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} \left(1 - \sqrt{1 - \beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) \right) + \left(\frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1 + \beta}} \right) + \frac{1}{\sqrt{\beta}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1 - \beta}{\beta}} \right) \right] \right\} \quad (5.78)$$

5.2.3 – Condições para Operação ZCS-PWM

Com o objetivo de garantir a comutação ZCS para os interruptores (principal e auxiliar), deve-se obedecer as equações (5.5) e (5.44).

O intervalo de tempo disponível para o bloqueio de ambos os interruptores (Δt_{bloq}), que ocorre durante o intervalo Δt_6 , é dado por:

$$\Delta t_{\text{bloq}} = \Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{01}} [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (5.79)$$

Assim os intervalos de tempo para o controle dos interruptores principal (S_p) e auxiliar (S_a) seguem a partir das equações (5.80) e (5.81), respectivamente:

$$\Delta t_{S_p} = \sum_{i=1}^6 \Delta t_i - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (5.80)$$

$$\Delta t_{S_a} = \sum_{i=3}^6 \Delta t_i - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (5.81)$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_{S_p} = D.T + \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (5.82)$$

$$\Delta t_{S_a} = \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (5.83)$$

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

$$\Delta t_9 > 0 \quad (5.84)$$

Portanto,

$$f < \frac{2.\pi.(1-D)}{\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} \cdot [1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] + \left[\frac{2.\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}}} \quad (5.85)$$

Onde:

$$f = \frac{2.\pi.f_s}{\omega_0}$$

f_s = frequência de chaveamento.

Desta forma, a razão f máxima deve obedecer à inequação (5.85) para que o conversor em análise opere como no estudo apresentado.

5.2.4 – Ganho Estático

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

$$q = \frac{I_{in}}{I_0} = \frac{V_0}{V_{in}} \quad (5.86)$$

Onde:

I_0 = Corrente média através da carga;

I_{in} = Corrente média de entrada;

V_0 = Tensão média na carga;

V_{in} = Tensão média de entrada.

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

$$I_{in} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{Lr1}(t).dt + \int_0^{\Delta t'} i_{Lr1}(t).dt + \int_0^{\Delta t''} [i_{Lr1}(t) + i_{Lr2}(t) + i_{Cr}(t)]dt + \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_7} [i_{Lr1}(t) + i_{Cr}(t)]dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{Cr}(t).dt \right\} \quad (5.87)$$

Onde:

$$\Delta t' = \Delta t_2 + \Delta t_3$$

$$\Delta t'' = \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6$$

$$i_{Cr}(t) = Cr \frac{dV_{Cr}(t)}{dt}$$

Assim, temos que:

$$\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr1}(t).dt = \frac{\alpha.(I_M + I_0)}{2.\beta.\omega_0} \quad (5.88)$$

$$\int_0^{\Delta t'} i_{Lr1}(t).dt = (I_M + I_0) \left[D.T + \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \right] \quad (5.89)$$

$$\int_0^{\Delta t''} [i_{Lr1}(t) + i_{Lr2}(t) + i_{Cr}(t)]dt = \frac{(I_M + I_0)}{\omega_{01}} [2.\pi - \arccos(-\beta)] \quad (5.90)$$

$$\int_0^{\Delta t_7} [i_{Lr1}(t) + i_{Cr}(t)]dt = (I_M + I_0).\Delta t_7 \quad (5.91)$$

$$\int_0^{\Delta t_7} i_{cr}(t).dt = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha \cdot \omega_0} \cdot [1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] \quad (5.92)$$

Substituindo as equações (5.88), (5.89), (5.90), (5.91) e (5.92), em (5.87), tem-se que:

$$I_{in} = \frac{1}{T} (I_M + I_0) \left\{ D \cdot T + \frac{1}{\omega_0} \cdot \left\{ \frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{2\beta} + \frac{\pi}{2} + \left[\frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} + \left[-\frac{1}{\alpha} [\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] \right] \right\} \right\} \quad (5.93)$$

O valor médio da corrente de entrada no conversor PWM clássico Zeta, assim como neste novo conversor Zeta ZCS-PWM é dado pela equação (5.94).

$$I_{in} = I_M \quad (5.94)$$

Chegamos então à equação (5.95) para o ganho estático:

$$q = \frac{F(\alpha, \beta, D, f)}{1 - F(\alpha, \beta, D, f)} \quad (5.95)$$

Onde:

$$F(\alpha, \beta, D, f) = D + \frac{f}{2\pi} \cdot \left\{ \frac{2\beta - \alpha^2}{2\alpha\beta} + \frac{\pi}{2} + \left[\frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} + \left[-\frac{1}{\alpha} [\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] \right] \right\} \quad (5.96)$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 \quad (5.97)$$

$$f = \frac{f_s}{f_0} \quad (5.98)$$

Na Figura 5.14 apresentam-se as características para o ganho estático (q), em função de α , tomando-se D como parâmetro, para o novo conversor Zeta ZCS-PWM em estudo.

Observa-se na Figura 5.14 que o conversor pode operar tanto como abaixador como elevador de tensão. Podemos visualizar também a influência dos parâmetros de ressonância, que aumenta com o aumento de f e com a diminuição de β . Desta forma devemos procurar trabalhar com f pequeno e β próximo do valor unitário, para que não haja uma influência muito forte no ganho estático do conversor, se aproximando assim de um conversor Zeta PWM convencional, como se observa nas características da Figura 5.14(a). Por outro lado, valores de f muito pequenos, elevam a frequência de ressonância e as perdas nos elementos magnéticos.

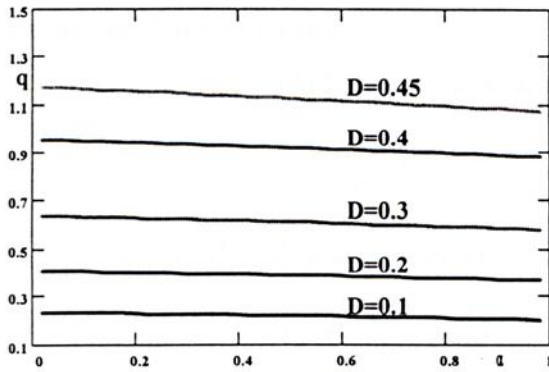
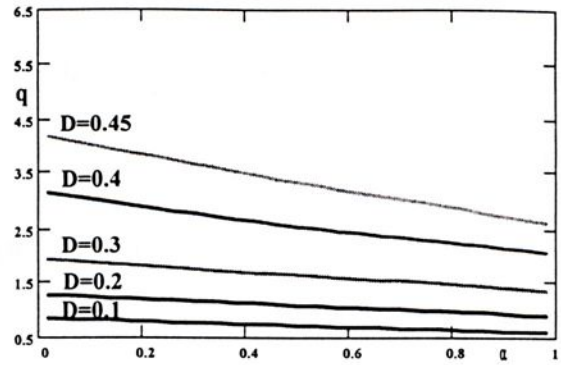
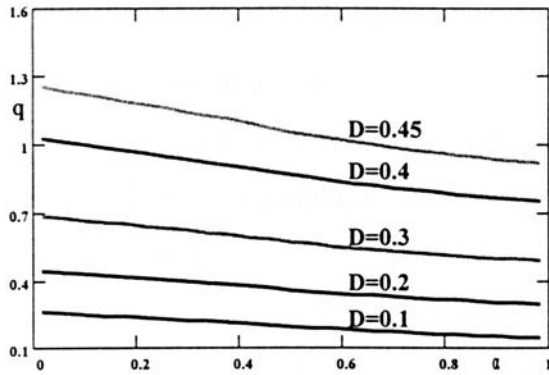
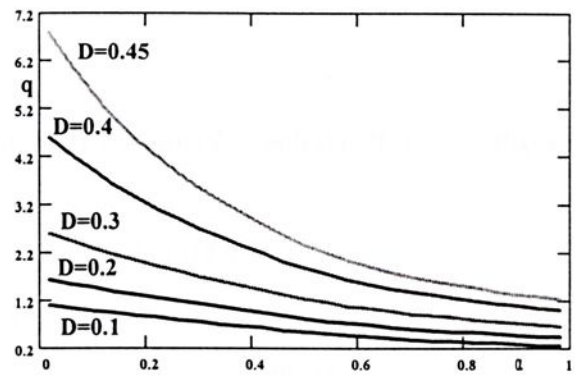
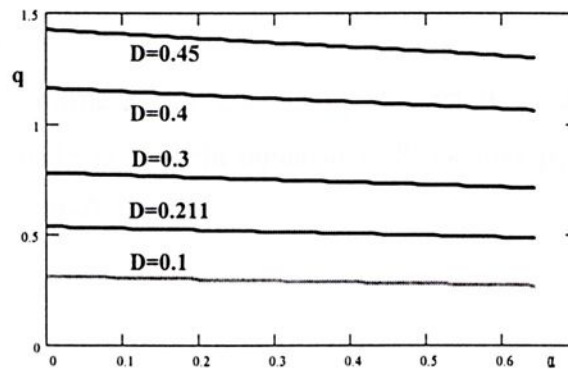
(a) $\beta = 0,8$ e $f = 0,1$ (b) $\beta = 0,8$ e $f = 0,4$ (c) $\beta = 0,2$ e $f = 0,1$ (d) $\beta = 0,2$ e $f = 0,4$ (e) $\beta = 0,7$ e $f = 0,15$

Figura 5.14 – Ganho estático teórico para o novo conversor Zeta ZCS-PWM.

5.3 – Metodologia e Exemplo de Projeto

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

V_{in} (tensão de entrada) = 220V ;

V_0 (tensão de saída) = 110V ;

f_s (frequência de chaveamento) = 50kHz ;

P_0 (potência nominal de saída) = 500W ;

η (rendimento mínimo adotado) = 95% .

a) Corrente entrada e saída

A corrente de saída I_0 é dada pela equação (5.99).

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 4,54A \quad (5.99)$$

A corrente de entrada I_{in} é dada pela equação (5.100).

$$I_{in} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{in}} = 2,39A \quad (5.100)$$

Sabendo-se que: $I_{in} = I_M$

b) Elementos ressonantes

Para minimizar a influência dos elementos ressonantes e satisfazer as condições de operação, adota-se os parâmetros:

$$\beta = 0,7 < 1; \quad \alpha_{\max} = 0,65 < \beta \quad e \quad f = 0,15$$

Substituindo nas equações (5.11), (5.12) e (5.13) tem-se que:

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

c) Razão cíclica nominal

A razão cíclica de controle é uma função do ganho estático e dos parâmetros do projeto já calculados. Pode ser calculada tanto pela equação (5.88) como pelas curvas apresentadas na Figura 5.14. Assim como q é definido por:

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

Então da Figura 5.14(e), para carga nominal e $\alpha_{\max} = 0,65$, tem-se:

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

Os intervalos de comando dos interruptores principal (S_p) e auxiliar (S_a) são dados pelas equações (5.82) e (5.83) respectivamente. Portanto:

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

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

d) Elementos de acumulação (L_M e C_e)

O indutor e o capacitor de acumulação são dimensionados através das equações (5.101) e (5.103).

$$L_M = \frac{V_{in} \cdot D_{ef}}{I_p \cdot f_s} = 613,07 \mu H \quad (5.101)$$

Onde:

$$D_{ef} = \frac{q}{q+1} \quad (5.102)$$

$$C_e = \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot I_0 \cdot \Delta V_{C_e}} = 3,98 \mu F \quad (5.103)$$

Adotando-se: $\Delta V_{C_e} = 0,8 \cdot V_0$

e) Filtros de saída (L_0 e C_0)

O indutor e o capacitor de saída são calculados através das equações (5.104) e (5.105).

$$L_0 = \frac{V_0}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_0}} \cdot (1 - D_{ef}) = 1 mH \quad (5.104)$$

Adotando-se: $\Delta I_{L_0} = 0,15 \cdot I_0$

$$C_0 = \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot I_0 \cdot \Delta V_{C_0}} = 159,2 \mu F \quad (5.105)$$

Adotando-se: $\Delta V_{C_0} = 0,02 \cdot V_0$

f) Resistência para carga nominal

A resistência para carga nominal especificada é calculada pela equação (5.106).

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = 24,2 \Omega \quad (5.106)$$

g) Principais resultados de simulação (Pspice)

Na Figura 5.15 apresentam-se a corrente através de L_{r1} e a tensão e corrente através do interruptor principal S_p .

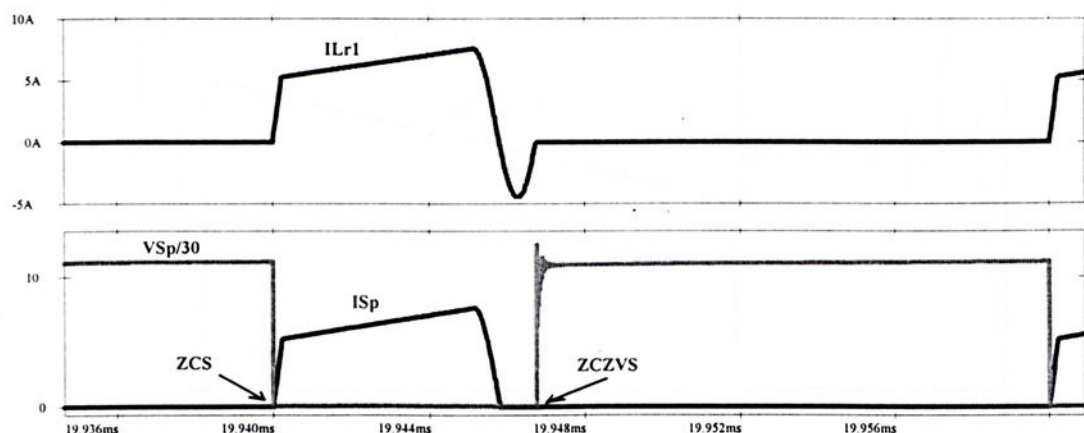


Figura 5.15 – Corrente através do indutor L_{r1} ; tensão e corrente no interruptor principal (S_p).

Verificam-se na Figura 5.15 as comutações não dissipativas para S_p , tanto na entrada em condução (ZCS), quanto durante o bloqueio (ZCZVS).

Na Figura 5.16 apresentam-se a corrente através de L_{r2} e a tensão e corrente através do interruptor auxiliar S_a .

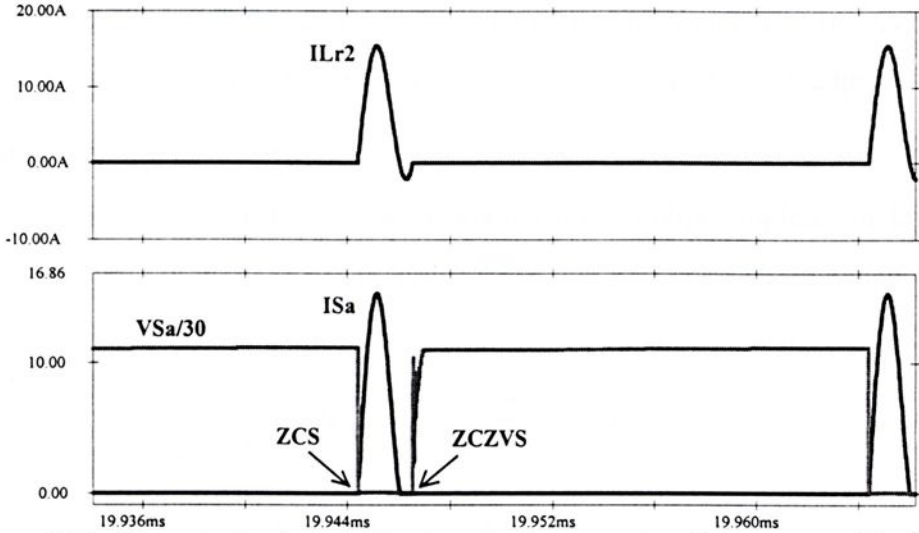


Figura 5.16 – Corrente através do indutor L_{r2} ; tensão e corrente no interruptor auxiliar (S_a).

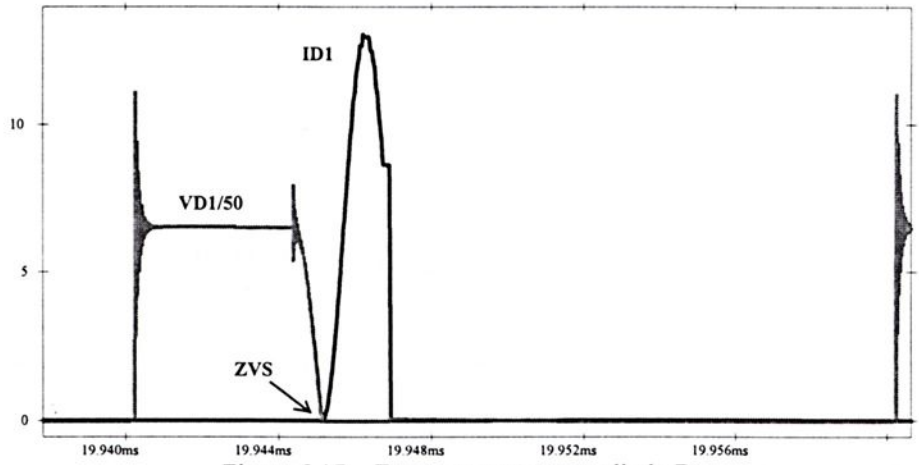


Figura 5.17 – Tensão e corrente no diodo D_1 .

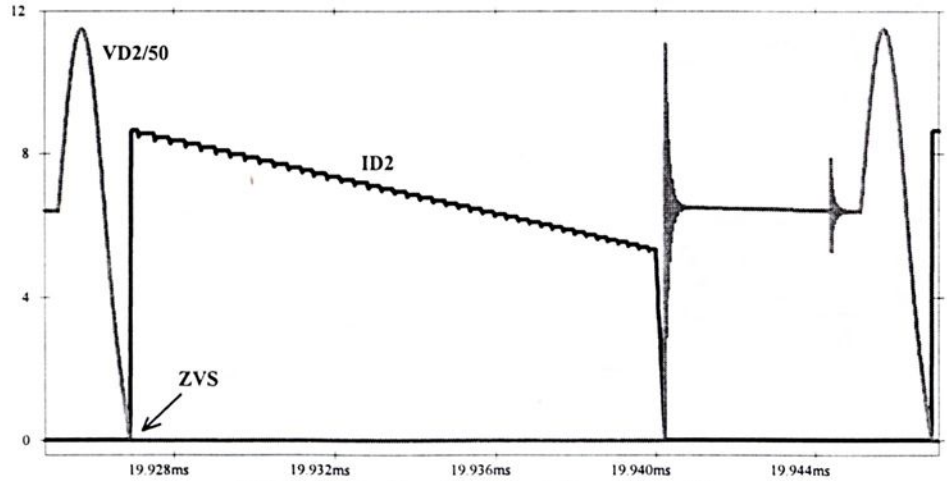


Figura 5.18 – Tensão e corrente no diodo D_2 .

Conforme resultados da Figura 5.16, verificam-se as comutações não dissipativas para S_a .

Na Figura 5.17 apresentam-se a corrente e tensão sobre o diodo D_1 , verificando-se sua entrada em condução com tensão nula (ZVS), sem efeitos de recuperação reversa durante o bloqueio.

Na Figura 5.18 verificam-se a tensão e corrente através de D_2 , observando-se que a entrada em condução do mesmo é do tipo ZVS, não ocorrendo efeitos de recuperação reversa.

5.4 - Resultados Experimentais

A Figura 5.19 mostra o desenho esquemático do protótipo implementado do conversor CC/CC Zeta ZCS com o comando PWM. Observa-se que o circuito de comando é isolado para ambos os interruptores.

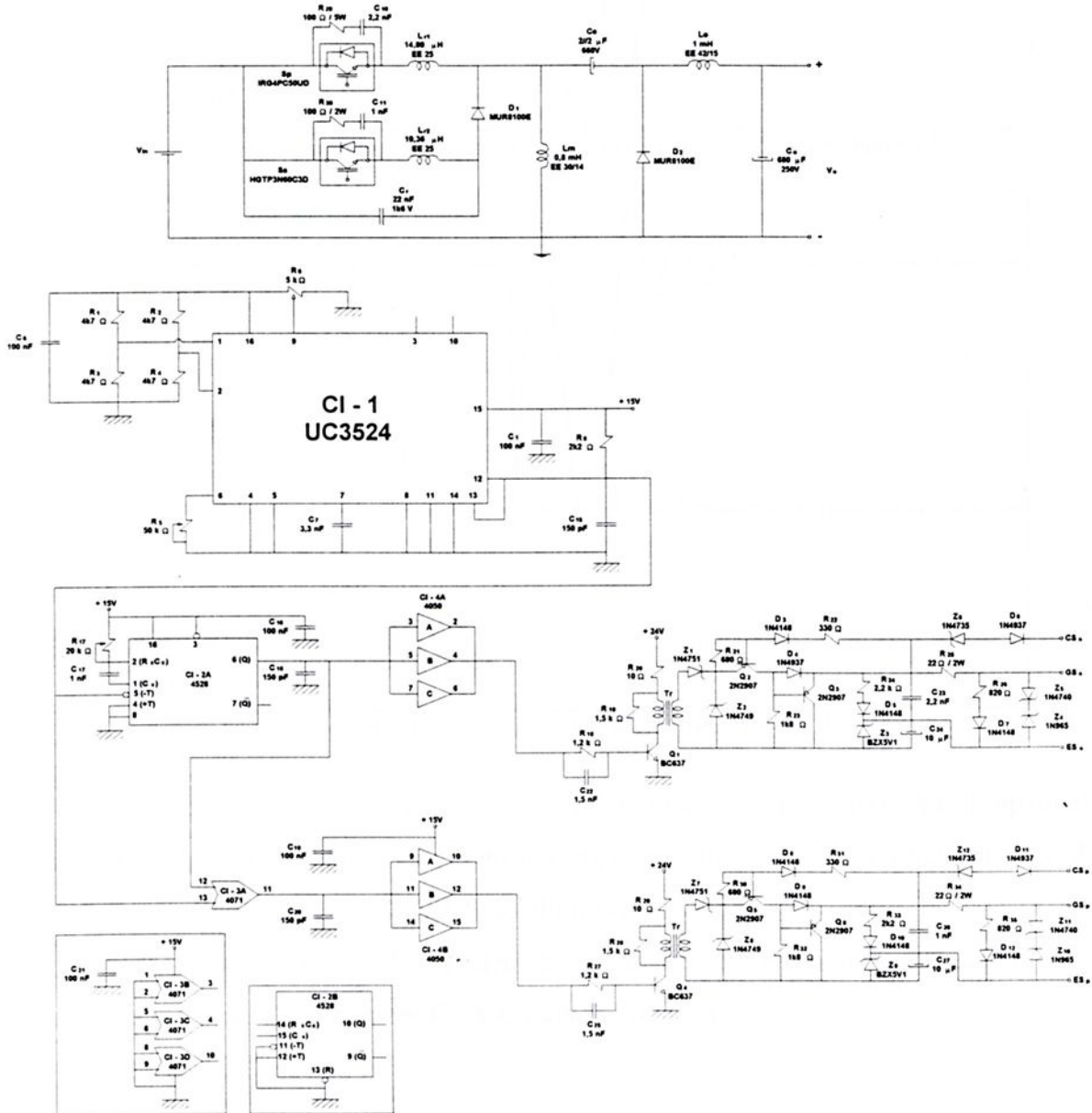


Figura 5.19 – Conversor CC/CC ZETA-ZCS e o comando PWM implementado.

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

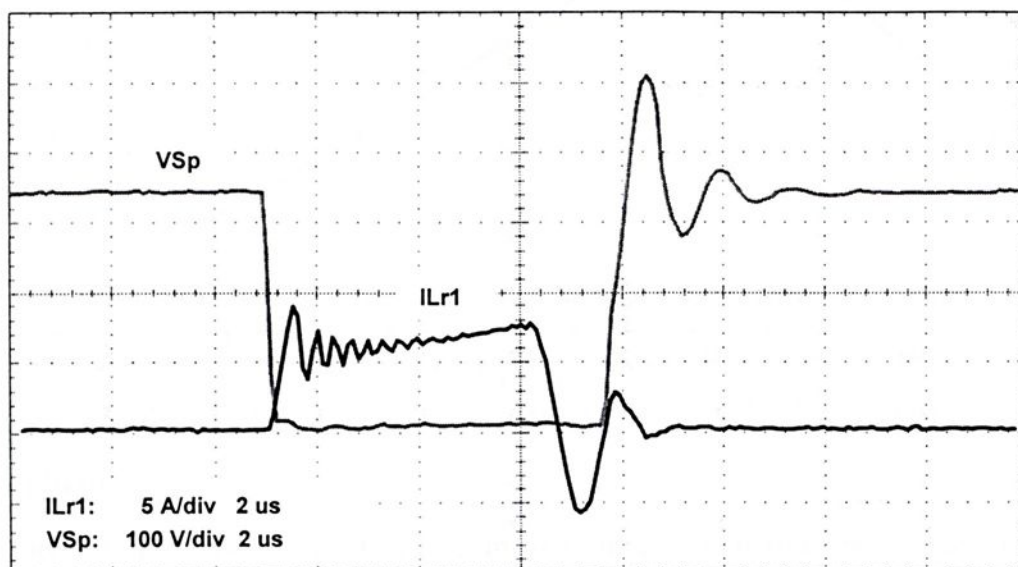


Figura 5.20 – Tensão no interruptor principal (Sp) e corrente através do indutor L_{r1} .

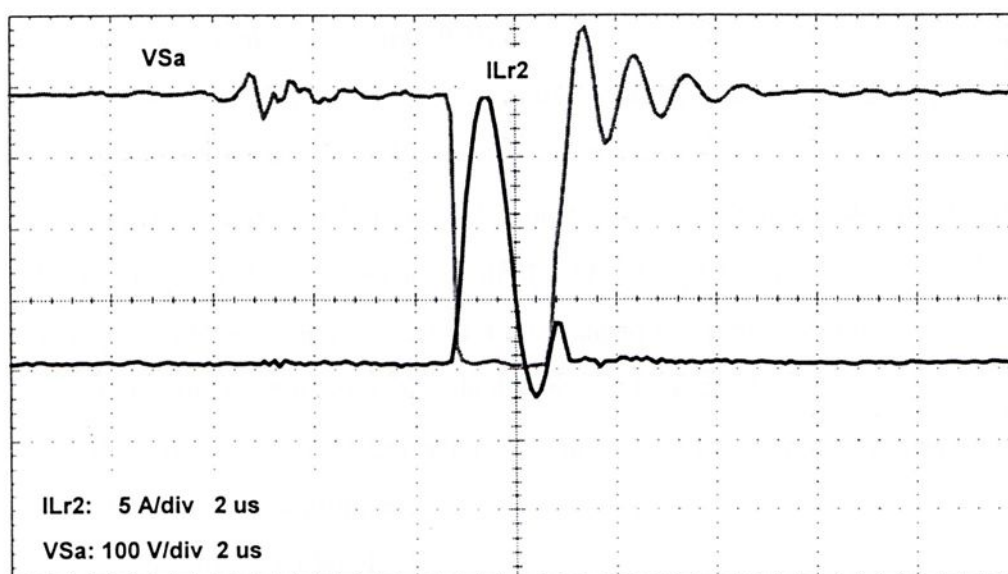


Figura 5.21 – Tensão no interruptor auxiliar (Sa) e corrente através do indutor L_{r2} .

Com os resultados experimentais, pode-se constatar as comutações não dissipativas do interruptor principal (Sp), Figura 5.20, e do interruptor auxiliar (Sa), Figura 5.21; do tipo ZCS, na entrada em condução e do tipo ZCZVS no bloqueio.

Através da Figura 5.22 podemos observar o elevado rendimento, obtido experimentalmente, para o conversor CC/CC Zeta ZCS-PWM.

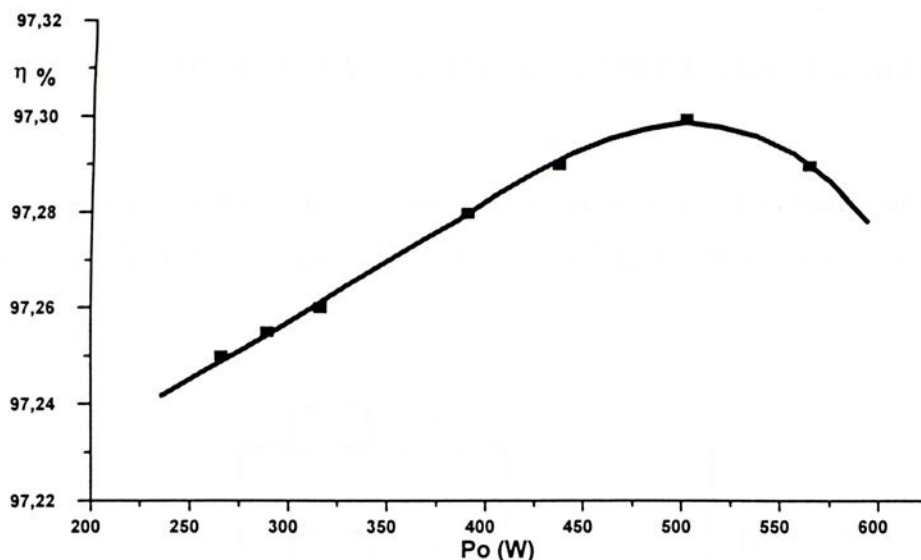


Figura 5.22 – Rendimento experimental do conversor CC/CC ZETA-ZCS-PWM.

5.5 - Conclusões

Da análise apresentada e de acordo com os resultados experimentais, podemos concluir que:

- A operação é com frequência constante PWM;
- A Comutação é não-dissipativa e do tipo ZCS na entrada em condução e do tipo ZCZVS no bloqueio dos interruptores principal (S_p) e auxiliar (S_a);
- A Comutação é não-dissipativa e do tipo ZVS na entrada em condução dos diodos D_1 e D_2 ;
- Não existe efeitos recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 , sobre os interruptores S_p e S_a ;
- Obteve-se um elevado rendimento devido a eliminação das perdas durante as comutações, o que nos leva a um conseqüente aumento da densidade de potência;
- Possibilita uma menor interferência eletromagnética devido à redução das derivadas de tensão e corrente nos semicondutores;
- A estrutura é naturalmente isolável;

Portanto, este novo conversor agrega importantes vantagens para a conversão estática de energia.

6 – O Novo Conversor CA/CC Zeta ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

A Figura 6.1 apresenta o novo conversor monofásico CA/CC (retificador) Zeta ZCS-PWM com elevado fator de potência, operando em condução contínua e controle por corrente média.

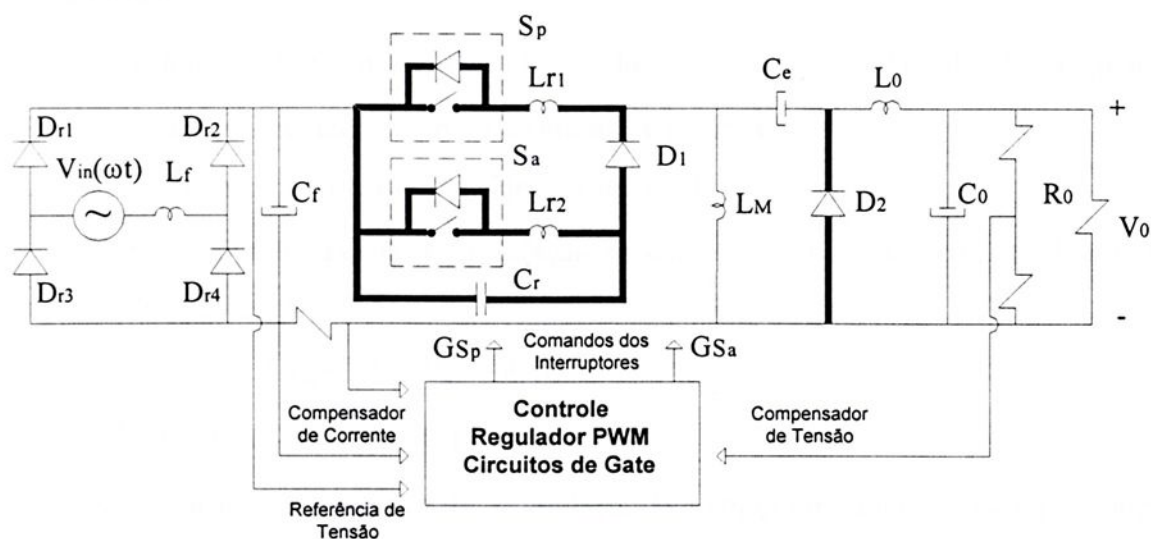


Figura 6.1 – Novo conversor CA/CC Zeta ZCS-PWM.

O controle por corrente média imposta é o utilizado nesta aplicação, em função das inúmeras características apresentadas no capítulo 4.

Observa-se que, apesar da característica geral desta técnica de controle em solicitar um reduzido volume para o filtro de entrada (L_f e C_f), neste caso, para o conversor Zeta, a corrente no barramento CC (após o retificador de entrada) será sempre descontínua, uma vez que os interruptores em série com este barramento, mesmo para o conversor operando no modo de condução contínua. Deste fato decorre que o filtro de entrada deverá proporcionar para o lado de corrente alternada uma corrente contínua e aproximadamente senoidal. Logo, resultando num volume maior para este filtro de entrada, em relação ao conversor convencional Boost como pré-regulador.

Apesar deste fato, mesmo necessitando de elevado valor de L_f (indutância de filtragem), empregando-se núcleo de ferro-silício (baixa frequência do lado CA), é possível obtê-lo, para realização prática, com volume muito reduzido, para os níveis de potência em análise neste trabalho (500W).

6.1 – Análise do Novo Conversor CA/CC Zeta ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

Para simplificar a análise admite-se as seguintes considerações:

- Todos os componentes são ideais;
- O conversor encontra-se operando em regime permanente, com frequência de chaveamento (f_s) constante;
- A frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede (f_{rede}), então para um período de chaveamento, a tensão de entrada é constante;
- A tensão de entrada ($V_{in}(\omega t)$) é considerada senoidal;

Faz-se então uma adaptação em relação ao conversor CC, a alimentação do conversor agora é senoidal retificada:

$$|V_{in}(\omega t)| = |V_p \cdot \sin(\omega t)| \quad (6.1)$$

Onde: V_p é o valor da tensão de pico de entrada.

Pode-se considerar o indutor de acumulação L_M , como uma fonte de corrente constante, em cada período de chaveamento, $|I_M(\omega t)| = |I_p \cdot \sin(\omega t)|$, sendo I_p a corrente máxima através do indutor L_M . Assim pode-se admitir, de maneira aproximada, que o comportamento do conversor CA/CC é idêntico ao comportamento do conversor CC/CC em cada período de chaveamento. Consequentemente as etapas de funcionamento serão as mesmas em relação ao CC/CC, com apenas uma mudança no parâmetro α , conforme equação (6.2).

$$\alpha(\omega t) = \frac{[I_M(\omega t) + I_0]}{V_{in}(\omega t) + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{Lr_2}{Cr}} \quad (6.2)$$

A Figura 6.2 apresenta o conversor retificador Zeta ZCS-PWM simplificado.

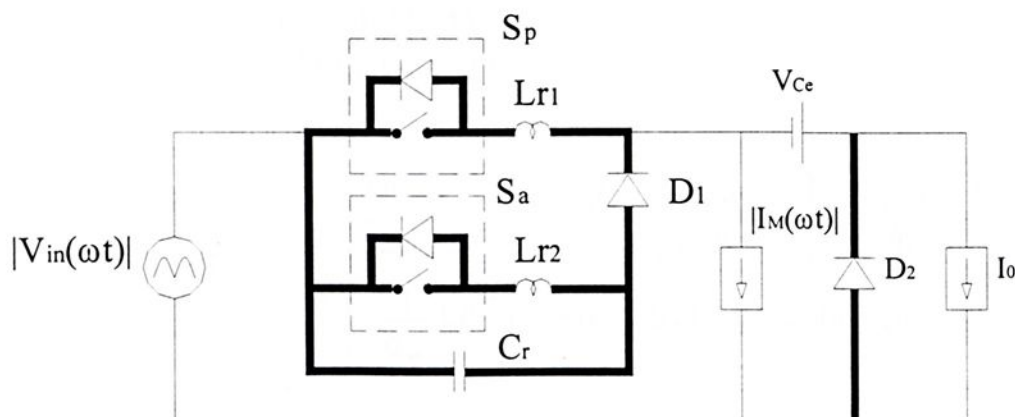


Figura 6.2 – Conversor retificador Zeta ZCS-PWM simplificado.

6.1.1 – Ganho Estático

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

$$q = \frac{I_{in(ef)}}{I_0} = \frac{V_0}{V_{in(ef)}} \quad (6.3)$$

Onde:

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

I_0 = Corrente média de saída;

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

V_0 = tensão média de saída.

A corrente eficaz através do indutor L_M é considerada constante, para cada período de chaveamento, e é idêntica ao valor eficaz da corrente de entrada, da rede de alimentação em CA. Assim, por analogia, tem-se:

$$I_{in(ef)} = I_{M(ef)} \quad (6.4)$$

Então:

$$\alpha_{ef} = \frac{[I_{in(ef)} + I_0]}{V_{in(ef)} + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (6.5)$$

Ainda, para o atendimento às restrições de projeto, conforme equação (5.44), define-se o máximo valor para o parâmetro α ($\alpha_{máx}$), conforme equação (6.6).

$$\alpha_{máx} = \frac{[I_p + I_0]}{V_{in(ef)min} + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (6.6)$$

Chega-se então à equação (6.7) para o ganho estático do conversor CA/CC Zeta ZCS-PWM:

$$q = \frac{F(\alpha_{ef}, \beta, D_{ef}, f)}{1 - F(\alpha_{ef}, \beta, D_{ef}, f)} \quad (6.7)$$

Onde:

$$F(\alpha_{ef}, \beta, D_{ef}, f) = D_{ef} + \frac{f}{2\pi} \cdot \left\{ \frac{2\beta - \alpha_{ef}^2}{2\alpha_{ef}\beta} + \frac{\pi}{2} + \left[\frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} + \left[-\frac{1}{\alpha_{ef}} \cdot [\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] \right] \right\} \quad (6.8)$$

Portanto, os ábacos de ganho estático para o conversor Zeta CA/CC, são os mesmos do CC/CC, considerando-se os valores eficazes em análise neste trabalho.

6.2 - Metodologia e Exemplo de Projeto

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

$V_{in(ef)}$ (tensão eficaz de entrada) = $220V \pm 15\%$; V_0 (tensão média na carga) = $110V$;

f_{rede} (frequência da rede) = $60Hz$; f_s (frequência de chaveamento) = $50kHz$;

P_0 (potência nominal de saída) = $500W$ e η (rendimento mínimo adotado) = 95% .

a) Corrente entrada e saída

A corrente de saída I_0 é dada pela equação (5.99).

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

A corrente eficaz de entrada é adaptada da equação (5.100), como a seguir:

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

A corrente máxima de entrada é dada pela equação (6.9).

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P_0}{\eta \cdot (V_{in(ef)} - 0,15 \cdot V_{in(ef)})} = 3,98A \quad (6.9)$$

b) Elementos ressonantes

Para garantir a comutação ZCS para os interruptores principal e auxiliar, deve-se obedecer à inequação (6.10).

$$\alpha_{\max} < \beta \quad (6.10)$$

Para minimizar a influência dos elementos ressonantes e satisfazer as condições de operação, adota-se os parâmetros:

$$\beta = 0,7 < 1; \quad \alpha_{\max} = 0,65 < \beta \quad e \quad f = 0,15$$

Substituindo nas equações (6.6), (5.12) e (5.13) tem-se que:

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

c) Elementos de acumulação (L_M e C_e)

O indutor e o capacitor de acumulação são dimensionados através das equações (6.11), (6.12) e (6.13).



$$L_M \geq \frac{V_p}{f_s \cdot \Delta I_{L_M} \cdot \left(1 + \frac{V_p}{V_0}\right)} = 3\text{mH} \quad (6.11)$$

Adotando-se:

$$\Delta I_{L_M} = 0,2 \cdot I_{L_M}$$

$$C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} = 8,15\text{nF} \quad (6.12)$$

$$C_e \ll \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede})^2} = 5,7\text{mF} \quad (6.13)$$

Onde:

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

Portanto, adota-se:

$$L_M = 3\text{mH} \quad \text{e} \quad C_e = 4\mu\text{F}$$

d) Filtros de saída (L_0 e C_0)

O indutor e o capacitor de saída são calculados através das equações (6.14) e (6.15).

$$L_0 \geq \frac{V_0}{f_s \cdot \Delta I_{L_0}} \cdot \frac{\frac{V_p}{V_0}}{\left(1 + \frac{V_p}{V_0}\right)} = 1,9\text{mH} \quad (6.14)$$

Adotando-se:

$$\Delta I_{L_0} = 0,03 \cdot I_0$$

$$C_0 \geq \frac{P_0}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_0 \cdot \Delta V_{C_0}} = 1,83\text{mF} \quad (6.15)$$

Adotando-se:

$$\Delta V_{C_0} = 0,02 \cdot V_0$$

Portanto adota-se:

$$L_0 = 2\text{mH} \quad \text{e} \quad C_0 = 2\text{mF}$$

e) Resistência para carga nominal

A resistência para a potência nominal especificada é calculada pela equação (5.106).

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

f) Principais resultados de simulação

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas através de simulação, considerando-se carga nominal. Observa-se que os resultados experimentais encontram-se em fase de obtenção neste momento (Outubro-1998).

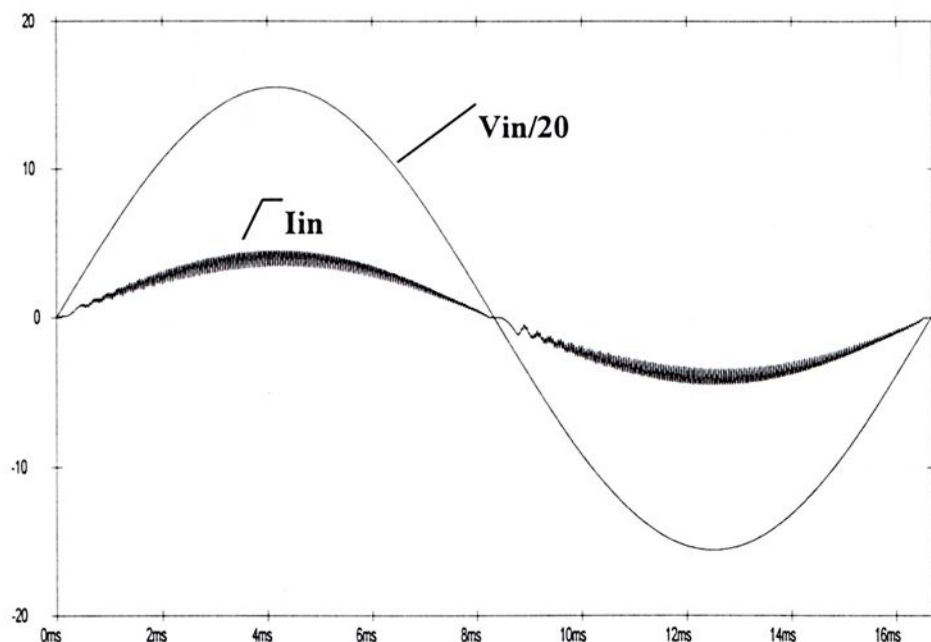


Figura 6.3 – Tensão e corrente de entrada.

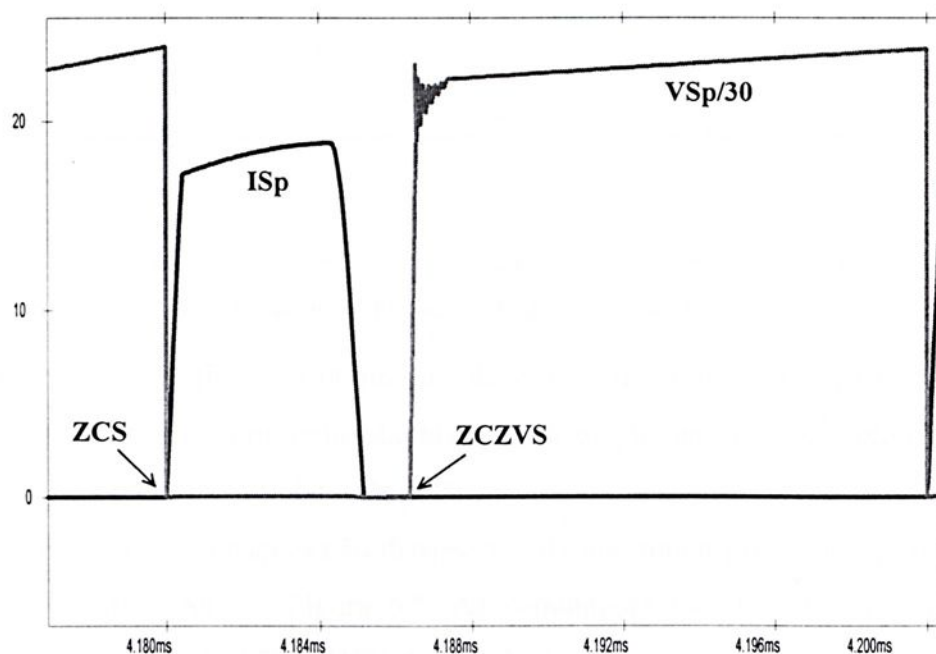


Figura 6.4 – Tensão e corrente no interruptor principal (Sp).

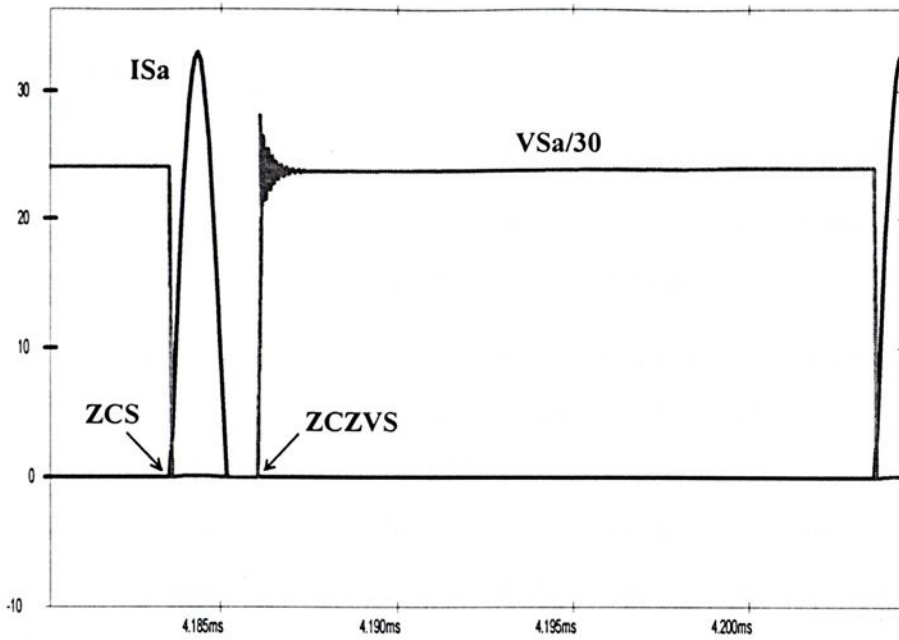


Figura 6.5 – Tensão e corrente no interruptor auxiliar (Sa).

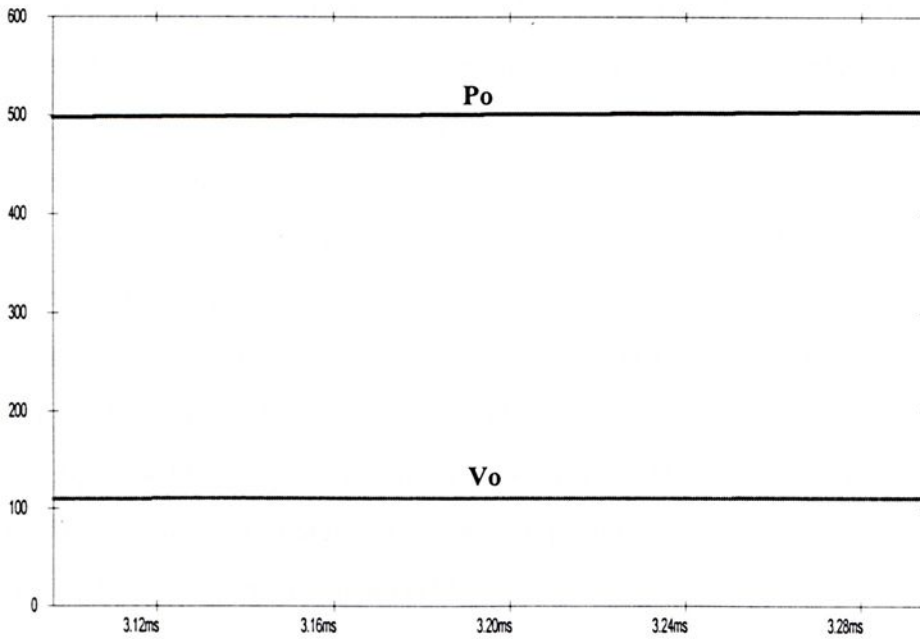


Figura 6.6 – Potência média e tensão na carga.

Na Figura 6.3 verifica-se a ótima qualidade da corrente de entrada, isto é, praticamente em fase com a tensão e com reduzida taxa de distorção harmônica. Como consequência, resultando num desejado elevado fator de potência.

Verificam-se as comutações não-dissipativas do interruptor principal (S_p) na Figura 6.4, e do interruptor auxiliar (S_a) na Figura 6.5. As comutações são do tipo ZCS na entrada em condução e do tipo ZCZVS (ZCS e ZVS) durante o bloqueio.

Na figura 6.6, verifica-se que os valores de potência média e tensão na carga (para carga nominal), estão de acordo com os dados de projeto.

6.3 - Conclusões

Da análise dos resultados apresentados para o novo conversor retificador Zeta ZCS-PWM, com controle por corrente média imposta, pode-se verificar que:

- Um elevado fator de potência foi obtido, devido à emulação de uma corrente de entrada senoidal com reduzida defasagem angular e baixa distorção harmônica;
- A operação é com frequência constante PWM;
- As comutações são não-dissipativas e do tipo ZCS na entrada em condução e do tipo ZCZVS durante o bloqueio dos interruptores principal (S_p) e auxiliar (S_a), sendo mantidas durante todo ciclo da rede;
- Não existem problemas de recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 sobre os interruptores;
- Espera-se um elevado rendimento devido a eliminação das perdas durante as comutações;
- É possível a redução das interferências eletromagnéticas, devido à redução das derivadas de tensão e corrente nos semicondutores;
- Existe a possibilidade de isolamento entre a carga e o sistema de alimentação em CA, naturalmente à partir da indutância de acumulação L_M .

Portanto, as características desejadas para este conversor em análise foram verificadas, através de análise e resultados de simulação.

A comprovação final destas conclusões será possível com os resultados experimentais que se encontram em fase de obtenção, para um protótipo implementado com as mesmas características do exemplo de projeto analisado.



7 - O Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM

Para a operação como abaixador de tensão, necessitamos de estruturas do tipo Buck, Buck-Boost, Zeta, Sepic ou 'Cuk. Dentre estas estruturas, com características de fonte de tensão na saída e fonte de corrente na entrada, destaca-se o conversor Sepic [18].

A entrada em fonte de corrente facilita sua aplicação para a correção ativa do fator de potência, quando da aplicação na conversão CA/CC. Uma importante característica do conversor Sepic é poder apresentar uma corrente contínua de entrada, mesmo operando no modo de condução descontínua, o que permite a possibilidade de um melhor fator de potência nesta aplicação.

Observa-se adicionalmente que o conversor 'Cuk possui esta mesma característica em relação à continuidade de corrente, contudo, uma importante desvantagem prática é a sua possibilidade de inversão da polaridade instantânea da tensão na carga.

Desta forma, a nova célula ZCS-PWM apresentada na Figura 2.4 é então aplicada ao conversor Sepic como abaixador de tensão neste capítulo, propiciando adicionalmente condições de isolabilidade para o mesmo, o que agrega a ele algumas características adicionais desejadas pelas fontes de alimentação chaveadas.

Na Figura 7.1 apresenta-se o conversor ZCS-PWM Sepic, gerado a partir da célula de comutação da Figura 2.4, verificando-se a possibilidade natural de sua isolação através do indutor de acumulação L_M .

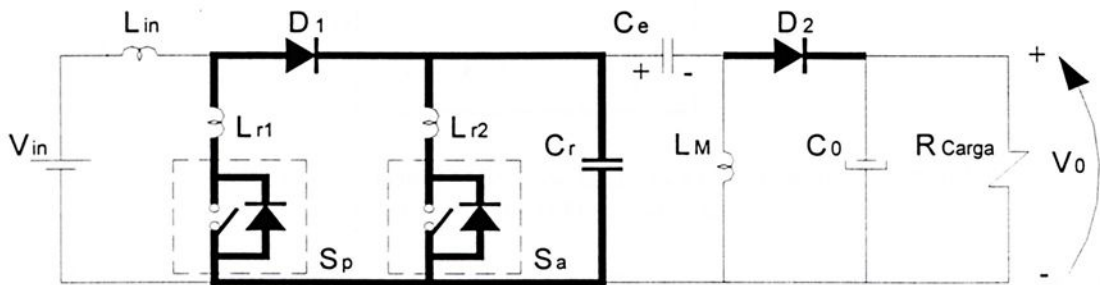


Figura 7.1 - O Novo Conversor Sepic ZCS-PWM.

Com o intuito de se apresentar todas as características deste novo conversor, são desenvolvidas a seguir as análises qualitativa e quantitativa das etapas de funcionamento, bem como apresentam-se os resultados de simulação e os principais resultados experimentais para um exemplo de projeto.

7.1 - Análise do Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM

A análise realizada consiste na descrição e equacionamento de cada uma das dez etapas que compõem um ciclo de funcionamento do conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM apresentado na Figura 7.2.

As principais formas de onda obtidas da análise do conversor são apresentadas na Figura 7.3

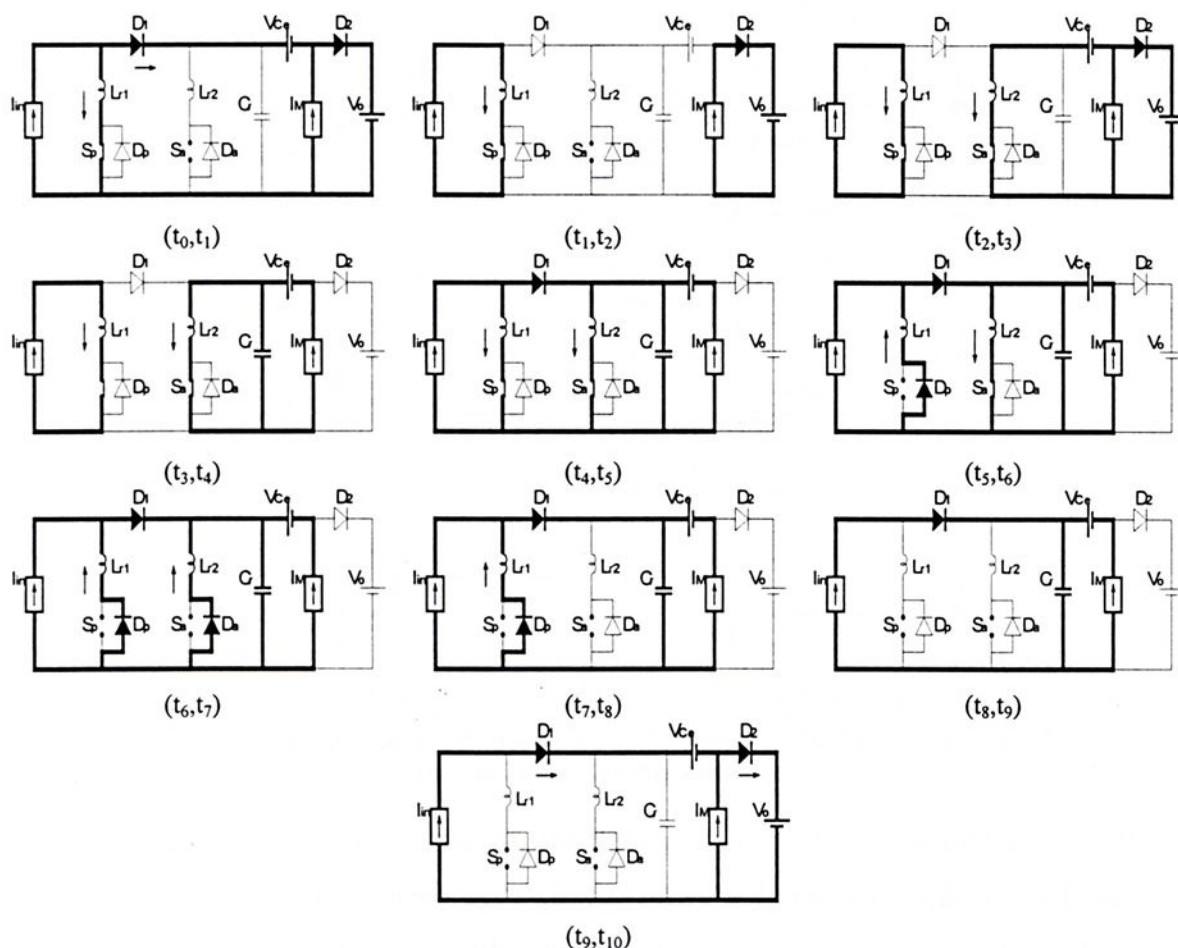


Figura 7.2 - Etapas de Funcionamento do Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM, durante um período de funcionamento.

Para simplificar a análise do conversor Sepic, considera-se a ausência de ondulação na corrente através do indutor de entrada, ou seja, a fonte de tensão V_{in} em série à L_{in} pode ser considerada como uma fonte de corrente constante I_{in} durante um período genérico de funcionamento.

É considerado também que a ondulação de tensão na carga é tão pequena que a tensão em C_0 pode ser considerada como constante e igual à V_0 .

Admite-se ainda que os semicondutores são ideais e que o capacitor de acumulação C_e possa ser considerado como uma fonte de tensão constante e de valor igual à V_{C_e} , assim como, o indutor de acumulação L_M como uma fonte de corrente constante e igual à I_M .

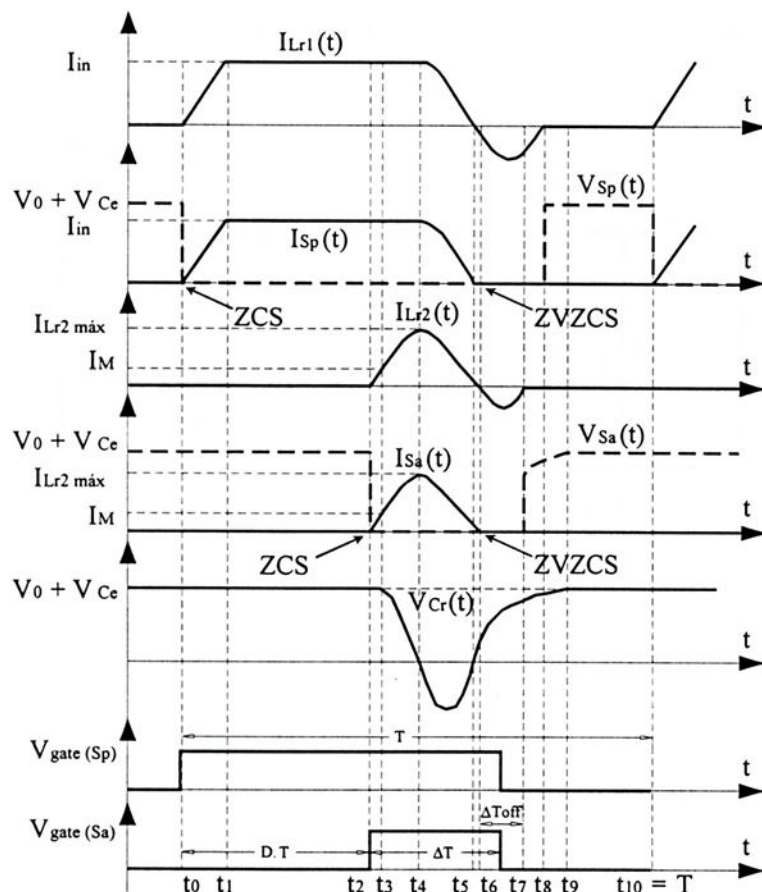


Figura 7.3 - Principais formas de onda teóricas do Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM, para um período de funcionamento.

Observa-se na Figura 7.3 que as comutações tanto para S_p , quanto para S_a , são não dissipativas e do tipo sob corrente nula (ZCS), na entrada em condução e no bloqueio. As características ressonantes são propiciadas durante as comutações, ocorrendo apenas durante uma fração do período de chaveamento (T).

Uma importante característica presente neste conversor, resultado da aplicação da célula ZCS-PWM, é a redução da corrente média através de S_p (I_{in}) em relação ao conversor Sepic convencional ($I_{in} + I_M$).

Esta característica permitirá menores perdas em condução para S_p e em consequência um aumento do rendimento (em relação ao conversor Sepic convencional). Entretanto, apesar do diodo D_1 possibilitar esta “vantagem” (impede a circulação de I_M através de S_p), observa-se que

as características estáticas para este novo conversor serão influenciadas, inclusive apresentando uma etapa de funcionamento adicional (10 etapas), em relação aos demais conversores desta nova família ZCS-PWM (9 etapas).

Apresentam-se a seguir as análises para as etapas de funcionamento deste novo conversor Sepic ZCS-PWM

a) 1ª Etapa, intervalo (t_0, t_1)

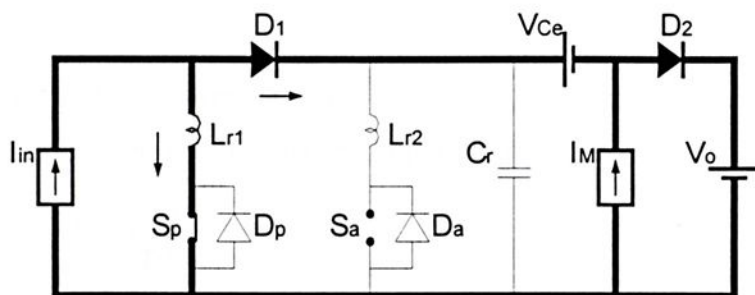


Figura 7.4 - Circuito da 1ª etapa. Intervalo (t_0, t_1) .

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_0) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_0) &= 0 \\ V_{Cr}(t_0) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

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

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_0 + V_{Ce}}{L_{r1}} \cdot t \quad (7.2)$$

Sendo que:

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_0) \quad (7.3)$$

Assim:

$$\Delta t_1 = \frac{I_{in}}{V_0 + V_{Ce}} \cdot L_{r1} \quad (7.4)$$

Definem-se para a normalização os seguintes parâmetros:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} = \sqrt{\beta} \cdot \omega_{02} \quad (7.5)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \quad (7.6)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (7.7)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_{in}}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (7.8)$$

$$\alpha_2 = \frac{I_0}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (7.9)$$

Onde:

I_0 : corrente média através da carga.

Portanto, pode-se rescrever (7.4) da seguinte forma:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha_1}{\beta \cdot \omega_{02}} \quad (7.10)$$

Sendo que em $t = t_1$, D_1 é levado à condição de bloqueio com corrente nula, finalizando-se esta primeira etapa.

b) 2ª Etapa, intervalo (t_1, t_2)

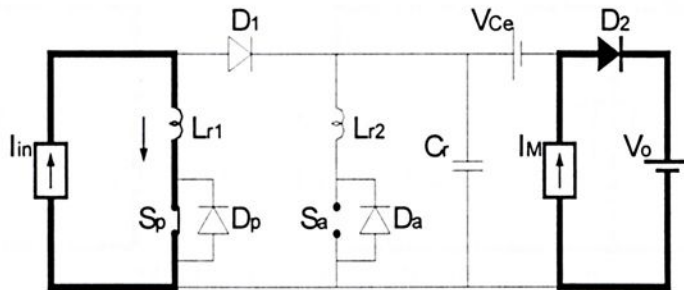


Figura 7.5 - Circuito da 2ª etapa. Intervalo (t_1, t_2).

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_1) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_1) &= 0 \\ i_{D2}(t_1) &= I_M \\ V_{Cr}(t_1) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (7.11)$$

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

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_2) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_2) &= 0 \\ i_{D2}(t_2) &= I_M \\ V_{Cr}(t_2) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (7.12)$$

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

$$\Delta t_2 = D.T - \Delta t_1 \quad (7.13)$$

Sendo: $T = \frac{1}{f_s}$ (7.14)

D: 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, em $t = t_2$, S_a é comandado para a condução com corrente nula (ZCS), graças também à presença de L_{r2} .

c) 3ª Etapa, intervalo (t_2, t_3)

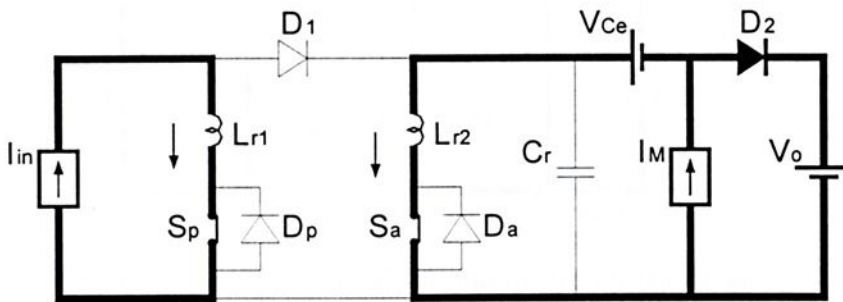


Figura 7.6 - Circuito da 3ª etapa. Intervalo (t_2, t_3) .

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

$$i_{L_{r2}}(t) = \frac{V_0 + V_{Ce}}{L_{r2}} \cdot t \quad (7.15)$$

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

$$i_{L_{r2}}(t_3) = I_M \quad (7.16)$$

Partindo das equações (7.15) e (7.16), tem-se o intervalo de tempo desta etapa:

$$\Delta t_3 = (t_3 - t_2) = \frac{I_M}{V_0 + V_{Ce}} \cdot L_{r2} \quad (7.17)$$

Sendo que, para o conversor Sepic, pode-se considerar que: $I_M = I_0$ [18]. Assim, tem-se que:

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha_2}{\omega_{02}} \quad (7.18)$$

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

Em $t = t_3$, conforme descrito na equação (7.16) ocorre o bloqueio de D_2 , e tem-se as seguintes condições:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_3) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_3) &= I_M \\ i_{D1}(t_3) &= 0 \\ i_{D2}(t_3) &= 0 \\ V_{Cr}(t_3) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (7.19)$$

d) 4ª Etapa, intervalo (t_3, t_4)

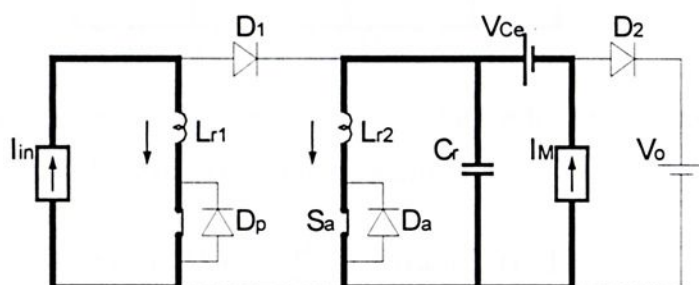


Figura 7.7 - Circuito da 4ª etapa. Intervalo (t_3, t_4).

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

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t) &= (V_0 + V_{Ce}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} \cdot \sin(\omega_{02} \cdot t) + I_M \\ v_{Cr}(t) &= (V_0 + V_{Ce}) \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) \end{aligned} \right\} \quad (7.20)$$

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

$$\Delta t_4 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{02}} \quad (7.21)$$

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

$$i_{Lr2}(t_4) = I_{Lr2 \text{ máx}} = I_4 = (V_0 + V_{Ce}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} + I_M \quad (7.22)$$

Ou,

$$I_4 = I_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{\alpha_2} \right) \quad (7.23)$$

Logo teremos as seguintes condições finais:

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_4) &= 0 \\ i_{Lr1}(t_4) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_4) &= i_{Lr2 \text{ máx}} = I_4 \end{aligned} \right\} \quad (7.24)$$

e) 5ª Etapa, intervalo (t_4, t_5)

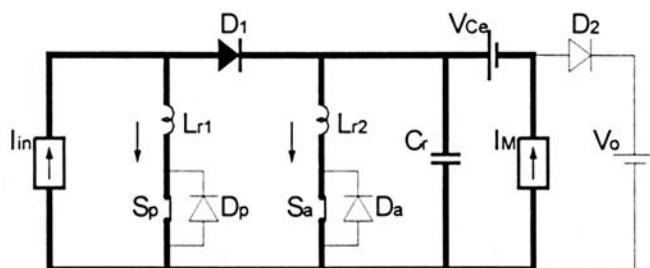


Figura 7.8 - Circuito da 5ª etapa. Intervalo (t_4, t_5) .

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.

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t) &= I_{in} \cdot \left[1 + \frac{\beta}{\alpha_1 \cdot (1 + \beta)} \cdot (\cos(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) \right] \\ i_{Lr2}(t) &= \frac{I_M}{\alpha_2} \cdot \left[\frac{1}{(1 + \beta)} \cdot (\cos(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) + 1 + \alpha_2 \right] \\ v_{Cr}(t) &= -\frac{I_M}{\alpha_2} \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{0eq} \cdot t) \end{aligned} \right\} \quad (7.25)$$

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

$$\omega_{0eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{req} \cdot C_r}} = \sqrt{1 + \beta} \cdot \omega_{02} \quad (7.26)$$

Sendo:

$$L_{req} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (7.27)$$

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:

$$i_{Lr1}(t_5) = 0 \quad (7.28)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos\left(1 - \frac{\alpha_1 \cdot (1 + \beta)}{\beta}\right) \quad (7.29)$$

$$i_{Lr2}(t_5) = I_5 = \frac{I_M}{\alpha_2 \cdot \beta} \cdot [\beta \cdot (1 + \alpha_2) - \alpha_1] \quad (7.30)$$

$$v_{Cr}(t_5) = V_5 = -\frac{(V_0 + V_{Ce})}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha_1 \cdot (2 \cdot \beta - \alpha_1 \cdot (1 + \beta))} \quad (7.31)$$

De (7.29) e (7.30), tem-se as seguintes restrições para os parâmetros utilizados:

$$\alpha_1 < \frac{2 \cdot \beta}{(1 + \beta)} \quad (7.32)$$

$$\alpha_1 < \beta \cdot (1 + \alpha_2) \quad (7.33)$$

f) 6ª Etapa, intervalo (t_5, t_6)

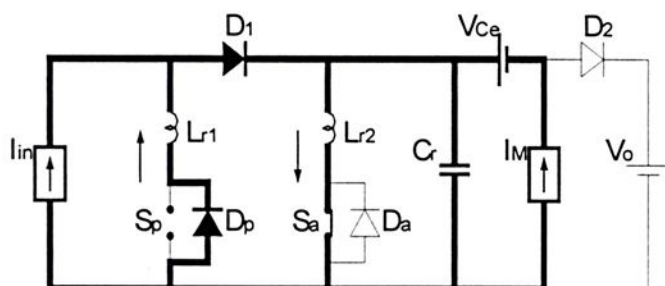


Figura 7.9 - Circuito da 6ª etapa. Intervalo (t_5, t_6) .

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 (7.25).

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

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

Logo, observando a equação de i_{Lr2} em (7.25), tem-se que:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos[-\beta - \alpha_2 \cdot (1 + \beta)] \quad (7.34)$$

De (7.34), tem-se que:

$$\alpha_2 < \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad (7.35)$$

Sendo por definição:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 \quad (7.36)$$

Então com (7.29) e (7.34) em (7.36), tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \left\{ \arccos\{-[\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]\} - \arccos\left[1 - \alpha_1 \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}\right] \right\} \quad (7.37)$$

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

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_{in} \cdot \left[1 - \frac{\beta}{\alpha_1} \cdot (\alpha_2 + 1) \right] \quad (7.38)$$

$$v_{Cr}(t_6) = V_6 = -(V_0 - V_{Ce}) \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \quad (7.39)$$

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

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr2}(t_6) &= 0 \\ i_{Lr1}(t_6) &= I_6 \\ V_{Cr}(t_6) &= V_6 \end{aligned} \right\} \quad (7.40)$$

g) 7ª Etapa, intervalo (t_6, t_7)

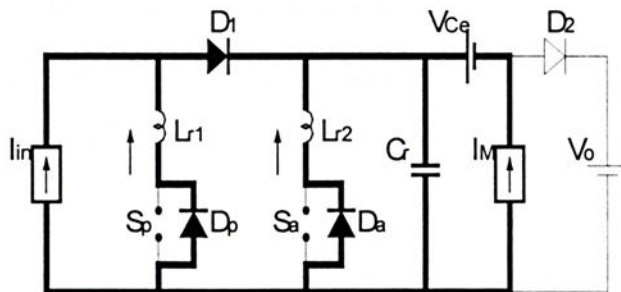


Figura 7.10 - Circuito da 7ª etapa. Intervalo (t_6, t_7).

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

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

$$\omega_{0eq} \cdot t_6 + \omega_{0eq} \cdot t_7 = 2\pi \quad (7.41)$$

$$t_7 = \frac{2\pi}{\omega_{0eq}} - t_6 \quad (7.42)$$

Sendo: $\Delta t_7 = t_7 - t_6$

Então,

$$\Delta t_7 = \frac{2}{\omega_{0eq}} \left\{ \pi - \arccos \left[-(\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)) \right] \right\} \quad (7.43)$$

Das equações da corrente em L_{r1} e da tensão em C_r em (7.25) e com (7.43):

$$i_{Lr1}(t_7) = I_7 = I_{in} \cdot \left[1 - \frac{\beta}{\alpha_1} \cdot (1 + \alpha_2) \right] \quad (7.44)$$

$$v_{Cr}(t_7) = V_7 = (V_0 + V_{Ce}) \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \quad (7.45)$$

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)

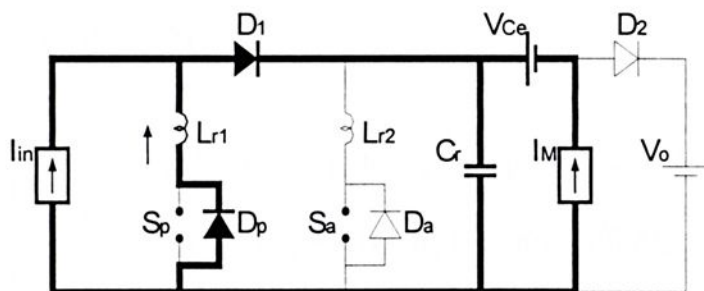


Figura 7.11 - Circuito da 8ª etapa. Intervalo (t_7, t_8) .

As equações desta etapa são representadas a seguir:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t) &= \frac{I_{in}}{\alpha_1} \cdot \left[\frac{\sqrt{\beta} \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \cdot \sin(\omega_{01} \cdot t) \cdots}{-[\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)] \cos(\omega_{01} \cdot t) + (\alpha_1 + \alpha_2) \cdots} \right. \\ &\quad \left. \frac{\sqrt{\beta} \cdot V_R \cdot \sin(\omega_{01} \cdot t)}{\sqrt{\beta} \cdot V_R \cdot \sin(\omega_{01} \cdot t)} \right] \\ i_{Lr2}(t) &= 0 \\ v_{Cr}(t) &= (V_0 + V_{Ce}) \cdot \left\{ \frac{\sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) \cdots}{+ \left[\frac{\alpha_2}{\sqrt{\beta}} + \sqrt{\beta} \cdot (1 + \alpha_2) \right] \cdot \sin(\omega_{01} \cdot t)} \right\} + V_{Ce} (\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1) \end{aligned} \right\} \quad (7.46)$$

Adotando-se que:

$$V_R = \frac{V_{Ce}}{V_{Ce} + V_0} \quad (7.47)$$

A corrente em L_{r1} evolui de forma ressonante com C_r , até que em $t = t_8$ torna-se nula, então:

$$\Delta t_8 = \frac{2}{\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta \cdot X \cdot V_R + \beta \cdot [1 + V_R^2] + \alpha_2 \cdot \beta \cdot (2 + \alpha_2) - \alpha_1 \cdot (\alpha_1 + 2\alpha_2)} - \sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)}{2\alpha_2 + \beta \cdot [1 + \alpha_2] + \alpha_1} \right\} \quad (7.48)$$

Sendo que:

$$X = \sqrt{(-\alpha_2 - \alpha_2 \cdot \beta + 1 - \beta) \cdot (\alpha_2 + 1)} \quad (7.49)$$

Temos as seguintes condições finais:

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(t_8) = 0 \\ i_{Lr2}(t_8) = 0 \\ V_{cr}(t_8) = V_8 \end{array} \right\} \quad (7.50)$$

Portanto:

$$v_{Cr}(t_8) = V_8 = \left\{ (V_0 + V_{Ce}) \cdot \left[\frac{\sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots}{+ \frac{1}{\sqrt{\beta}}(\alpha_2 + \beta(1 + \alpha_2)) \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8)} \right] + \cdots \right. \\ \left. V_{Ce} \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \right\} \quad (7.51)$$

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.

i) 9ª Etapa, intervalo (t_8, t_9)

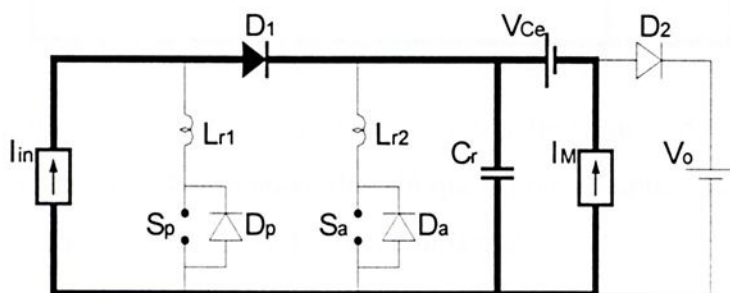


Figura 7.12 - Circuito da 9ª etapa. Intervalo (t_8, t_9) .

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

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(t) = 0 \\ i_{Lr2}(t) = 0 \\ v_{Cr}(t) = V_8 + \frac{I_{in} + I_M}{C_r} \cdot t \end{array} \right\} \quad (7.52)$$

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

$$\Delta t_9 = \frac{(V_0 + V_{Ce}) - V_g}{I_{in} + I_M} \cdot C_r \quad (7.53)$$

Assim:

$$\Delta t_9 = \frac{1}{\omega_{02} \cdot (\alpha_1 + \alpha_2)} \left[\begin{aligned} &1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2 \cdot (2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ &- \frac{1}{\sqrt{\beta}} \cdot (\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \sin(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ &- V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{aligned} \right] \quad (7.54)$$

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

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_9) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_9) &= 0 \\ V_{Cr}(t_9) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (7.55)$$

j) 10ª Etapa, intervalo (t_9, t_{10})

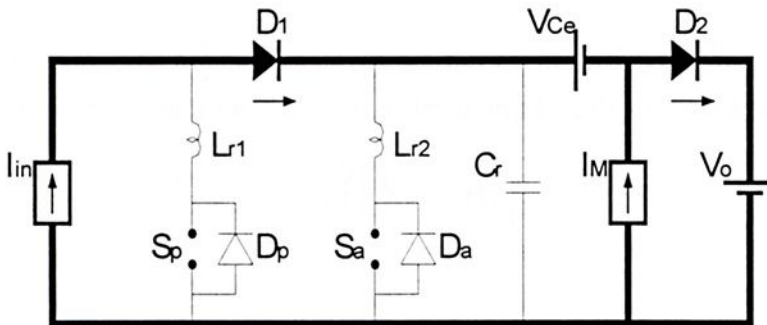


Figura 7.13 - Circuito da 10ª etapa. Intervalo (t_9, t_{10}) .

Durante esta etapa ocorre o maior volume de transferência de potência para 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:

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_{10}) &= V_0 + V_{Ce} \\ i_{Lr1}(t_{10}) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_{10}) &= 0 \\ i_{D1}(t_{10}) &= I_{in} \\ i_{D2}(t_{10}) &= I_{in} + I_M \end{aligned} \right\} \quad (7.56)$$

O intervalo de tempo da décima etapa é definida como:

$$\Delta t_{10} = T.(1-D) - \sum_{i=3}^9 \Delta t_i \quad (7.57)$$

Portanto, substituindo-se os Δt_i calculados, tem-se:

$$\Delta t_{10} = \left\{ T(1-D) \dots \left[\alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} [2.\pi - a \cos(-\beta - \alpha_2.(1+\beta))] \dots \right. \right. \\ \left. - \frac{1}{\omega_{02}} + \frac{2}{\sqrt{\beta}} . a \tan \left\{ \frac{\sqrt{2.\beta.X.V_R + \beta[1 + V_R^2]} + \alpha_2.\beta(2 + \alpha_2) - \alpha_1(\alpha_1 + 2.\alpha_2) \dots}{-\sqrt{\beta}.(X + V_R)} \right. \right. \\ \left. \left. \frac{2.\alpha_2 + \beta.[1 + \alpha_2] + \alpha_1}{2.\alpha_2 + \beta.[1 + \alpha_2] + \alpha_1} \right\} \dots \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{(\alpha_1 + \alpha_2)} \cdot \left[\frac{1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2.\beta + \alpha_2.(1+\beta))}. \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \dots}{-\frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta.(1 + \alpha_2)). \sin(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \dots} \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \right] \right] \right\} \quad (7.58)$$

A tensão média no capacitor de acumulação C_e tem o mesmo valor da tensão média no capacitor de ressonância C_r . Desta forma, o valor desta tensão é determinada pela equação (7.59).

$$V_{Ce} = V_{Cr \text{ médio}} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_i} \left(\sum_{i=1}^{10} v_{Cr i}(t) \right) dt \quad (7.59)$$

Sendo:

$v_{Cr i}(t)$ a equação da tensão em C_r , na etapa i .

7.1.1 - Ganho Estático

O ganho estático do conversor em estudo é definido através da equação (7.60).

$$q = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_0} \quad (7.60)$$

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

V_0 : valor médio da tensão sobre a 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 (7.61):

$$I_0 = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (I_{in} + I_M - i_{Lr1}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_2} I_M dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_M - i_{Lr2}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} (I_{in} + I_M) dt \right] \quad (7.61)$$

Portanto;

$$I_0 = I_M \cdot \left[\frac{f}{2\pi} \left(\frac{\alpha_2}{2} - K \right) + 1 \right] + I_{in} \cdot \left[\frac{f}{2\pi} \left(\frac{\alpha_1}{2\beta} - K + (1-D) \right) \right] \quad (7.62)$$

Sendo:

$$K = \left\{ \begin{aligned} & \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2 \cdot (1+\beta))] \cdot \dots \\ & + \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left[\frac{\sqrt{2\beta \cdot X \cdot V_R + \beta \cdot [1 + V_R^2]} + \alpha_2 \cdot \beta \cdot (2 + \alpha_2) - \alpha_1 \cdot (\alpha_1 + 2\alpha_2) \dots}{2\alpha_2 + \beta \cdot [1 + \alpha_2] + \alpha_1} \right] \cdot \dots \\ & + \frac{1}{(\alpha_1 + \alpha_2)} \cdot \left[\begin{aligned} & 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2 \cdot (1+\beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \dots \\ & - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \dots \\ & - V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\} \quad (7.63)$$

Onde:

$$T = \frac{1}{f_s} : \text{período de chaveamento} \quad (7.64)$$

$$f = \frac{f_s}{f_{02}} : \text{relação de frequências} \quad (7.65)$$

Com:

$$\omega_{02} = 2\pi \cdot f_{02} \quad (7.66)$$

Dessa forma, a partir de (7.60) e (7.62), obtém-se:

$$q = \frac{\left[1 - \frac{f}{2\pi} \left(\frac{\alpha_2}{2} - K \right) \right]}{1 - \left[D - \frac{f}{2\pi} \left(\frac{\alpha_1}{2\beta} - K \right) \right]} \quad (7.67)$$

Na Figura 7.14 são apresentadas algumas características de ganho estático para o novo conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM operando como abaixador de tensão, em função da corrente de carga normalizada (α_2), tomando-se D e V_{Ce} como parâmetros.

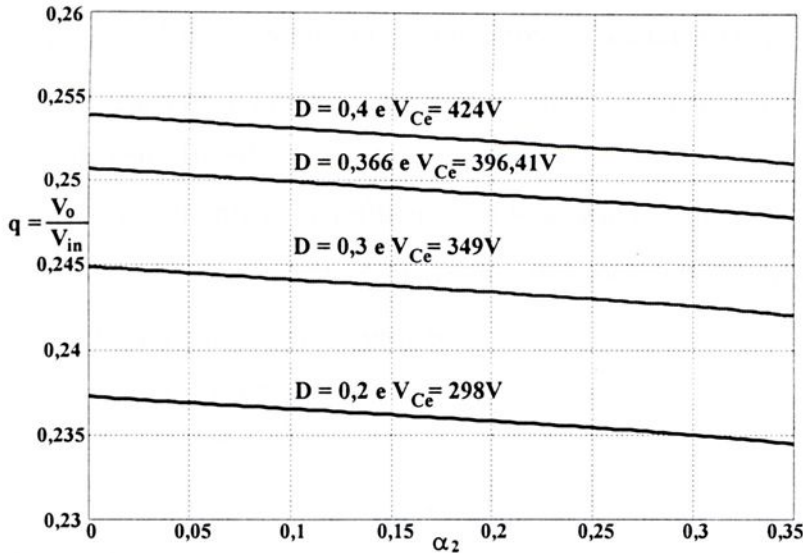


Figura 7.14 - Ganho Estático teórico (q) do Novo Conversor Sepic ZCS-PWM em função de α_2 , considerando-se $\alpha_1 = 0,101$; $\beta = 0,4$ e $f = 0,15$.

Observa-se na Figura 7.14 a operação do conversor como abaixador de tensão ($q < 1$). Verifica-se adicionalmente que, devido aos esforços de tensão nos semicondutores (quanto maior o valor de V_{Ce} , maior a tensão sobre os elementos semicondutores), recomenda-se a aplicação deste conversor apenas como abaixador de tensão e para uma relação de $q < \frac{1}{3}$.

7.1.2 - Condições para Operação com Comutação ZCS

Para que o conversor em estudo opere com comutação do tipo ZCS em ambas os interruptores comandados, é importante que as restrições impostas pelas inequações (7.32), (7.33) e (7.35) sejam atendidas.

O intervalo de tempo destinado à comutação (bloqueio) de ambos os interruptores, Δt_{off} , é dado pela equação (7.68). Portanto temos que o intervalo de tempo (ΔT), destinado ao controle de S_a é dado pela equação (7.69).

$$\Delta t_{\text{off}} = \Delta t_7 = \frac{2}{\omega_{02} \cdot \sqrt{1 + \beta}} \left\{ \pi - \arccos[-(\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta))] \right\} \quad (7.68)$$

$$\Delta T = (\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \frac{\Delta t_7}{2}) \quad (7.69)$$

Logo:

$$\Delta T = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \left\{ \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right\} \quad (7.70)$$

Observa-se que ΔT é dependente dos parâmetros ressonantes (ω_{02} e β) e também da corrente de carga normalizada (α_2). Portanto, em projeto, deve-se calcular ΔT para o atendimento da carga nominal, ou, de especificada sobrecarga admitida.

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 (7.71) deve ser atendida através da metodologia de projeto.

$$f < \frac{(1-D) \cdot 2 \cdot \pi}{K} \quad (7.71)$$

Onde:

K: É dado pela equação (7.63)

Observa-se que quanto maior a relação de frequências (f), maior será a influência dos parâmetros ressonantes na característica estática do conversor. Entretanto, trabalhar com relações muito pequenas leva o conversor a operar com frequências ressonantes muito elevadas. Portanto, o projeto deve buscar um compromisso entre as duas características citadas.

7.2 - Exemplo de Projeto

Seguem-se os passos para a definição do projeto para o novo conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM:

a) Especificações de entrada e saída;

$$V_{in} = 220V$$

$$V_0 = 51V$$

$$f_s = 20kHz$$

$$P_{0\text{ nom}} = 300W \text{ (Potência nominal na carga)}$$

$$\eta = 95\% \text{ (mínimo rendimento adotado)}$$

b) Correntes de entrada e saída (I_{in} e I_0);

$$I_{in} = \frac{P_{0\text{ nom}}}{\eta \cdot V_{in}} = 1,435A$$

Com:

$$I_{in\ max} = \frac{P_{0\ nom}}{\eta \cdot (V_{in} - 0,15 \cdot V_{in})} = 1,689A$$

$$I_0 = \frac{P_{0\ nom}}{V_0} = 4,54A$$

c) Cálculo dos parâmetros ressonantes;

Tendo em vista minimizar a influência dos parâmetros ressonantes e satisfazer as condições de operação, adotam-se os parâmetros da Figura 7.14.

$$\alpha_1 = 0,101; \quad \alpha_{2\ max} = 0,351; \quad \beta = 0,4 \quad e \quad \frac{f_s}{f_{02}} = f = 0,15$$

Portando, das equações (7.6), (7.7), (7.8) e (7.9) tem-se que:

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

d) Cálculo das indutâncias L_{in} e L_M ;

De [19], a indutância L_{in} pode ser dada por (7.72):

$$L_{in} > \frac{25 \cdot 10^3}{f_s \cdot P_{in}} \quad (7.72)$$

Desta forma, uma vez especificados os valores de tensão de entrada (V_{in}), tensão de saída (V_0), potência nominal ($P_{0\ nom}$) e frequência de chaveamento (f_s), pode-se determinar a indutância L_{in} de entrada, uma vez que:

$$P_{in} = \frac{P_{0\ nom}}{\eta} \quad (7.73)$$

Logo, adota-se que:

$$L_{in} = 5mH$$

Para operação em condução contínua, tem-se que:

$$L_M \geq \frac{L_{eq} \cdot L_{in}}{L_{in} - L_{eq}} \quad (7.74)$$

Onde:

$$L_{eq} = \frac{L_{in} \cdot L_M}{L_{in} + L_M} \quad (7.75)$$

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

$$L_M = 1\text{mH}$$

e) Cálculo da capacitância de acumulação (C_e);

Conforme [18], tem-se que:

$$C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} = 76,0\text{nF} \quad (7.76)$$

Valor adotado:

$$C_e = 2,0\mu\text{F}$$

f) Cálculo da capacitância de acumulação (C_0);

A capacitância para o filtro de saída é dada por (7.77):

$$C_0 \geq \frac{P_{0\text{nom}} \cdot D}{f_s \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} = 1,91\text{mF} \quad (7.77)$$

Com:

$$\Delta V_0 = 0,08 \cdot V_0$$

Valor adotado:

$$C_0 = 2,72\text{mF}$$

Na Figura 7.15, apresenta-se o circuito projetado para o novo conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic.

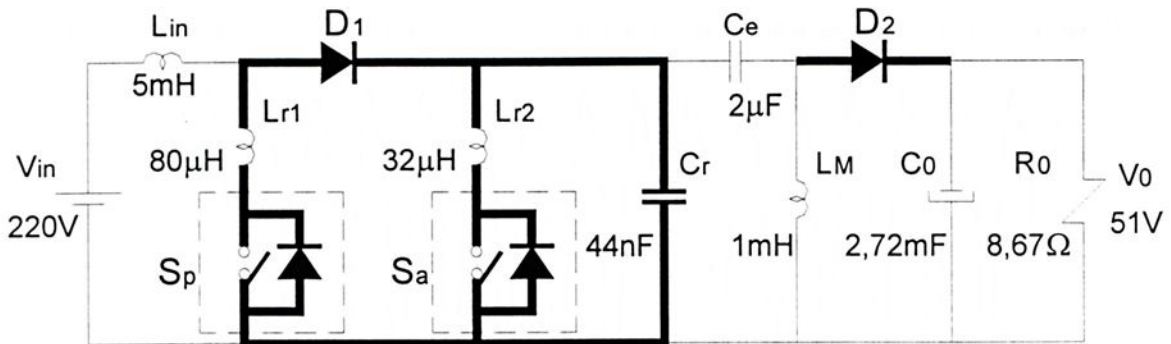


Figura 7.15 - Estrutura projetada para o novo conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM.

7.2.1 - Resultados de Simulação

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas em simulação (Pspice), verificando-se a análise do circuito proposto, para carga nominal.

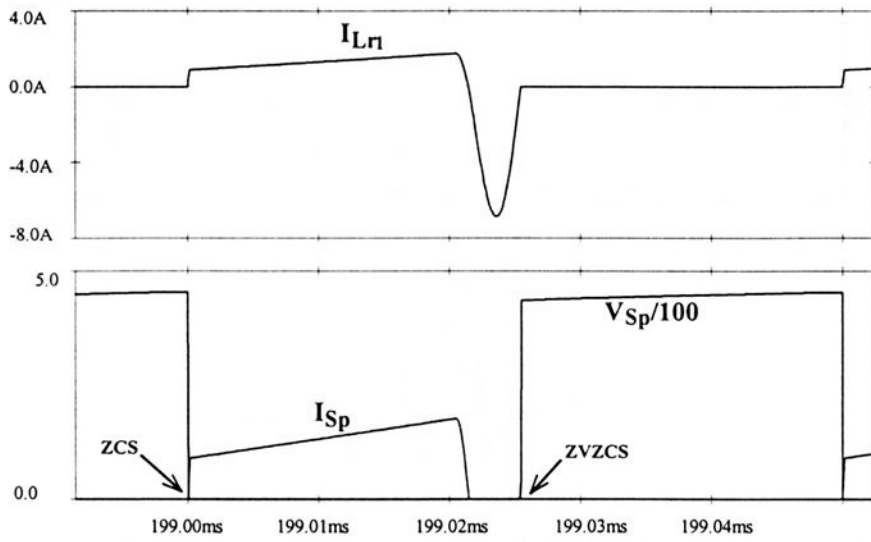


Figura 7.16 – Corrente através do indutor L_{r1} e tensão e corrente através de S_p , com carga nominal.

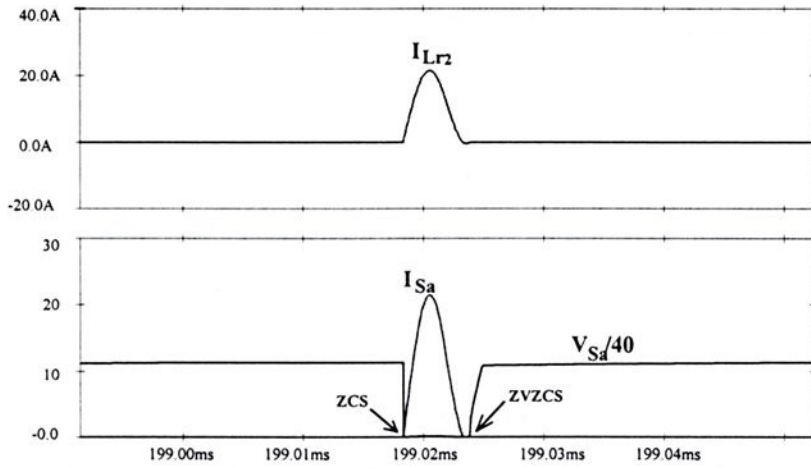


Figura 7.17 – Corrente através do indutor L_{r2} e tensão e corrente através de S_a , com carga nominal.

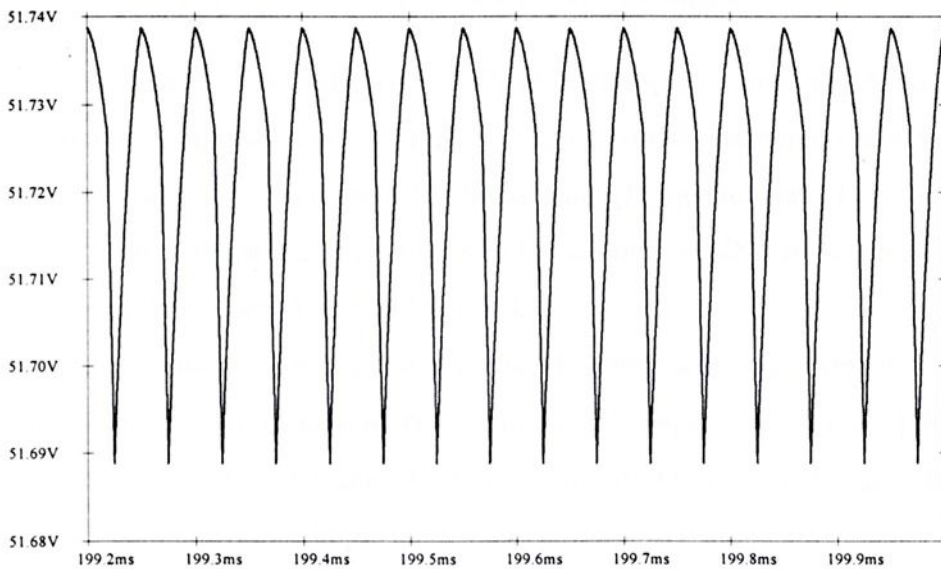


Figura 7.18 - Tensão de saída, para carga nominal.

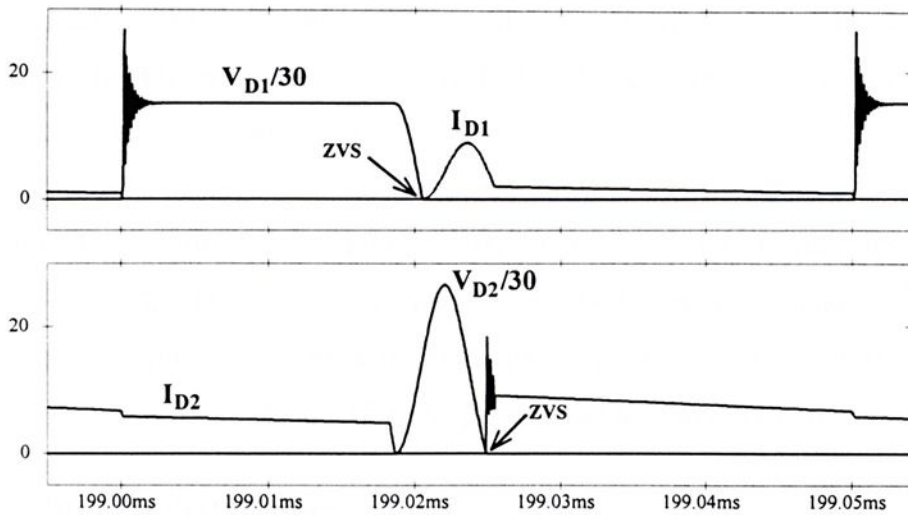


Figura 7.19 - Tensões e correntes através dos diodos D_1 e D_2 , para carga nominal.

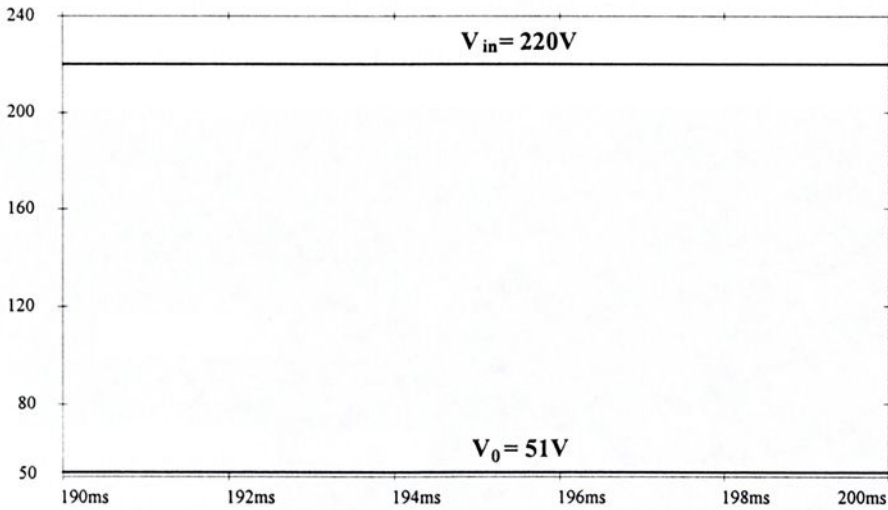


Figura 7.20 - Tensões de entrada e saída, para carga nominal.

Como se verifica nas Figuras 7.16 e 7.17, as comutações, tanto para S_p , quanto para S_a , são não dissipativas e do tipo sob corrente nula (ZCS), na entrada em condução e bloqueio.

Observa-se ainda que as comutações tanto para D_1 , quanto para D_2 , conforme Figura 7.19, são também não dissipativas e do tipo sob tensão nula (ZVS), inexistindo problemas de recuperação reversa sobre os interruptores (S_p e S_a).

Desta forma, devido à eliminação das perdas de comutação, o conversor proposto deverá apresentar maior eficiência em relação ao conversor CC/CC Sepic convencional [18] e [20].

Verifica-se ainda que a corrente através do interruptor principal (I_{in}) é menor do que aquela apresentada pelo conversor Sepic convencional ($I_{in} + I_M$), o que adicionalmente, confere à este circuito proposto menores perdas em condução para S_p , conforme análise apresentada.

A desvantagem desta técnica ZCS são os esforços adicionais de tensão nos semicondutores. Contudo, os IGBTs não são influenciados em condução, como os MOSFETs, pela máxima tensão aplicada sobre os mesmos.

Sendo os IGBTs sensíveis à corrente média através dos mesmos, a presente estrutura proposta, resultará numa redução do volume de dissipadores em relação àquele necessário, para a mesma potência e relações de entrada/saída, para o conversor Sepic convencional.

A Figura 7.20 ilustra a característica abaixadora de tensão do conversor proposto, projetado para uma tensão de saída igual a 51V, para tensão de entrada e carga nominais.

7.3 - Resultados Experimentais

A partir das especificações de projeto, apresenta-se na Figura 7.21 o protótipo para o novo conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic implementado.

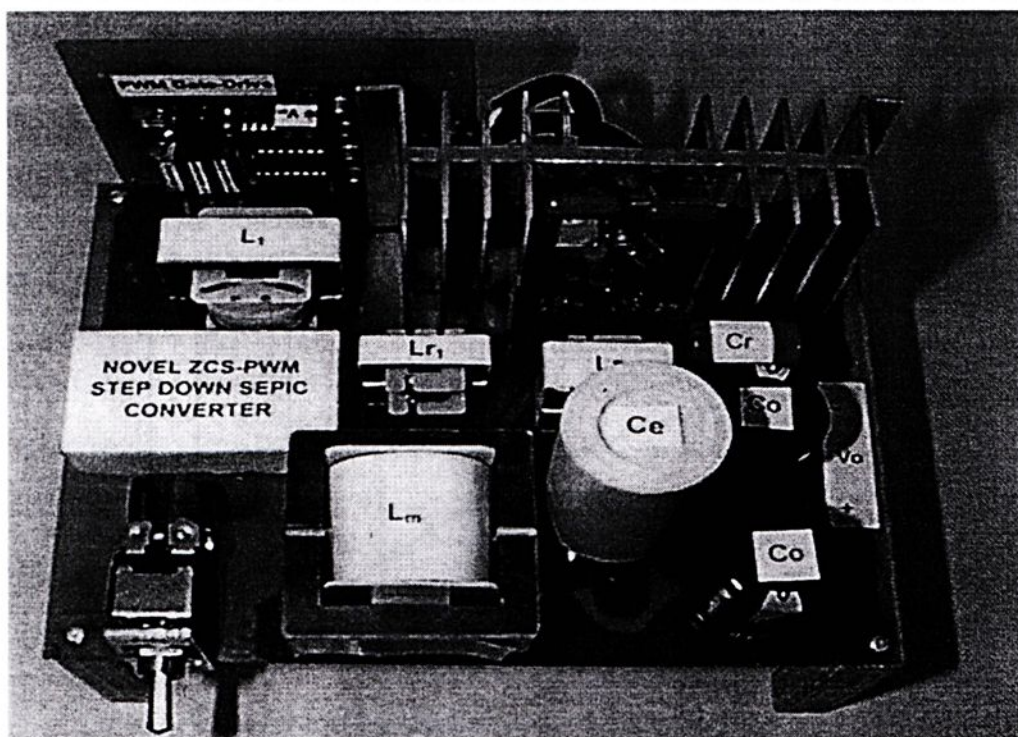


Figura 7.21 - Unidade de teste para o novo conversor CC/CC abaixador ZCS-PWM Sepic.

As Figuras 7.22(a) e 7.22(b) apresentam os detalhes das comutações nos interruptores principal S_p e auxiliar S_a , respectivamente.

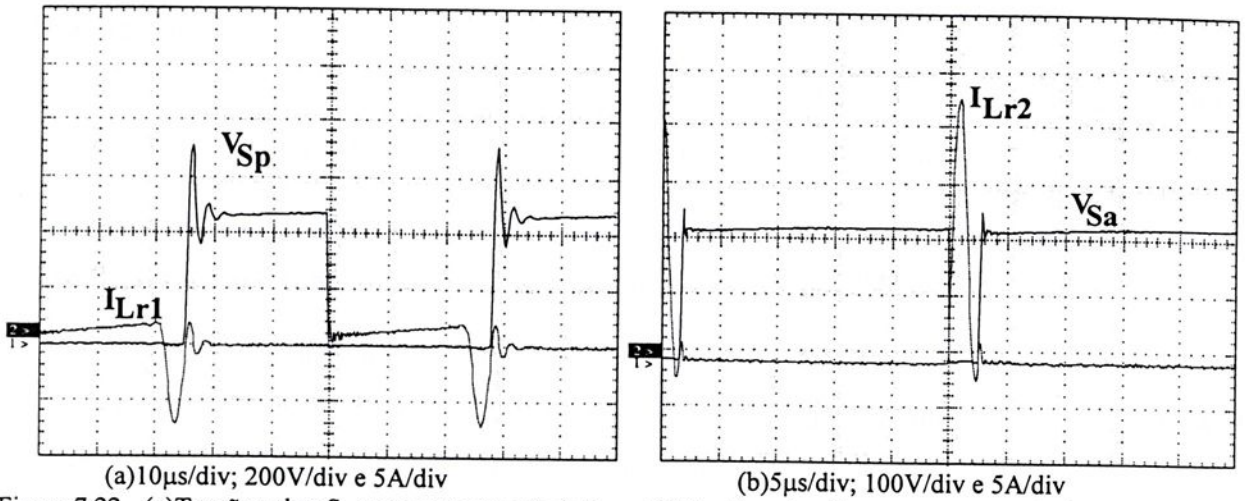


Figura 7.22 - (a) Tensão sobre S_p e corrente através de L_{r1} , e (b) Tensão sobre S_a e corrente através de L_{r2} , para carga nominal.

Como observado na Figura 2.22, o comportamento do conversor está de acordo com a análise teórica e as comutações com corrente nula são observadas na entrada em condução de ambos os interruptores, com frequência de chaveamento constante. Os bloqueios são do tipo ZCZVS (corrente nula e tensão nula), de acordo com a análise apresentada..

A Figura 7.23 apresenta os pontos, obtidos experimentalmente, para o rendimento do conversor em função da potência de saída P_o e a curva do rendimento originada da interpolação polinomial dos pontos experimentais.

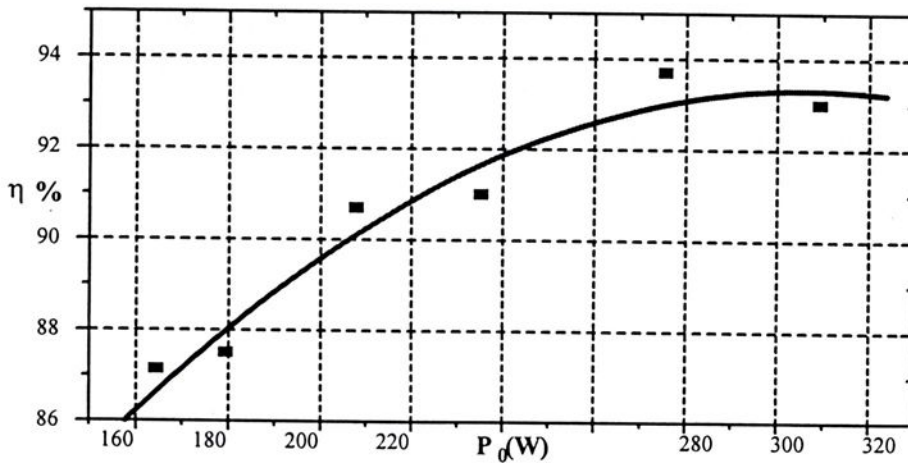


Figura 7.23 – Rendimento Experimental em função da Potência de Saída.

Apesar da imprecisão nas medidas, devido às interferências da frequência de chaveamento nos multímetros utilizados, com o resultado da Figura 7.23 é possível constatar o elevado rendimento da nova estrutura proposta, em relação ao conversor Sepic convencional (operando com comutação dissipativa), uma vez que, para o conversor convencional o rendimento não é superior a 80% [20].

7.4 - Conclusões

A partir dos resultados da análise, simulações e resultados experimentais para o novo conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic implementado, pode-se concluir que:

- Ocorrem realmente comutações não dissipativas para os interruptores principal e auxiliar, verificando-se um rendimento para carga nominal em torno de 94%;
- Operando como abaixador de tensão o conversor Sepic apresenta algumas características importantes, visto que, sua utilização como elevador resulta em maiores esforços de tensão e menor eficiência em relação à estrutura do tipo Boost;
- A característica de acumulação capacitiva para C_e , distinta daquela para o conversor Sepic convencional, resulta em maiores esforços de tensão nos semicondutores;
- Apesar dos esforços adicionais de tensão, o presente conversor apresenta menores perdas em condução através de S_p , o que em geral resultará em melhor eficiência, para operação como abaixador de tensão;
- A estrutura incorpora a possibilidade de isolamento através da indutância de acumulação L_M .

Portanto, o presente conversor, para aplicações como abaixador de tensão e elevadas correntes através dos semicondutores, torna possível a obtenção de um elevado rendimento em larga faixa de variação de carga, em função da eliminação das perdas durante as comutações, tanto dos interruptores comandados (S_p e S_a), quanto dos não comandados (diodos D_2 e D_2).



8 - Um Novo Pré-Condicionador Retificador Sepic ZCS-PWM Controlado por Valores Médios de Corrente

8.1 - Introdução

Operando no modo de condução contínua será adotado, para emulação de elevado fator de potência, o controle por corrente média, de acordo com a técnica apresentada por Dixon em [14].

Para efetuar a correção do fator de potência do conversor CA/CC Sepic será utilizado o integrado UC 3854. Este integrado provê correção ativa do fator de potência para estruturas conversoras que, de outra forma, drenariam correntes não senoidais do sistema de alimentação em corrente alternada.

O UC 3854 possui toda uma lógica necessária para o funcionamento do controle do conversor, conforme Figura 8.1, de forma a otimizar a corrente drenada da rede, emulando uma corrente praticamente senoidal com baixa taxa de distorção harmônica.

Para manter um controle PWM estável, com frequência fixa e com baixa distorção harmônica, é imposto o controle da corrente média drenada após o estágio de entrada retificador, conforme Figura 8.5. Ao contrário do controle por corrente de pico, esta técnica tem a vantagem de manter uma corrente drenada senoidal de forma mais precisa e, além disso, não necessita de compensação de rampa externa para operação com estabilidade.

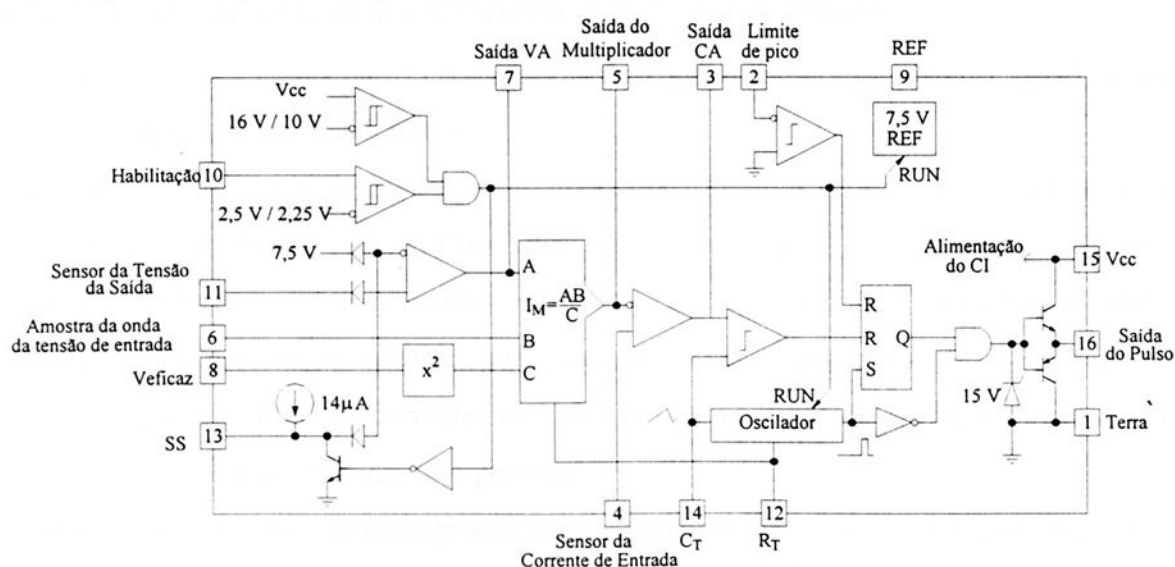


Figura 8.1 - Diagrama de blocos do integrado UC 3854.

O UC3854, além emular a corrente de entrada, regula a tensão de saída (na carga) da estrutura. A corrente de entrada é forçada a seguir a tensão retificada da rede, logo a potência

drenada pelo conversor emulará uma carga “puramente resistiva”. A tensão de saída é regulada pela mudança na amplitude média do sinal de programação da corrente. Um multiplicador analógico gera o sinal de programação da corrente pela multiplicação da tensão retificada da rede com a saída do amplificador de erro de tensão (na carga), de forma que o sinal de programação da corrente seja uma amostra da tensão de entrada e tenha uma amplitude média que controle a tensão de saída, conforme diagrama de blocos da Figura 8.1.

No caso do novo conversor Sepic, o pulso produzido pelo UC 3854 é encaminhado para o circuito de disparo dos IGBTs após adequação, conforme lógica de controle apresentada na Figura 8.2.

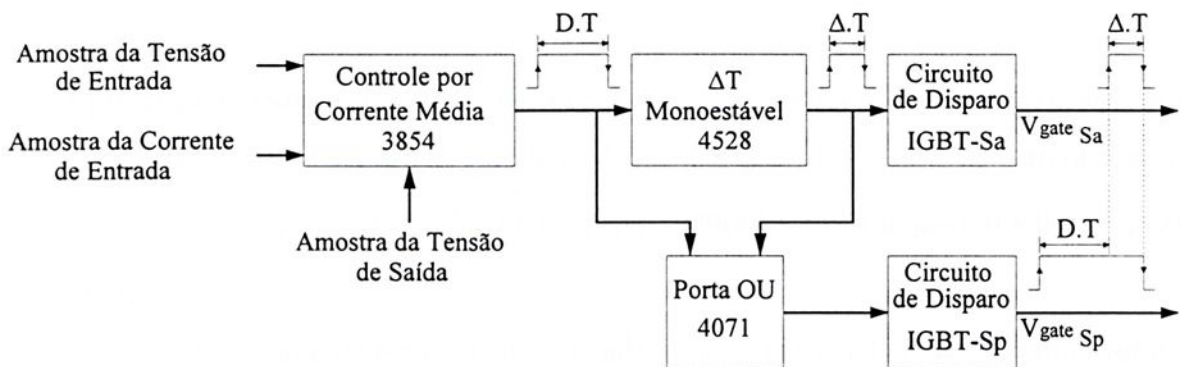


Figura 8.2 - Diagrama de blocos do controle por valores médios de corrente.

8.2 Análise do Novo Pré-Condicionador Retificador Sepic ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Valores Médios

Para facilitar a análise do Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM serão admitidas algumas considerações simplificadoras:

- A frequência de operação dos semicondutores (f_s) é muito mais elevada que a frequência do sistema de alimentação (f_{rede}). Com base neste fato, pode-se considerar que, durante um período de operação do semicondutor, a tensão de alimentação é praticamente constante;
- A partir da consideração anterior, pode ser considerado que a alimentação do conversor é realizada por uma fonte de corrente constante, em cada período de operação, igual ao módulo da corrente de entrada durante este período;
- A carga conectada ao conversor possui características de uma fonte de tensão constante.
- O capacitor de acumulação C_e é considerado como uma fonte de tensão constante V_{C_e} e o indutor L_M como uma fonte de corrente constante I_M .

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

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

A presença do indutor de entrada L_{in} , Figura 8.5, faz com que o conjunto formado por ele, retificador e pela fonte de tensão possam ser interpretados como uma fonte de corrente, também senoidal e retificada, o que implica: $|I_{in}(\omega t)| = |I_{in\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t)|$, onde $I_{in\text{ pico}}$ é o valor de pico da corrente de entrada.

A Figura 8.3 ilustra, de maneira simplificada, o novo pré-condicionador retificador Sepic ZCS-PWM.

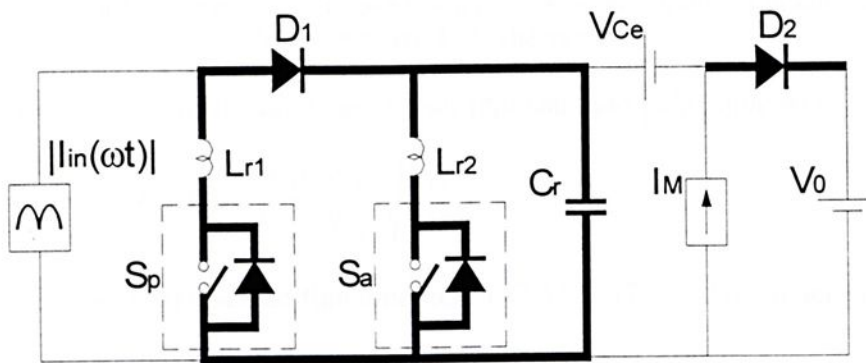


Figura 8.3 - Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM simplificado.

8.2.1 - Etapas de Funcionamento

De acordo com as condições simplificadoras, todo o equacionamento desenvolvido na análise CC/CC é integralmente aplicável para esta conversão CA/CC. Observa-se que as adaptações necessárias serão apresentadas neste capítulo.

Com base neste fato, na Figura 8.4 são apresentadas as etapas de funcionamento para o novo pré-condicionador retificador Sepic ZCS-PWM, durante um período de chaveamento.

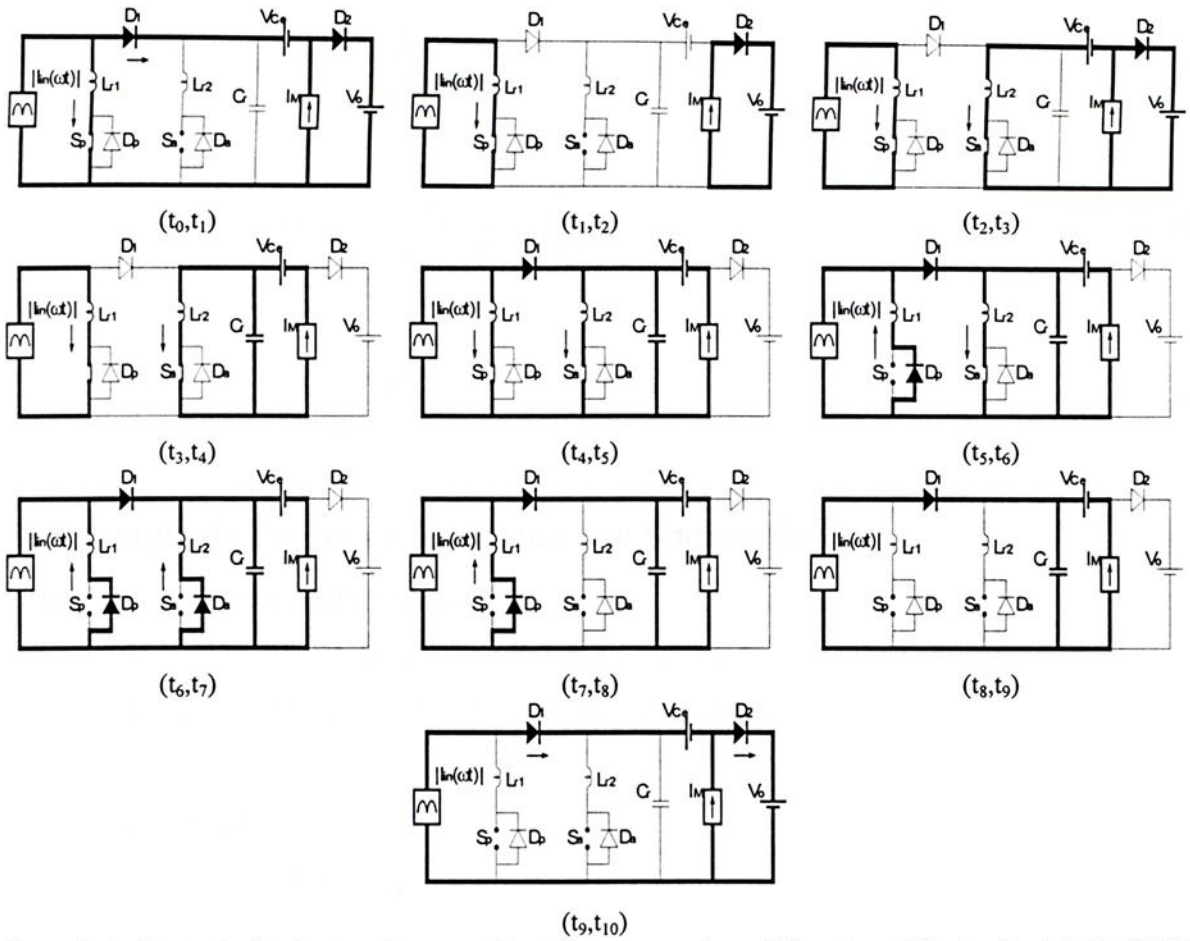


Figura 8.4 - Etapas de funcionamento para o Novo Conversor pré-condicionador retificador Sepic ZCS-PWM, durante um período de chaveamento.

O parâmetro α_1 é modificado e passa a ser representado pela equação (8.1), como segue:

$$\alpha_1(\omega t) = \frac{|I_{in}(\omega t)|}{V_0 + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (8.1)$$

Obviamente, as restrições de funcionamento (7.33) e (7.35) devem ser obedecidas, sendo que:

$$\alpha_{1\text{máx}} < \beta \cdot (1 + \alpha_{2\text{máx}}) \quad (8.2)$$

Onde:

$$\alpha_{1\text{máx}} = \frac{I_{in \text{ pico}}}{V_0 + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (8.3)$$

$$I_{in \text{ pico}} = \frac{P_{0 \text{ nom}}}{\eta \cdot V_{in \text{ ef min}}} \quad (8.4)$$

$$\alpha_{2\text{ máx}} < \frac{(1-\beta)}{(1+\beta)} \quad (8.5)$$

Com:

$$\alpha_{2\text{ máx}} = \frac{I_{0\text{ nom}}}{V_0 + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (8.6)$$

Onde:

$$I_{0\text{ nom}} = \frac{P_{0\text{ nom}}}{V_0} \quad (8.7)$$

8.3 - Exemplo de Projeto e Resultados de Simulação

a) Especificações de entrada e saída

$V_{\text{in ef}} = 220\text{V}$ (tensão eficaz nominal de entrada)

$V_{\text{in ef min}} = 187\text{V}$ (tensão eficaz mínima de entrada)

$f_{\text{rede}} = 60\text{Hz}$

$f_s = 20\text{kHz}$

$P_{0\text{ nom}} = 300\text{W}$ (Potência nominal na carga)

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

b) Correntes de entrada e saída (I_{in} e I_0)

$$I_{\text{in}} = \frac{P_{0\text{ nom}}}{\eta \cdot V_{\text{in ef}}} = 1,435\text{A}$$

Com,

$$I_{\text{in pico}} = \frac{P_{0\text{ nom}}}{\eta \cdot (V_{\text{in ef}} - 0,15 \cdot V_{\text{in ef}})} = 1,689\text{A}$$

$$I_0 = \frac{P_{0\text{ nom}}}{V_0} = 4,54\text{A}$$

c) Cálculo dos parâmetros ressonantes

Como admitido nas simplificações para o funcionamento do conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, consideram-se os mesmos parâmetros do conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM apresentados no capítulo 7, onde:

$$\alpha_{1 \text{ máx}} = 0,101; \quad \alpha_{2 \text{ máx}} = 0,351; \quad \beta = 0,4 \quad \text{e} \quad \frac{f_s}{f_{02}} = f = 0,15$$

Portando, das equações (7.6), (7.7), (7.8) e (7.9) tem-se que:

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

Os parâmetros foram considerados os mesmos da metodologia de projeto CC/CC, levando-se em conta o atendimento às restrições impostas pelas equações (8.2) e (8.5).

d) Cálculo das indutâncias L_{in} e L_M

A indutância L_{in} , dada por (7.72), foi adotada como:

$$L_{in} = 6\text{mH}$$

Adota-se que a indutância de acumulação L_M seja próxima de L_{in} para que se obtenha ondulações de corrente de valores próximos nestes indutores. Assim:

$$L_M = 5\text{mH}$$

e) Cálculo da capacitância de acumulação (C_e)

Conforme (7.74), tem-se que:

$$C_e = 44\mu\text{F}$$

f) Cálculo da capacitância do filtro de saída (C_0)

A capacitância para o filtro de saída é calculada através da equação (8.8).

$$C_0 \geq \frac{P_{0 \text{ nom}}}{4 \cdot \pi \cdot f_{\text{rede}} \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} \quad (8.8)$$

Onde:

$$\Delta V_0 = 2\% \cdot V_0$$

Assim, $C_0 = 2,72\text{mF}$. Ou seja, um arranjo de quatro capacitores de $680\mu\text{F}$ em paralelo, conforme Figura 8.5.

8.3.1 - Resultados de Simulação

Na Figura 8.6 apresentam-se os resultados de simulação para a corrente e tensão de entrada, para a carga nominal.

Como se verifica na Figura 8.6, a corrente de entrada tem reduzida distorção harmônica e, em consequência, resultará num elevado fator de potência para o novo conversor em análise.

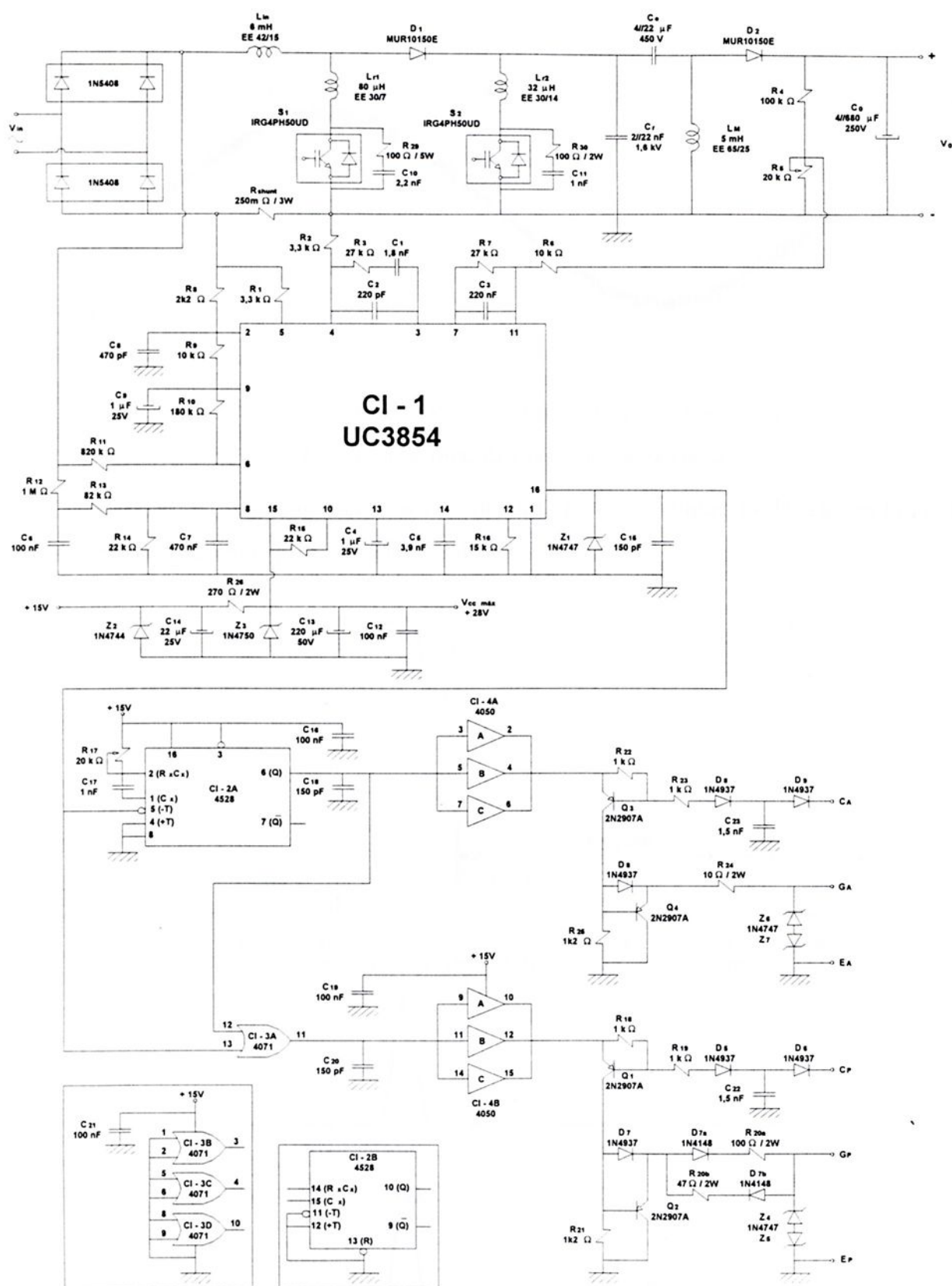


Figura 8.5 - Circuito completo implementado para o conversor CA/CC ZCS-PWM Sepic com elevado fator de potência e controlado por corrente média.

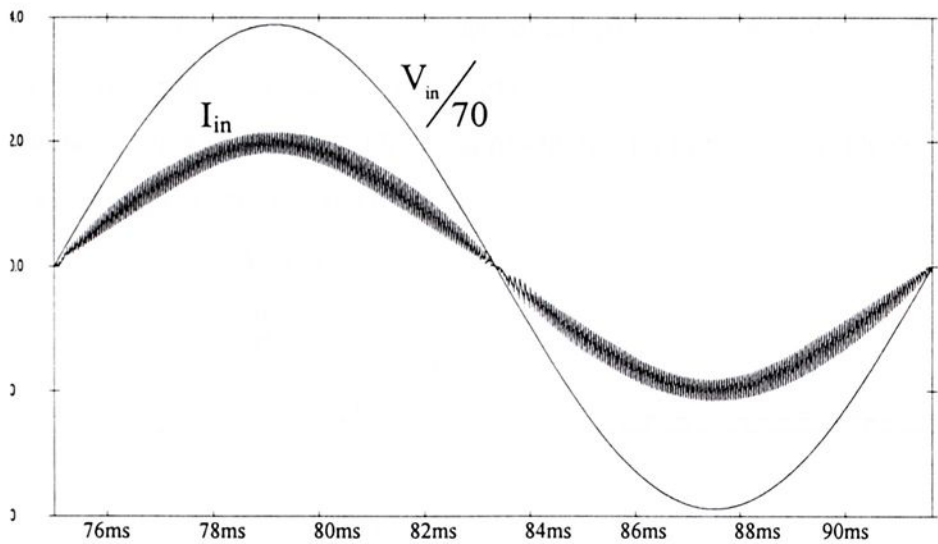


Figura 8.6 - Corrente e tensão de entrada para carga nominal.

Nas Figuras 8.7 e 8.8 apresentam-se os detalhes para as comutações das chaves principal e auxiliar, respectivamente, para carga nominal.

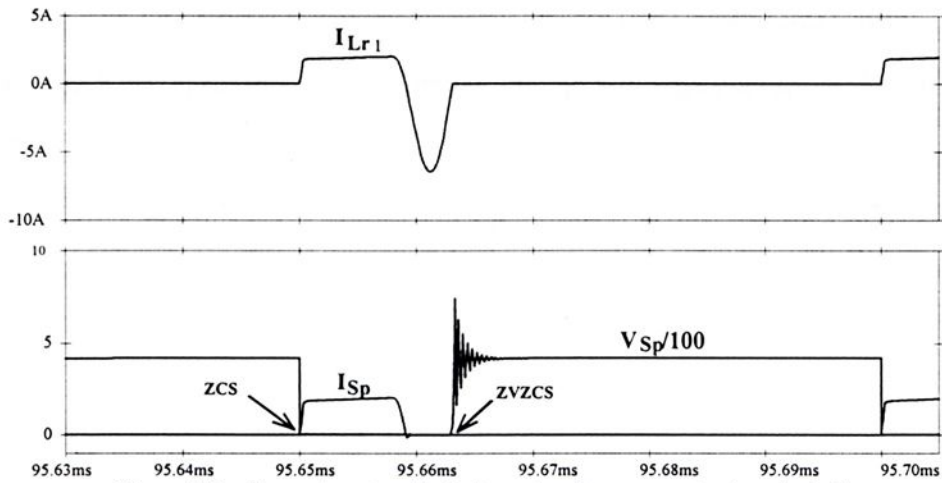


Figura 8.7 - Correntes através de L_{r1} e tensão e corrente através de S_p .

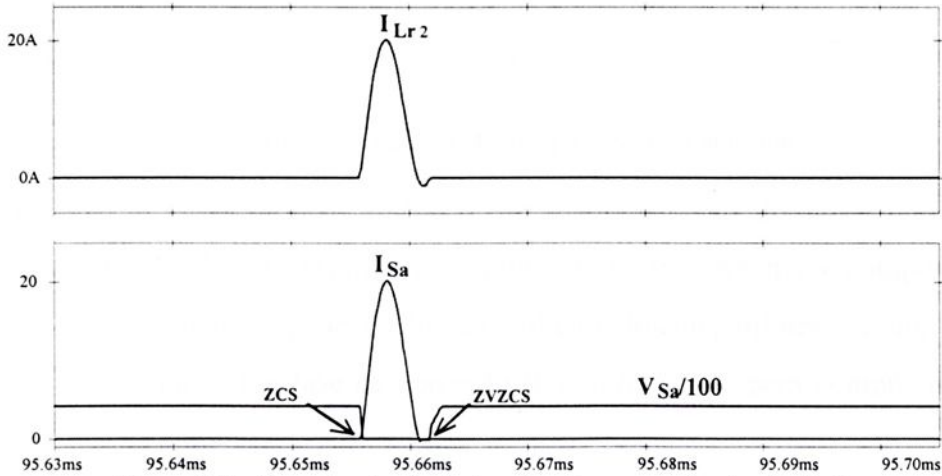


Figura 8.8 - Corrente através de L_{r2} e tensão e corrente através de S_a .

Como se verifica nas Figuras 8.7 e 8.8, as comutações são mantidas suaves e do tipo ZCS tanto para o interruptor principal, quanto para o auxiliar.

As comutações dos diodos D_1 e D_2 são apresentadas na Figura 8.9, onde se verificam suas comutações ZVS durante a entrada em condução.

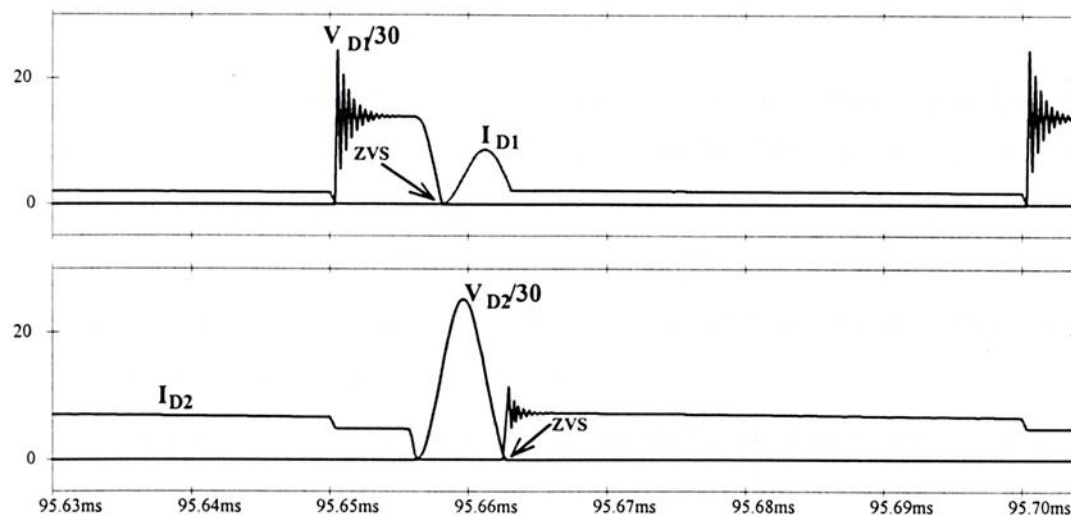


Figura 8.9 - Tensões e correntes através dos diodos D_1 e D_2 , para carga nominal.

Na Figura 8.10, apresentam-se a potência média na carga e a tensão de saída, na situação de carga nominal.

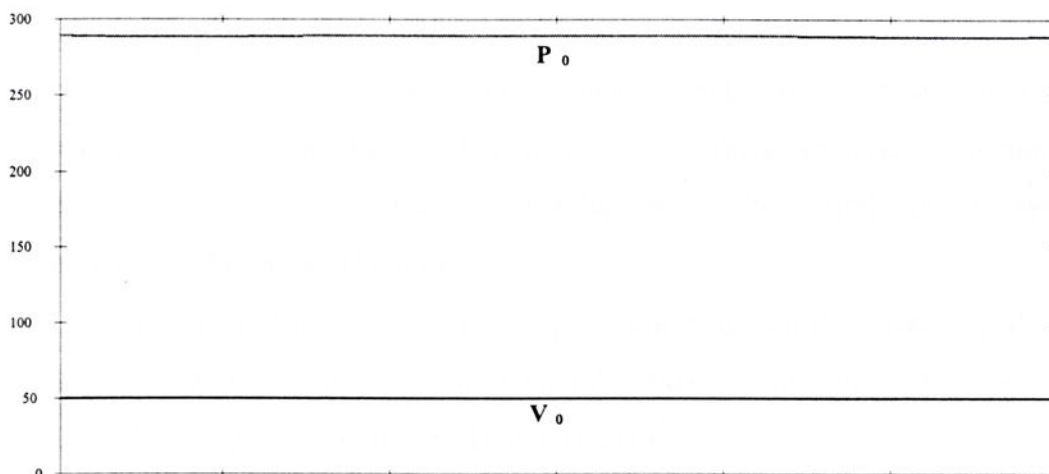


Figura 8.10 - Potência e tensão na carga, para carga nominal.

Neste capítulo apresentou-se a análise de funcionamento do novo pré-condicionador retificador Sepic ZCS-PWM. Os resultados de simulação verificaram que o comportamento desta estrutura é muito semelhante àquele analisado. Adicionalmente, informa-se que os resultados experimentais encontram-se em fase de obtenção (Outubro-1998), para comprovação de toda a análise e resultados de simulação apresentados.

8.4 - Conclusões

Em linhas gerais, este capítulo demonstrou a viabilidade da implementação de uma nova topologia de conversor CA/CC Sepic, aplicada na correção do fator de potência, utilizando-se comutações não dissipativas tanto nos interruptores comandados (ZCS), quanto nos diodos (ZVS).

Como ocorrem realmente comutações suaves nos interruptores principal e auxiliar (característica ZCS), assim como nos diodos (comutação ZVS), é possível admitir que o conversor operará com elevado rendimento.

O pré-regulador Sepic apresenta interesse quando opera como abaixador de tensão, uma vez que o pré-regulador Boost, para aplicações como elevador, resulta em menores esforços de tensão e corrente (menores perdas em condução).

No conversor Sepic analisado a tensão média em C_e não é mais igual ao valor eficaz da tensão de entrada (como no conversor Sepic convencional). Em consequência, os esforços de tensão nos semicondutores ($V_0 + V_{Ce}$) são superiores àqueles para o conversor convencional ($V_{in} + V_0$).

As atuais características de V_{Ce} tornam a modelagem do projeto mais complexa, envolvendo todos os parâmetros de controle e ressonância. Portanto, as características estáticas (ganho estático q) ficam dependentes não somente da razão cíclica (D), mas também de V_{Ce} .

Apesar dos esforços adicionais de tensão, o presente conversor apresenta menores perdas em condução através de S_p , o que em geral resultará em melhor eficiência, observando-se a operação como abaixador proposta para $q < 1/3$.

Como vantagem à utilização do controle por valores médios de corrente, pode-se citar a emulação de uma corrente de entrada cuja forma de onda é muito próxima à uma senóide e praticamente em fase com a tensão fornecida ao conversor.

Portanto, torna-se possível a obtenção de um conversor pré-regulador com elevada eficiência, características de abaixador de tensão, elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica na corrente drenada do sistema de alimentação em corrente alternada, com a possibilidade adicional de isolamento fonte-carga.

9 - 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 (7.67).

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

Na Figura 9.1 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 9.2 apresenta-se o circuito equivalente para análise da técnica de controle.

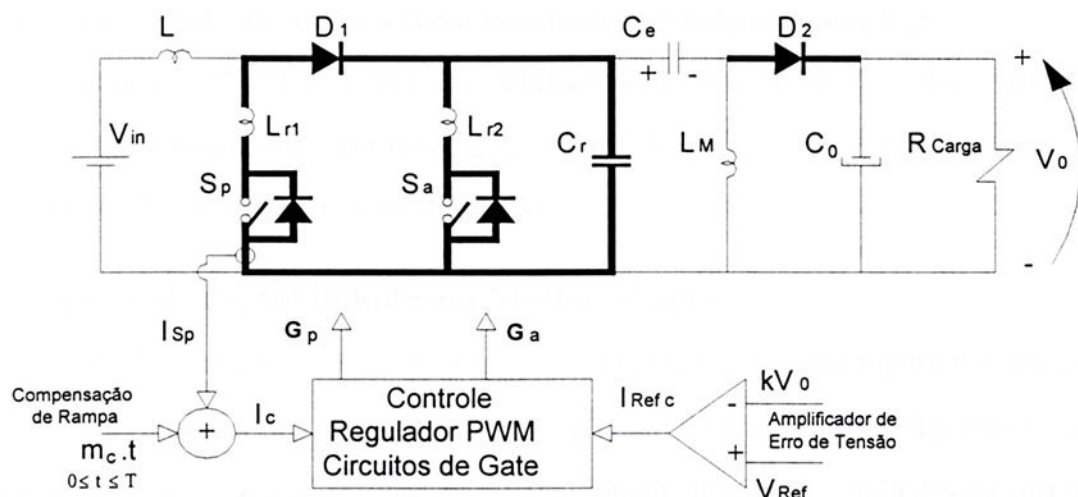


Figura 9.1 - Um novo conversor abaixador de tensão CC/CC ZCS-PWM Sepic, controlado por corrente de pico.

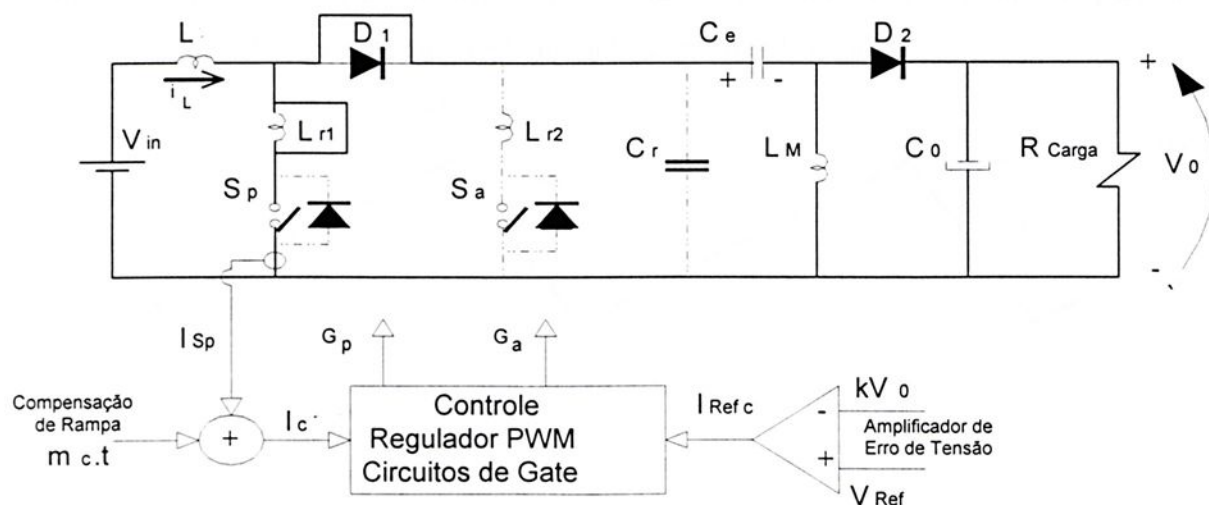


Figura 9.2 - Estrutura básica do conversor CC/CC PWM Sepic com controle no modo corrente de pico e compensação de rampa, desconsiderando-se os elementos ressonantes.

Portanto, conforme Figura 9.2, 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.

Para simplificação da análise do conversor Sepic, conforme Figura 9.2, operando com controle por corrente de pico, admite-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} ;
- 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 aberto e D_1 curto-circuitado.

9.1.1 - Análise da Instabilidade em Malha Aberta

Analisando-se a corrente no indutor de entrada (i_L), conforme Figura 9.2, admitindo-se uma perturbação inicial (ΔI_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 9.3.

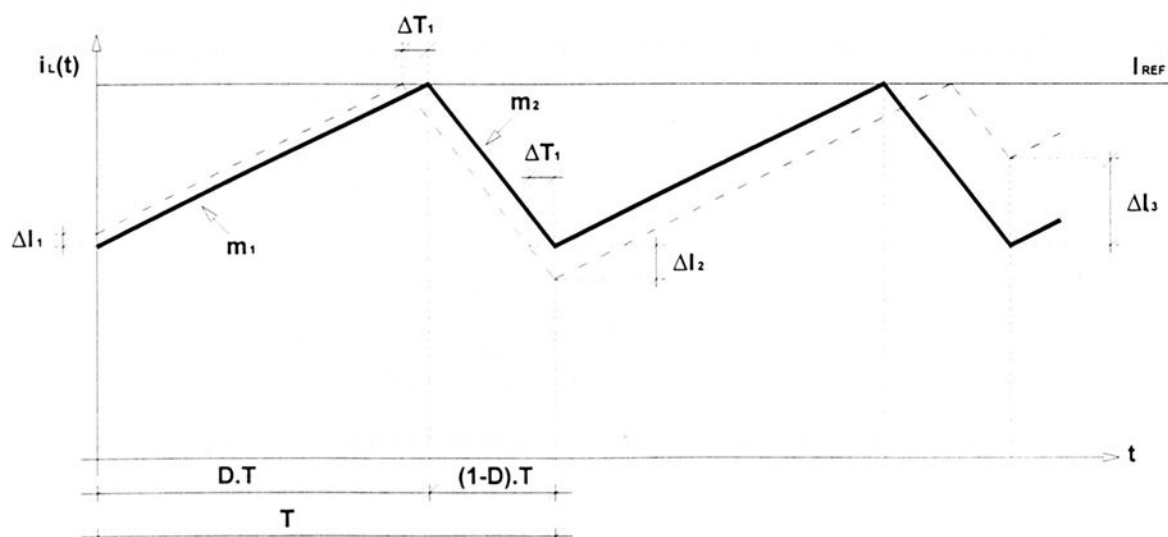


Figura 9.3 -- Instabilidade da operação do conversor CC/CC SEPIC com razão cíclica maior do que 50%.

Onde:

$$m_1 = \frac{di_L(t)}{dt} \Big|_{DT = \frac{V_{in}}{L}} > 0 \quad (9.1)$$

$$m_2 = \frac{di_L(t)}{dt} \Big|_{(1-D)T = \frac{V_o}{L}} > 0 \quad (9.2)$$

D = razão cíclica efetiva do conversor Sepic.

Admite-se que as perturbações possam ser definidas pelas equações (9.3) e (9.4), onde:

$$m_1 = \frac{\Delta I_1}{\Delta T_1} \quad (9.3)$$

$$m_2 = \frac{\Delta I_2}{\Delta T_1} \quad (9.4)$$

Logo,

$$\Delta I_2 = \frac{m_2}{m_1} \cdot \Delta I_1 = \frac{V_o}{V_{in}} \cdot \Delta I_1 \quad (9.5)$$

Desta forma, da análise da equação (9.5) 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 de 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 (9.6) deve ser obedecida.

$$\frac{m_2}{m_1} < 1 \quad (9.6)$$

Assim,

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{V_o}{V_{in}} = M = \frac{D}{(1-D)} < 1 \quad (9.7)$$

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

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

(9.8)

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 sendo variável, 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 maior do que 0,5, através da técnica de compensação de rampa.

9.1.2 - Análise da Estabilidade Empregando Compensação de Rampa

Sejam as formas de ondas da Figura 9.4, para o conversor CC/CC Sepic da Figura 9.2, operando com razão cíclica maior do que 50% e compensação de rampa, no modo de controle por corrente de pico com frequência de chaveamento constante.

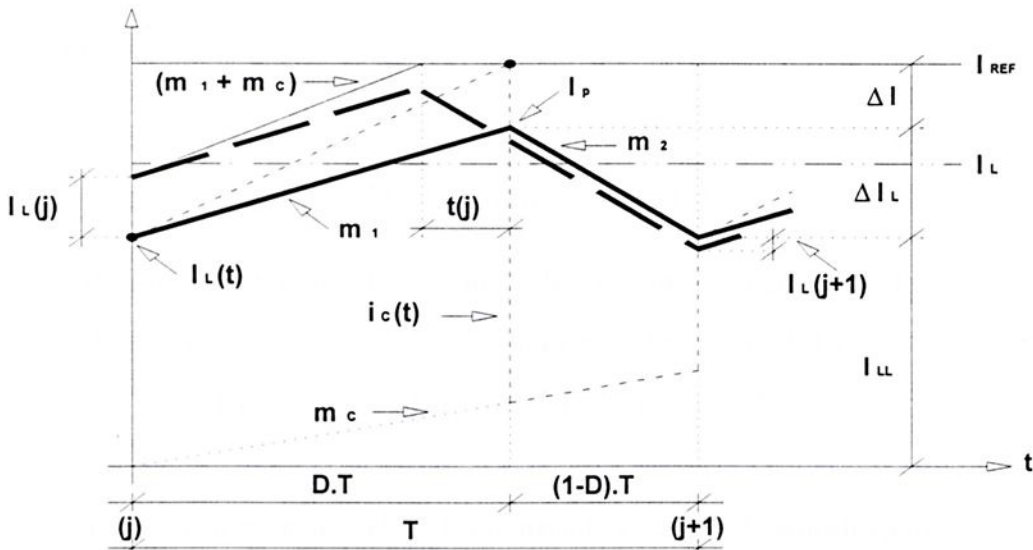


Figura 9.4 - Principais formas de ondas envolvidas no controle do conversor CC/CC Sepic, controlado por corrente de pico com compensação de rampa, operando com razão cíclica efetiva maior do que 50%.

A corrente média no indutor L é dada pela equação (9.9).

$$I_L = I_p - \frac{\Delta I_L}{2}$$

(9.9)

Onde:

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

ΔI_L = Ondulação de corrente através do indutor L.

Sendo que,

$$I_p = I_{ref} - \Delta I \quad (9.10)$$

Onde:

$$\Delta I = m_c \cdot D \cdot T \quad (9.11)$$

m_c = Inclinação da rampa de compensação.

Assim, a corrente de pico de referência (I_{ref}) pode ser dada pela equação (9.12).

$$I_{ref} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} + m_c \cdot D \cdot T \quad (9.12)$$

Onde:

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

Logo, rescrevendo a equação (9.12) tem-se que:

$$I_{ref} = I_L + \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} - m_1 \cdot D \cdot T + (m_1 + m_c) \cdot D \cdot T \quad (9.13)$$

Onde:

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

Assim,

$$I_{ref} = I_L - \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} + (m_1 + m_c) \cdot D \cdot T \quad (9.14)$$

Discretizando o intervalo T em intervalos de amostragem ($j, j+1, \dots, j+n$), conforme Figura 9.4, pode-se rescrever a equação (9.14) conforme a equação (9.15).

$$I_{ref} = II_L(j) + (m_1 + m_c) \cdot D \cdot T(j) \quad (9.15)$$

Onde:

$II_L(j)$ = Corrente através de L no instante genérico de amostragem j ;

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

Com,

$$II_L(j) = I_L(j) - \frac{V_{in}}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T(j) \quad (9.16)$$

Onde:

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

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

$$II_L(j+1) = II_L(j) + m_1 \cdot D \cdot T(j) - m_2 \cdot (1 - D) \cdot T(j) \quad (9.17)$$

Assim, admitindo-se uma variação em torno do ponto de operação em regime permanente, para as Equações (9.15) e (9.17), sendo o período de amostragem constante (frequência de chaveamento constante), tem-se que:

$$0 = i_L(j) + (m_1 + m_c) \cdot t(j) \quad (9.18)$$

Onde:

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

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

Logo,

$$i_L(j+1) = i_L(j) + (m_1 + m_2) \cdot t(j) \quad (9.19)$$

Onde:

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

Com a Equação (9.18) em (9.19), tem-se que:

$$i_L(j+1) = (m_2 - m_c) \cdot t(j) \quad (9.20)$$

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

$$\left| \frac{i_L(j+1)}{i_L(j)} \right| = \frac{(m_2 - m_c)}{(m_1 + m_c)} \quad (9.21)$$

Ou seja,

$$|i_L(j+1)| = \frac{(m_2 - m_c)}{(m_1 + m_c)} \cdot |i_L(j)| \quad (9.22)$$

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

$$\begin{cases} Z(i_L(j)) = A(z) \\ Z(i_L(j+1)) = z \cdot A(z) - z \cdot i_L(0) \end{cases} \quad (9.23)$$

Onde:

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

Então, pode-se escrever que:

$$A(z) = \frac{z}{(z - \gamma)} \cdot i_L(0) \quad (9.24)$$

Onde:

$$\gamma = \frac{(m_2 - m_c)}{(m_1 + m_c)} \quad (9.25)$$

Portanto, para estabilidade no plano Z , as raízes da equação característica de (9.24) devem possuir módulo menor ou igual a 1 (um), ou seja: $|\gamma| \leq 1$.

Assim, da equação (9.25), para a condição de estabilidade, tem-se que:

$$m_c \geq \frac{(m_2 - m_1)}{2} \quad (9.26)$$

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

$$m_c \geq \frac{m_2}{2} \quad (9.27)$$

Ou seja,

$$m_c \geq \frac{V_o}{2 \cdot L} \quad (9.28)$$

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 no interruptor 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 [1], 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.

$$m_c = K_r \cdot \frac{V_o}{L} \quad (9.29)$$

Onde:

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

9.1.3 - A Lei de Controle e a Indutância de Entrada L

A indutância de entrada L é dada pela equação (9.30).

$$L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{\Delta I_L} \quad (9.30)$$

Admitindo-se que:

$$\frac{\Delta I_L}{2} = 0,2 \cdot I_L \quad (9.31)$$

Então,

$$L = \frac{V_{in} \cdot (1 - D) \cdot T}{0,4 \cdot I_o} \quad (9.32)$$

Ainda, com o objetivo de se garantir condução contínua e o menor volume para o indutor L, pode-se adotar alternativamente, a equação (7.72).

Portanto, com L e m_c determinados, pode-se implementar a “Lei de controle”, conforme equação (9.33).

$$I_{ref} = I_L + \left(m_c + \frac{m_1}{2} \right) \cdot D \cdot T \quad (9.33)$$

Onde:

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

10 – Um Novo Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Corrente de Pico com Compensação de Rampa

10.1 – Introdução

Com o controle no modo corrente de pico tem-se as seguintes características: Operação com frequência constante, operação no modo contínuo com reduzidos esforços de corrente, necessita de reduzido filtro de EMI, menores perdas em condução do que no controle por corrente média, distorções em torno dos instantes de tensão de linha nula, distorções para aplicações onde a tensão de linha é elevada e varia numa ampla faixa, não há necessidade de amplificador de erro de corrente (facilitando o projeto dos compensadores), proteção intrínseca de sobrecorrente, possibilidade de operação em paralelo sem a necessidade de circuitos adicionais de equalização e pode apresentar problemas com ruído de chaveamento.

Para minimizar os problemas de distorções em função das variações na tensão de linha, técnicas tais como adicionar um nível de corrente contínua na corrente sensorada ou compensação de rampa, podem ser aplicadas [21].

Em [22] Spangler et alli empregam a técnica de controle por corrente de pico e se utilizam da compensação de rampa para propiciar a estabilidade da estrutura, permitindo que a razão cíclica possa se tornar maior do que 50%, sem apresentar distorções e conseqüentes problemas oscilatórios.

Portanto, da análise dos trabalhos apresentados em [21 e 22], verifica-se que a técnica de controle por corrente de pico apresenta algumas características importantes em relação ao controle por corrente média e às demais técnicas de controle em condução descontínua. O problema inerente às oscilações e necessidade da compensação de rampa, são objetos de estudos e análise em [23].

Este capítulo apresentará os estudos e análises desenvolvidas para o controle no modo corrente de pico, 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.

10.2 – Análise do Novo Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM com Controle por Valores de Pico e Compensação de Rampa

Na Figura 10.1 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.

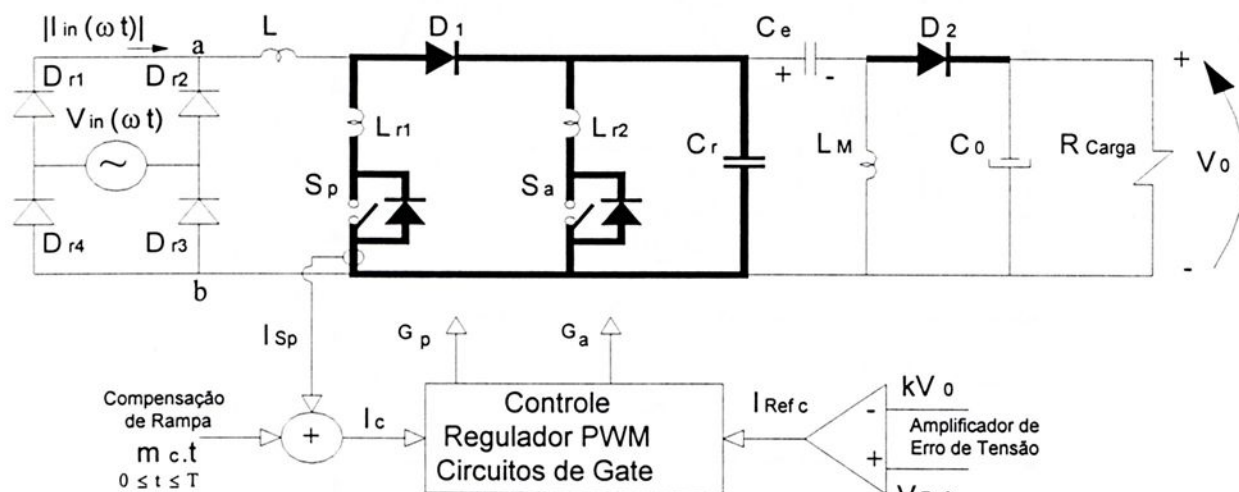


Figura 10.1 - Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, com elevado fator de potência, controle por corrente de pico e compensação de rampa.

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_o) 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_{C_e} ;
- L_M é admitida como fonte de corrente constante I_M .

Com as considerações admitidas anteriormente, observa-se que as etapas de funcionamento são as mesmas apresentadas na Figura 8.4. Contudo, para esta técnica de controle por valores de pico, as principais formas de ondas idealizadas são apresentadas na Figura 10.2.

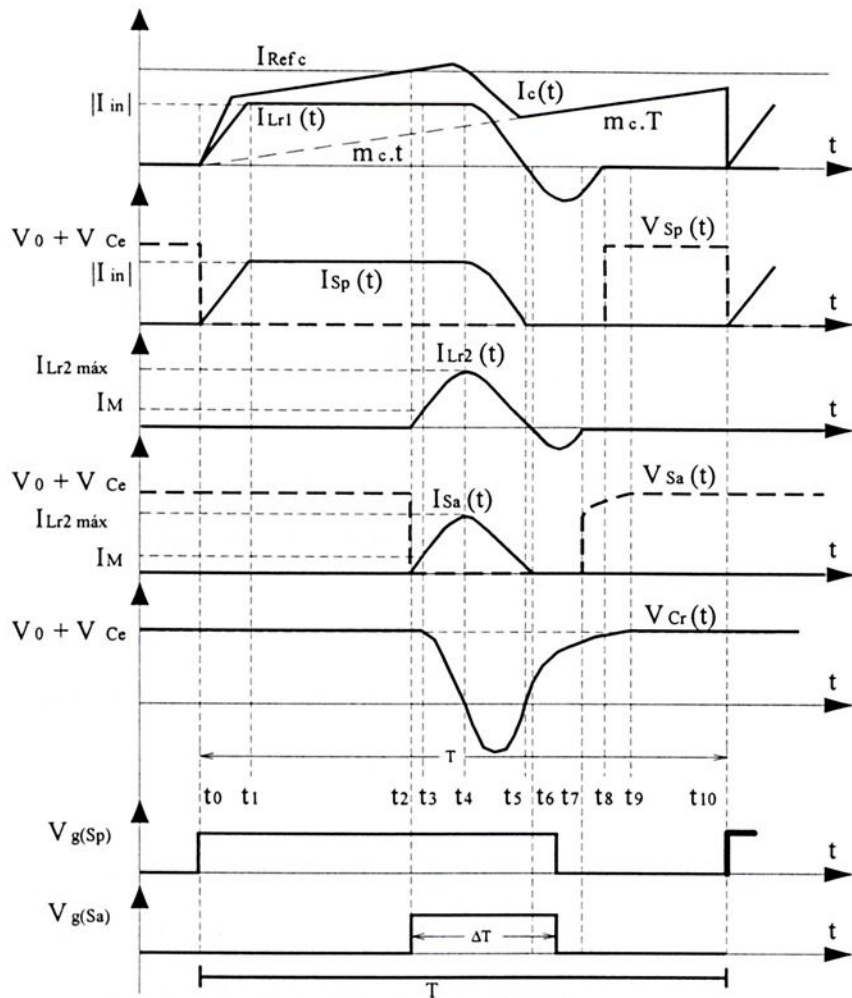


Figura 10.2 - Principais formas de onda idealizadas durante um período genérico de chaveamento.

Observa-se na Figura 10.2 que a ação de controle que propicia a entrada do interruptor auxiliar ($t=t_2$) ocorre quando $I_c(t) = I_{ref}$. Desta forma, os interruptores principal e auxiliar serão comandados para o bloqueio somente após o intervalo de ressonância ΔT , assegurando-se comutações não dissipativas tanto para S_p quanto para S_a .

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. As adaptações necessárias são a seguir desenvolvidas.

$$\alpha_1(\omega t) = \frac{|I_{in}(\omega t)|}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{10.1}$$

Onde:

$$\alpha_{1máx} < \beta \cdot (1 + \alpha_{2máx}) \tag{10.2}$$

$$\alpha_{2\max} < \frac{(1-\beta)}{(1+\beta)} \quad (10.3)$$

Com:

$$\alpha_{1\max} = \frac{I_p}{(V_o + V_{ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (10.4)$$

$$\alpha_{2\max} = \frac{I_{0nom}}{(V_o + V_{ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (10.5)$$

Onde:

I_p = Corrente de pico de entrada

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

10.2.1 – Ganho Estático

O ganho estático é dado pela equação (10.6).

$$q = \frac{V_o}{V_{in(ef)}} = \frac{I_{in(ef)}}{I_o} \quad (10.6)$$

Sendo: $V_{in(ef)}$: É o valor eficaz da tensão de entrada;

V_o : É o valor da tensão média sobre a carga;

$I_{in(ef)}$: É o valor eficaz da corrente de entrada;

I_o : É o valor médio da corrente através da carga.

Onde,

$$\alpha_{1ef} = \frac{I_{in(ef)}}{(V_o + V_{ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (10.7)$$

Portanto,

$$q = \frac{\left[1 - \frac{f}{2\pi} \left(\frac{\alpha_2}{2} - K \right) \right]}{1 - \left[D_{ef} - \frac{f}{2\pi} \left(\frac{\alpha_{1ef}}{2\beta} - K \right) \right]} \quad (10.8)$$

Sendo que:

$$K = \left\{ \begin{aligned} &\alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2 \cdot (1+\beta))] \cdots \\ &+ \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left[\frac{\sqrt{2\beta \cdot X \cdot V_R + \beta(1+V_R^2) + \alpha_2 \cdot \beta(2+\alpha_2) - \alpha_{1ef}(\alpha_{1ef} + 2\alpha_{2ef}) \cdots}}{-\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right] \cdots \\ &+ \frac{1}{(\alpha_{1ef} + \alpha_2)} \cdot \left[\begin{aligned} &1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1+\beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ &-\frac{1}{\sqrt{\beta}}(\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ &-V_R [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\} \cdots \quad (10.9)$$

Onde:
 D_{ef} = Razão cíclica eficaz de comando.

Portanto, na Figura 10.3 apresentam-se algumas curvas para o ganho estático do novo conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, em função da corrente de carga normalizada (α_2), tomando-se D_{ef} e V_{Ce} como parâmetros para especificados valores de α_{1ef} , $\alpha_{1m\acute{a}x}$, β e f .

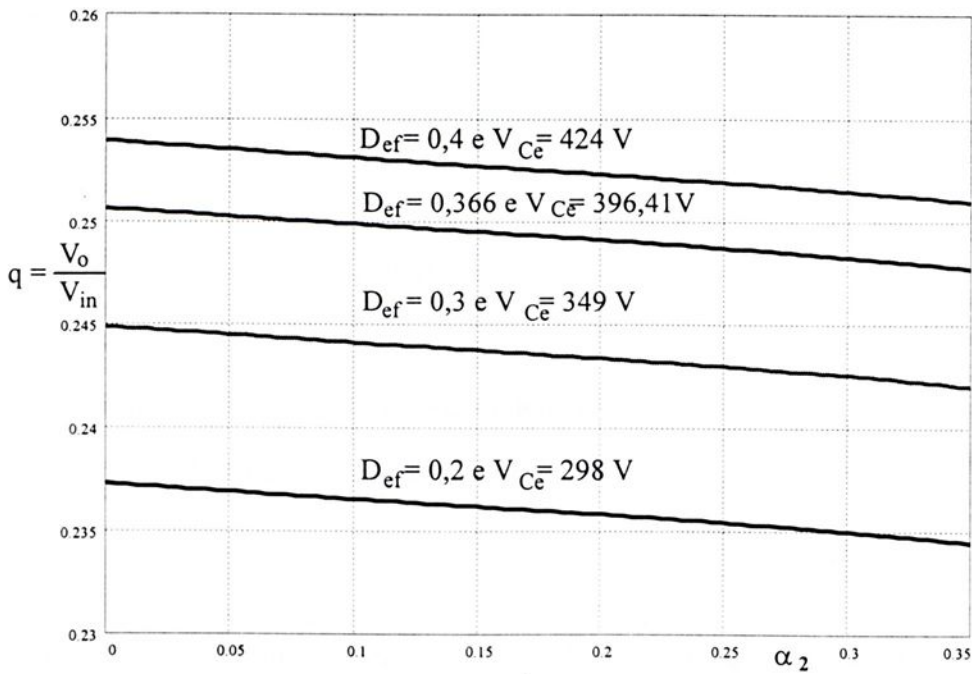


Figura 10.3 – Ganho estático teórico, considerando $\alpha_{1ef}=0,101$, $\alpha_{1m\acute{a}x}=0,144$, $\beta=0,4$ e $f=0,15$.

10.2.2 - Determinação da Indutância de Entrada (L) e da Constante de Compensação de Rampa (Kr)

A ondulação de corrente através do indutor L, em condução contínua, é dada pela equação (10.10).

$$\Delta I_L(t) = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| \cdot D(t) \cdot T}{L} \quad (10.10)$$

Onde:

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

Logo, a ondulação normalizada de corrente ($\overline{\Delta I_L(\omega t)}$) através do indutor L é conforme equação (10.11).

$$\overline{\Delta I_L(\omega t)} = \frac{2 \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{\lambda + |\text{sen}(\omega t)|} \quad (10.11)$$

Desta forma, a indutância de entrada L pode ser obtida através da equação (10.12).

$$L = \frac{V_p \cdot T \cdot \overline{\Delta I_{L\max}}}{\Delta I_{L\max}} \quad (10.12)$$

Adotando-se que:

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

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

Onde:

I_p = Corrente de pico de entrada;

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

η = Mínimo valor adotado para a eficiência,

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

$$\lambda = \frac{V_o}{V_p} .$$

Da equação (9.29) podemos obter a constante de compensação de rampa (K_r), de acordo com a equação (10.13).

$$K_r = \frac{I_{\text{ref max}} \cdot L}{V_o \cdot T \cdot \delta} \quad (10.13)$$

Onde:

δ = Razão cíclica máxima especificada de comando.

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

$$D_{\text{min}} = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \quad (10.14)$$

Desta forma, tem-se na equação (10.15) a constante de compensação de rampa (K_r).

$$K_r = \frac{\overline{I_{\text{inp}}} \cdot (1 + \lambda)}{2 \cdot [\delta \cdot (1 + \lambda) - \lambda]} \quad (10.15)$$

Onde:

$$\overline{I_{\text{inp}}} = \frac{I_{\text{inp}}}{I_b} \quad (10.16)$$

$$I_b = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L}$$

Portanto, com os dados de especificação para o conversor Sepic e com a indutância de entrada L , pode-se determinar a constante de rampa, através da equação (10.15).

10.2.3 - Demais Parâmetros para o Circuito de Potência

Considerando-se que o conversor Sepic opera no modo de condução contínua, ignorando-se a pequena fração do período de condução descontínua (em torno dos instantes da tensão nula de entrada), deve-se garantir que a inequação (10.17) seja atendida.

$$\frac{2 \cdot \text{Leq} \cdot f_s}{R_{\text{min}}} > (1 - D_{\text{min}})^2 \quad (10.17)$$

Onde:

R_{min} = Resistência para carga mínima;

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

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

$$\text{Leq} > \frac{R_{\text{min}}}{2 \cdot f_s \cdot (1 + \lambda)} \quad (10.18)$$

Ou, então:

$$L_{eq} > \frac{V_0^2}{2 \cdot f_s \cdot P_{0min} \cdot (1 + \lambda)} \quad (10.19)$$

Onde: P_{0min} = Potência mínima na carga.

Desta forma, a inequação (10.20) para a indutância de acumulação deve ser atendida para operação no modo de condução contínua.

$$L_M > \frac{L_{eq} \cdot L}{L - L_{eq}} \quad (10.20)$$

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

$$\begin{cases} C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} , e \\ C_e \lll \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede})^2} \end{cases} \quad (10.21)$$

A capacitância necessária para o filtro de saída (C_0) pode ser dada pela Equação (10.22).

$$C_0 \geq \frac{P_0}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} \quad (10.22)$$

Adotando-se que:

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

10.3 - 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.

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

a) 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).

b) 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 10.3:

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

Portando,

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

c) Máximo valor de ondulação normalizada de corrente através de L ($\overline{\Delta I_{L\max}}$).

Conhecendo-se (λ) e com a equação (10.11), o máximo valor de ondulação normalizada de corrente ($\overline{\Delta I_{L\max}}$) pode ser obtido através da Figura 10.4, para $\lambda = 0,163987$. Assim:

$$\overline{\Delta I_{L\max}} = 1,718.$$

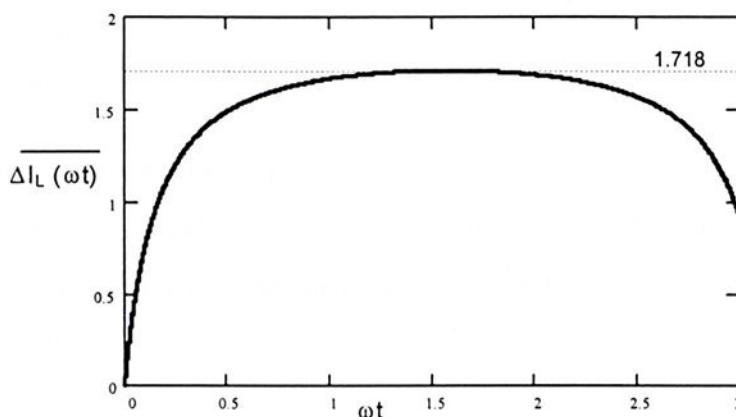


Figura 10.4 - Ondulação normalizada de corrente através de L, em condução contínua, para $\lambda = 0,163987$.

d) Cálculo das indutâncias L e L_M .

Com a equação (10.12) obtém-se a indutância de entrada L.

Onde:

$$I_{\text{inp}}=2,388\text{A}, \text{ e } \Delta I_{L\max}=0,478\text{A}.$$

Com a Equação (10.19) verifica-se a indutância equivalente mínima, para operação em condução contínua. Logo,

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

Portanto, adotando-se que:

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

Então:

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

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

e) Constante de compensação de rampa (K_r).

Com os parâmetros especificados no Passo 1, conhecendo-se (λ), (I_{inp}) e (L), a constante de compensação de rampa é obtida através da equação (10.15). Assim:

$$K_r = 6,945.$$

f) Cálculo da capacitância de acumulação (C_e).

Com os parâmetros especificados ou calculados anteriormente e inequações (10.21), obtem-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:

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

g) Capacitância do filtro de saída (C_0).

A capacitância (C_0), requerida para se obter uma ondulação especificada na tensão de saída (ΔV_o) menor do que 6%, é dada pela equação (10.22). Logo,

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

10.4 – Resultados Experimentais

Na Figura 10.5 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.

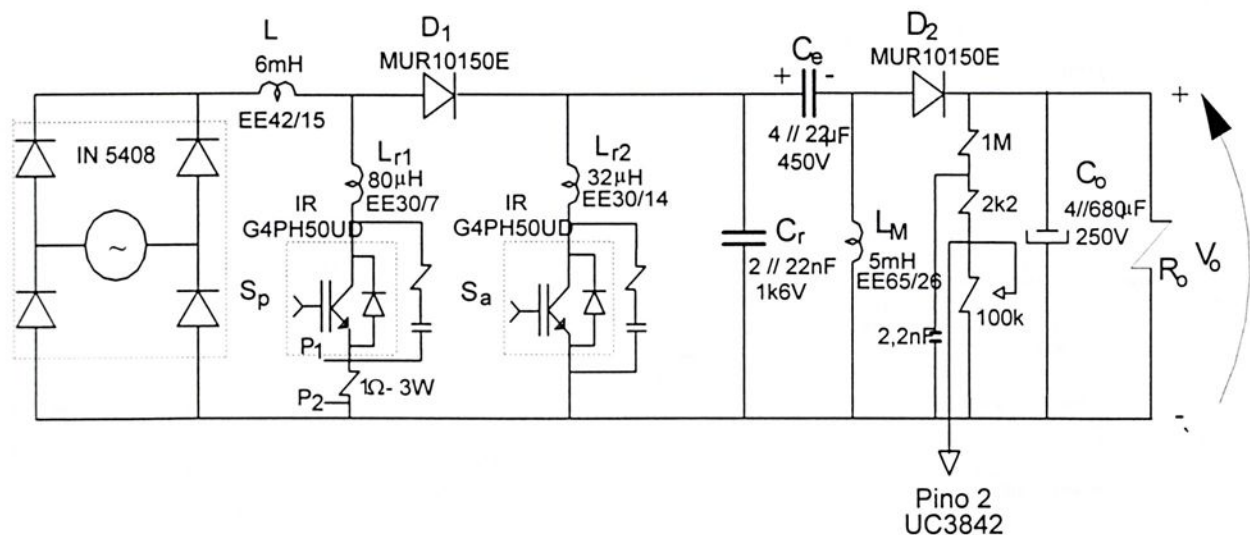


Figura 10.5 – Circuito de potência do novo conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, controlado pela técnica de corrente de pico com compensação de rampa.

Na Figura 10.6 apresenta-se o circuito de comando implementado de acordo com a metodologia de controle em análise.

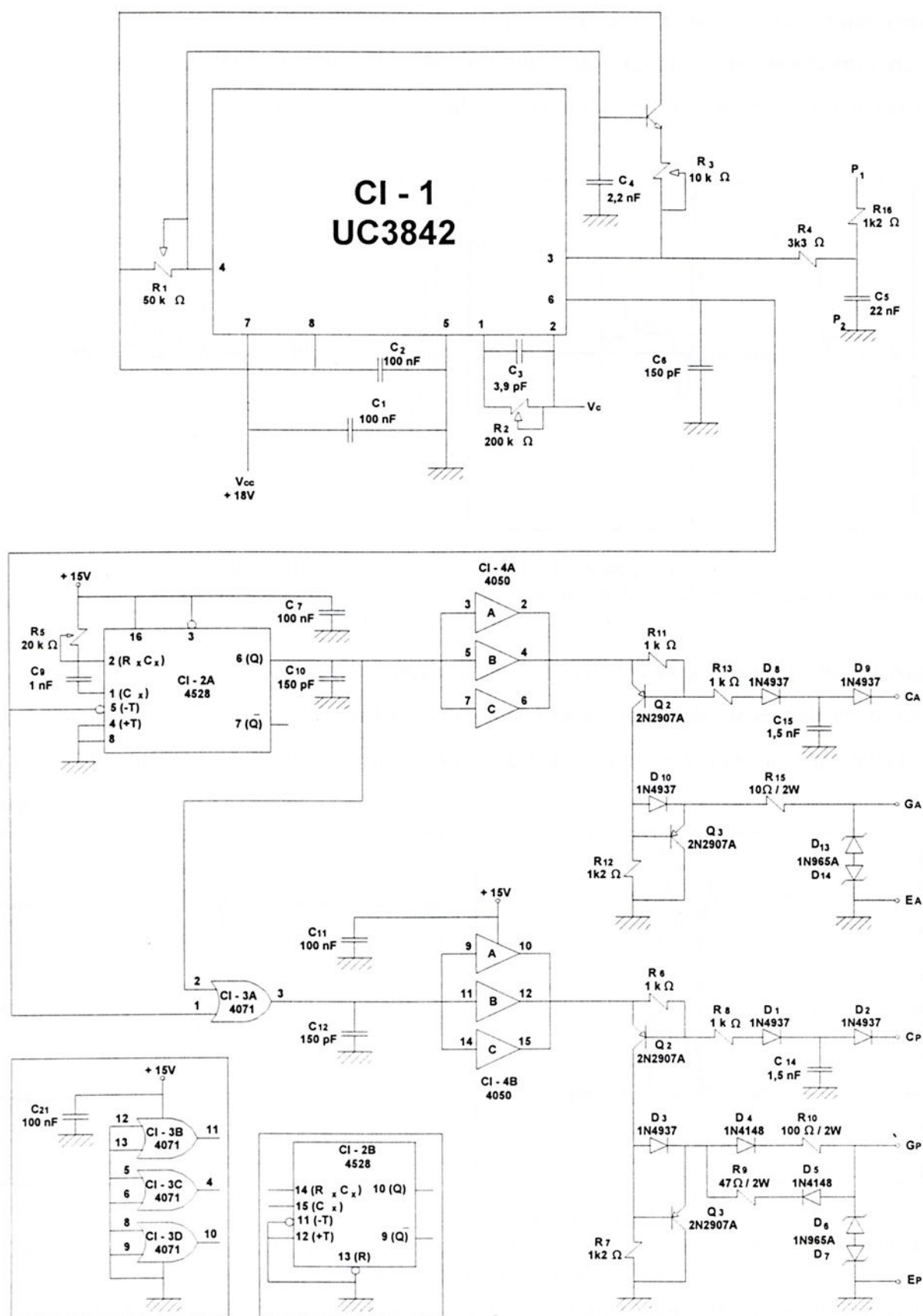
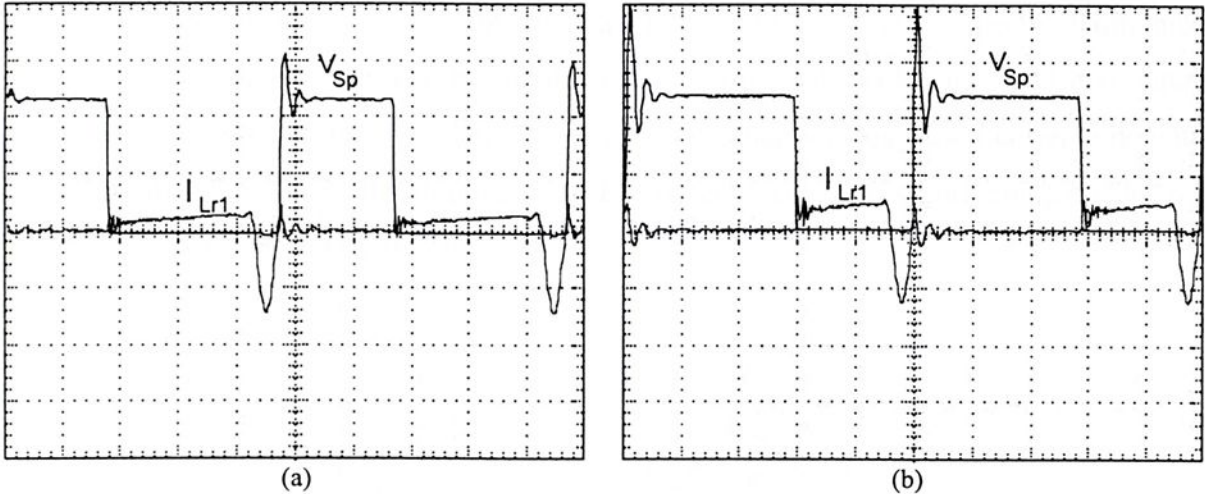


Figura 10.6 – Circuito de comando implementado para o controle por valores de pico com compensação de rampa.

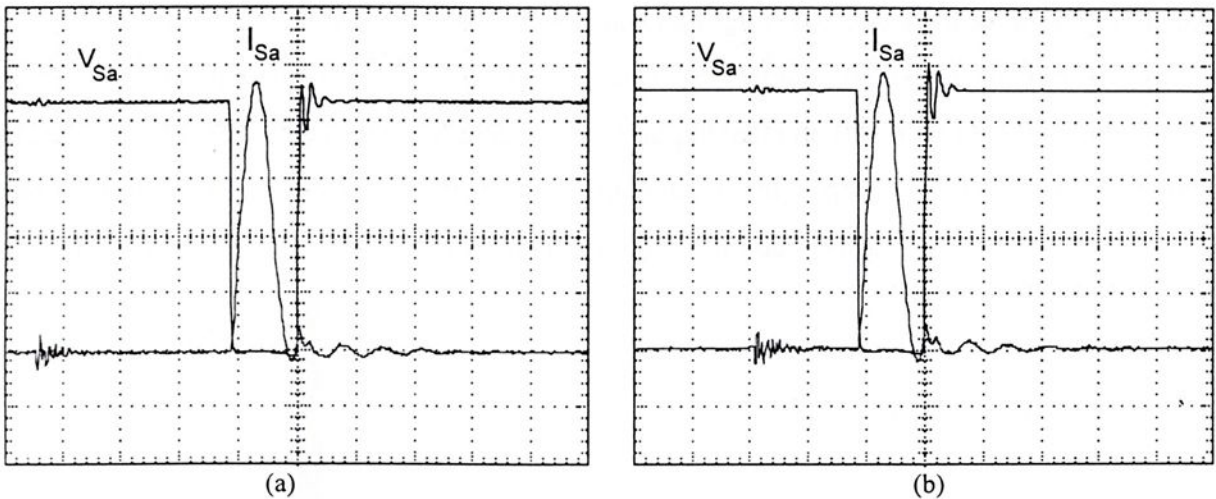
As Figuras 10.7(a) e 10.7(b), apresentam os resultados experimentais obtidos para a tensão sobre S_p e a corrente através de L_{r1} nos seguintes casos: (a) tensão de entrada em torno do seu valor de mínimo, e, (b) em torno de seu valor de máximo, respectivamente, em condição de carga nominal.



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

Figura 10.7 – Tensão sobre o interruptor principal S_p , e corrente através de L_{r1} , com carga nominal: (a) próximo a $V_{in}(\omega t)=0$, e (b) próximo a $V_{in}(\omega t)=V_p$

As Figuras 10.8(a) e 10.8(b), apresentam os resultados experimentais obtidos para a tensão sobre S_a e a corrente através de L_{r2} nos seguintes casos: (a) tensão de entrada em torno do seu valor de mínimo, e, (b) em torno de seu valor de máximo, respectivamente, em condição de carga nominal.



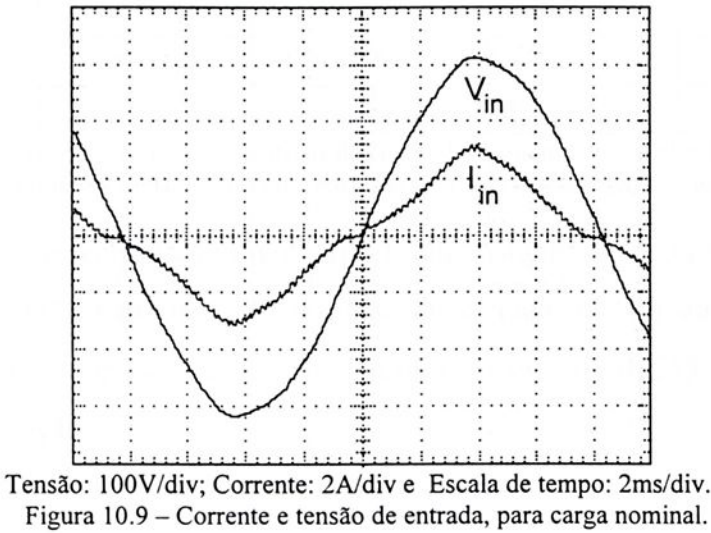
Tensão: 100V/div; Corrente: 5A/div e Escala de tempo: 5 μ s/div.

Figura 10.8 – Tensão sobre o interruptor auxiliar S_a , e corrente através de L_{r2} , com carga nominal: (a) próximo a $V_{in}(\omega t)=0$, e (b) próximo a $V_{in}(\omega t)=V_p$

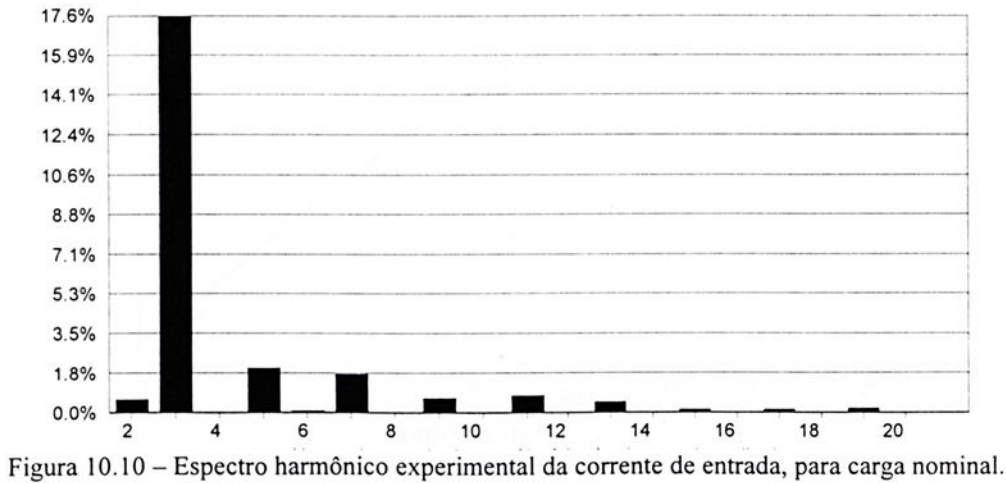
Portanto, os resultados experimentais obtidos, conforme Figura 10.7, comprovam que as comutações para o interruptor principal S_p são do tipo ZCS na entrada em condução e ZVS/ZCS durante o bloqueio.

Para o interruptor auxiliar S_a , os resultados experimentais obtidos, conforme Figura 10.8, comprovam que as comutações são do tipo ZCS na entrada em condução e ZVS/ZCS durante o bloqueio.

Na Figura 10.9 apresentam-se os resultados experimentais para a tensão e a corrente de entrada, em condição de carga nominal. Na Figura 10.10 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada experimental na condição de carga nominal. Na Figura 10.11 apresentam-se os valores eficazes absolutos e relativos dos principais harmônicos para a corrente de entrada, para a norma IEC 555-2 (IEC-International Electrotechnical Commission), comparando-os com os resultados experimentais obtidos.



Da análise das formas de onda apresentada na Figura 10.9, verifica-se um defasamento de $4,98^\circ$ entre as fundamentais de tensão e corrente de entrada. A taxa de distorção harmônica (TDH) é de 17,92%, com um conseqüente fator de potência de 0,983. Cabe ainda observar que não foi utilizado nenhum tipo de filtro de entrada adicional, e que a TDH da tensão de entrada, no instante da aquisição dos resultados da Figura 10.9, foi de 1,61%.



IEC555-2, Classe D (Fontes Chaveadas)			
$V_{in} = 220V$ e $P_o = 300W$			
Ordem Harmônica	Corrente máxima da componente harmônica		
	Relativa (mA/W)	Absoluta (A)	Sepic ZCS-PWM (A)
2	1,0	0,30	0,012
3	3,6	1,08	0,316
4	0,5	0,15	0,001
5	2,0	0,60	0,037
7	1,5	0,45	0,031
9	1,0	0,30	0,012
11	0,6	0,18	0,014
13	0,5	0,15	0,009
15	0,44	0,13	0,004

Figura 10.11 – Valores eficazes absolutos e relativos do conteúdo harmônico normalizados pela IEC555-2, e os resultados obtidos experimentalmente para a corrente de entrada, para carga nominal.

Os resultados apresentados na Figura 10.11 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, Classe D (Fontes Chaveadas de Alimentação).

Na Figura 10.12 apresentam-se os resultados experimentais para o rendimento do conversor em análise.

Observa-se na Figura 10.12 que, em toda faixa de variação de carga analisada, obteve-se um elevado rendimento ($\eta > 89\%$), sendo que, para carga nominal é superior a 95%.

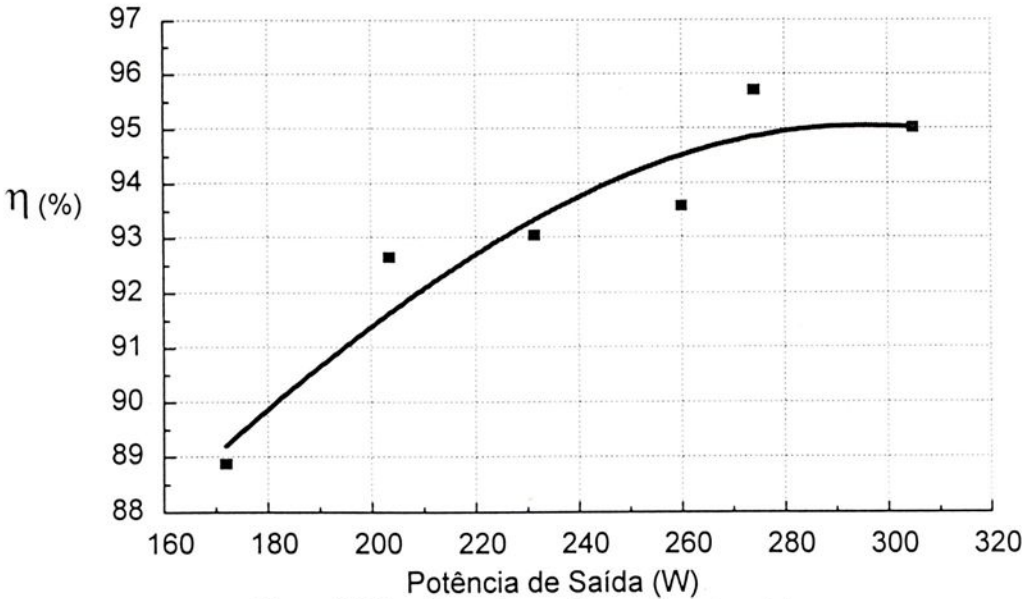


Figura 10.12 – Curva de rendimento experimental.

10.5 - Conclusões

Apresentou-se neste capítulo um novo conversor retificador Sepic ZCS-PWM, controlado através da corrente de pico imposta com compensação de rampa. Os resultados obtidos demonstraram um funcionamento muito próximo do desejado e analisado.

As principais conclusões são a seguir apresentadas:

- A técnica de controle por valores de pico garante uma proteção instantânea de sobrecorrente, reduzida complexidade de implementação, aumentando a confiabilidade da estrutura;
- Com a proteção intrínseca de sobrecorrente através de S_p , descarta-se a necessidade de circuitagem adicional de proteção de sobrecorrente;
- Verificou-se experimentalmente que ocorre comutação não-dissipativa (ZCS) tanto para o interruptor principal quanto para o 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 ;
- O novo conversor pré-regulador Sepic ZCS-PWM apresenta uma corrente de entrada de elevada 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.

Portanto, dos resultados obtidos pode-se concluir que o novo conversor pré-regulador Sepic oferece algumas importantes características para a atuação como abaixador de tensão, diretamente em conexão com a rede de corrente alternada, fornecendo adicionalmente a possibilidade de isolamento através do indutor de acumulação.

11 - Conclusões Gerais

Este trabalho apresentou de forma sistematizada os trabalhos de pesquisa, inéditos, desenvolvidos após o doutoramento de Carlos Alberto Canesin.

As mais relevantes contribuições deste trabalho, além de oferecer uma nova proposta para conversores com comutação não dissipativa, destinados para aplicações com IGBTs, garantindo elevada eficiência, são as possibilidades de suas aplicações na conversão CA/CC com correção ativa do fator de potência e condições de isolação fonte-carga.

Adicionalmente, observa-se que no Brasil ainda não existem normatizações para o controle da taxa de distorção harmônica de dispositivos ou sistemas de energia elétrica. Contudo, estas normas deverão de vir em breve, em função do grande “desperdício” de energia elétrica que estes sistemas hoje implantados provocam no sistema de distribuição.

Cabe ressaltar que somente devido às cargas denominadas “residenciais”, no Brasil, injetam-se no sistema de corrente alternada um conteúdo de reativos superior à potência atualmente instalada na Usina de Itaipu.

Portanto, fontes eficientes e que drenem correntes de elevada qualidade (elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica) do sistema de corrente alternada, são mais do que uma contribuição científica e tecnológica, mas uma imposição, face a real situação do sistema elétrico nacional.

Observa-se ainda que este trabalho é parte integrante das ações de formação de mão-de-obra especializada na área de eletrônica de potência, através da orientação de trabalhos de mestrado na Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - FEIS/UNESP.



Referências Bibliográficas

- [1]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), 1996, 153 p.;
- [2]E. E. Buchanan e E. J. Miller, "Resonant switching power conversion technique", IEEE PESC RECORDS, 1975, p. 188-193;
- [3]E. J. Miller, "Resonant switching power conversion", IEEE PESC RECORDS, 1976, p. 206-211;
- [4]F. C. Schwarz, "An improved method of resonant current pulse modulation for power converters", IEEE PESC RECORDS, 1975, p. 194-204;
- [5]K. H. Liu e F. C. Lee, "Resonant switches- A unified approach to improve performance of switching converters", IEEE INTELEC RECORDS, 1984, p. 344-351;
- [6]K. H. Liu, R. Oruganti e F. C. Lee, "Resonant switches- Topologies and characteristics", IEEE PESC RECORDS, 1985, p. 62-67;
- [7]K. H. Liu e F. C. Lee, "Zero-voltage switching techniques in DC/DC converter circuits", IEEE PESC RECORDS, 1986, p. 58-70;
- [8]N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, "Power electronics: converters, applications and design", Editora John Wiley & Sons, USA, livro-Cap.7, 1989, p.157;
- [9]D. M. Divan, R. W. Dedoncker e R. L. Steigerwald, "Soft-switching in high power converters", IEEE APEC SEMINAR 8, 1990, p. S.8-6;
- [10]F. S. Tsai e F. C. Lee, "Constant-frequency phase-controlled resonant power processor", IEEE IAS RECORDS, 1986, p. 617-622;
- [11]G. Hua e F. C. Lee, "A new class of zero voltage switched PWM converters", HFPC RECORDS, 1991, p. 244-251;
- [12]Elassé, A. et alli; "Switching losses of IGBTs under zero-voltage and zero-current switching", IAS'96, San Diego, Califórnia, USA, 1996, p. 600-607;
- [13]R. Redl, "Low-cost line harmonics reduction", IEEE APEC Seminar 7, 1995, 71 p.;
- [14]L. Dixon, "High power factor preregulators for off-line power supplies", Unitrode Seminar, Topic 6, 1988, p. 6.1-6.16;



- [15]Unitrode Corporation, "Power factor correction with the UC3854", Application note U-125, USA, Abril-1990, p. 287-296;
- [16]A. Péres, D. C. Martins and Ivo Barbi, "Zeta converter aplied in power factor correction", PESC'94, 1994, p. 1152-1157;
- [17]D. C. Martins, F. de S. Campos e I. Barbi, "Analysis and design of the zeta converter operating in continuous conduction mode for power factor correction", COBEP'97, 1997, p. 170-175;
- [18]C.A. Canesin e I. Barbi, "A unity power factor multiple isolated outputs switching mode power supply using a single switch", IEEE APEC Records, Dallas-USA, 1991, p. 430-436;
- [19]M. Herfurth, "TDA 4814-Integrated circuit for sinusoidal current consumption", Siemens Components 24, order code B1-B3607, no. 3, 1986, p. 103-107;
- [20]C.A. Canesin e I. Barbi, "Conversor CC/CC Sepic: Análise, princípio de operação, simulação e implementação", SEP'90 – Seminário de Eletrônica de Potência, Florianópolis (SC), 1990, p. 34-41;
- [21]R. Redl e B. P. Erisman, "Reducing distortion in peak-current-controlled boost power-factor correctors", IEEE APEC RECORDS, 1994, p. 576-583;
- [22]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, p. 393-399,
- [23]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, p. 807-813.

