

unesp

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

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO
EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

1210001101



Nº 22

UM NOVO CONVERSOR CC/CC SEPIC COM COMUTAÇÃO
NÃO DISSIPATIVA DO TIPO SOB CORRENTE NULA E
MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (ZCS-PWM)
ALUNO: FAUSTO DONIZETI DANTAS
ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

Te.1101

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

**Um Novo Conversor CC/CC SEPIC com
Comutação Não Dissipativa do Tipo sob
Corrente Nula e Modulação por Largura de Pulso
(ZCS-PWM)**



Fausto Donizeti Dantas

Orientador:

Carlos Alberto Canesin

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

Doc. 054/99 - NRD 121

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA"	
SERVIÇO DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CIRCULAÇÃO <i>13.9.99</i>	DATA DE TOMBO <i>30.9.99</i>
REGISTRADO POR <i>Elia</i>	TOMBO <i>1.101</i>
AQUISIÇÃO <i>Deacaf - autor</i>	CLASSIFICAÇÃO <i>D19.2.v</i>

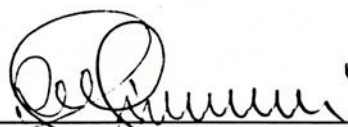
R\$ 10,00

Ilha Solteira(SP), Junho de 1998.

“UM NOVO CONVERSOR CC/CC SEPIC COM COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA DO TIPO SOB CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (ZCS-PWM)”

Fausto Donizeti Dantas

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

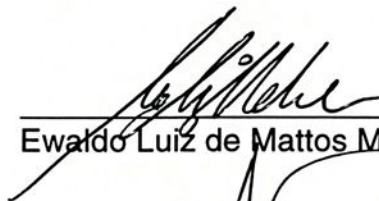


Carlos Roberto Minussi - Coordenador

COMISSÃO EXAMINADORA:



Carlos Alberto Canesin - Orientador



Ewaldo Luiz de Mattos Mehl



Luís Carlos Origa de Oliveira

Ilha Solteira – SP, junho de 1998

Índice

Agradecimentos	vi
Simbologia	vii
Resumo	xii
Abstract	xiii
 Capítulo 1 – Introdução Geral e Revisão Bibliográfica	
1.1 – Introdução Geral.....	1
1.2 – Revisão Bibliográfica.....	2
 Capítulo 2 – Um Novo Conversor CC-CC SEPIC ZCS-PWM	
2.1 – Apresentação da célula de comutação	
ZCS-PWM utilizada no Conversor Proposto.....	5
2.2 – Conversor CC-CC SEPIC ZCS-PWM.....	6
 Capítulo 3 – Análise Qualitativa e Quantitativa do Novo Conversor CC-CC SEPIC ZCS-PWM	
3.1 – Análise Qualitativa e Quantitativa.....	10
3.2 – Condições para operação com comutação ZCS.....	21
3.3 – Ganho Estático.....	22
 Capítulo 4 – Metodologia de Projeto e Resultados de Simulação	
4.1 – Projeto do Estágio de Potência.....	26
4.1.1 – Dados.....	26
4.1.2 – Corrente de Entrada (I_s).....	26
4.1.3 – Elementos Ressonantes.....	26
4.1.4 – Razão Cíclica nominal ($D_{c_{nom}}$).....	28
4.1.5 – Tempo de Comutação da Chave Auxiliar (S_2).....	28
4.1.6 – Filtro de Entrada (L_1) e Filtro de Saída (C_0).....	28
4.1.7 – Indutor de Magnetização (L_M) e Capacitor de	
Transferência de Energia (C_e)	29



Capítulo 5 – Simulação para o Novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

5.1 – Topologia.....	30
5.2 – Tempo de Condução Máxima da Chave Auxiliar e Tempo de Atuação da Chave Principal.....	30
5.3 – Listagem do Programa Para Simulação (PSPICE).....	32
5.4 – Resultados de Simulação.....	33
5.4.1 – Valores Máximos de Tensões em S_1 , S_2 , D_1 , D_2 , D_{S1} , D_{S2} , C_e e C_r	36
5.4.2 – Valores Máximos de Correntes em S_1 , S_2 , D_1 , D_2 , D_{S1} , D_{S2} , L_1 , L_{r1} , L_{r2} e L_m	36
5.4.3 – Valores Médios na Carga.....	36
5.4.4 – Correntes Médias nas Chaves em S_1 , S_2 , D_1 , D_2 , D_{S1} , D_{S2}	37
5.4.5 – Correntes Eficazes nos Indutores L_1 , L_{r1} , e L_{r2} e Capacitores C_0 e C_e	37

Capítulo 6 – Dimensionamento do Circuito Experimental e Especificações

6.1 – Filtro de Entrada (L_1)	38
6.1.1 – Núcleo para L_1	38
6.1.2 – Número de Espiras e Entreferro para L_1	38
6.1.3 – Seção do Fio para L_1	39
6.2 – Indutor de Ressonância (L_{r1})	39
6.2.1 – Núcleo para L_{r1}	39
6.2.2 – Número de Espiras e Entreferro para L_{r1}	39
6.2.3 – Seção do Fio para L_{r1}	40
6.3 – Indutor de Ressonância (L_{r2})	40
6.3.1 – Núcleo para L_{r2}	40
6.3.2 – Número de Espiras e Entreferro para L_{r2}	40
6.3.3 – Seção do Fio para L_{r2}	41
6.4 – Indutor de Magnetização (L_m)	41
6.4.1 – Núcleo para L_m	41
6.4.2 – Número de Espiras e Entreferro para L_m	41
6.4.3 – Seção do Fio para L_m	42



6.5 - Filtro de Saída (C_O)	42
6.6 - Capacitor de Transferência de energia (C_e).....	42
6.7 - Diodo D_1	43
6.8 - Diodo D_2	43
6.9 - Chave Principal (S_1)	43
6.10 - Chave Auxiliar (S_2)	44
6.11 - Diodo em Antiparalelo com S_1	44
 Capítulo 7 - Resultados Experimentais	
7.1 - Resultados Experimentais.....	45
 Capítulo 8 - Proposta de Continuidade do Trabalho	
8.1 – Introdução.....	50
8.2 – O Novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM	51
8.2.1 – Análise de Funcionamento do Novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM.....	52
8.3 – Verificação por Simulação para o Novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM Proposto.....	57
8.3.1 – Resultados de Simulação	58
8.4 – Conclusões.....	59
 Capítulo 9 – Conclusões Gerais	
9.1 – Conclusões Gerais.....	61
Referências Bibliográficas.....	63



Agradecimentos

Agradeço à Deus por estar sempre presente em todos os momentos da minha vida, dando-me força e coragem para realizar minhas tarefas.

Ao Prof. Dr Luís Carlos Origa de Oliveira pela sua colaboração e orientação no início do mestrado.

Ao Prof. Dr Carlos Alberto Canesin pela sua competente orientação, e por seu companheirismo e compreensão.

Aos amigos Lourenço e Nicolau da UFMS pela colaboração.

Aos colegas de mestrado Bonato, Fábio, Lourival e Roger, pelo coleguismo e colaboração.

Aos professores, funcionários e colegas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Por fim, à minha mulher Neila, pela sua paciência, compreensão e apoio.



Simbologia

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
α	Parâmetro de normalização	
β	Parâmetro de normalização de indutâncias	
η	Rendimento mínimo adotado	
$\eta\%$	Rendimento percentual	
ω_{0x}	Frequência angular de ressonância	rd/s
ΔI_x	Variação máxima da corrente	A
$\Delta T_{cmáx}$	Intervalo de tempo máximo de controle da chave S_2	s
Δt_{off}	Intervalo de tempo destinado ao bloqueio das chaves S_1 e S_2	s
Δt	Intervalo de tempo	s
ΔV_x	Variação máxima da tensão	V
A_e, A_w	Áreas dos núcleos de ferrite	
B_{MAX}	Máxima densidade de campo magnético	Wb/m ²
D_c	Razão cíclica de comando	
D_{Cnom}	Razão cíclica nominal de controle	
f_{0x}	Frequência de ressonância	Hz
f_s	Frequência de chaveamento	Hz
$\bar{I}$	Parâmetro de normalização da corrente	A
I_{CeRMS}	Corrente eficaz no capacitor C_e	A
I_{CrRMS}	Corrente eficaz no capacitor de ressonância C_r	A
I_{D1}	Corrente média no diodo D_1	A
I_{D1p}	Corrente máxima no diodo D_1	A
I_{D2}	Corrente média no diodo D_2	A
I_{D2p}	Corrente máxima no diodo D_2	A
I_{DS1}	Corrente média no diodo em antiparalelo com S_1	A
I_{DS1p}	Corrente máxima no diodo em antiparalelo com S_1	A
I_{DS2}	Corrente média no diodo em antiparalelo com S_2	A
I_{DS2p}	Corrente máxima no diodo em antiparalelo com S_2	A
IL_{1p}	Corrente máxima no indutor L_1	A

I_{L1RMS}	Corrente eficaz no indutor L_1	A
I_{Lmp}	Corrente máxima no indutor L_m	A
I_{LmRMS}	Corrente eficaz no indutor L_m	A
$I_{L\tau1}(t)$	Corrente instantânea no indutor $L_{\tau1}$	A
$I_{L\tau1p}$	Corrente máxima no indutor $L_{\tau1}$	A
$I_{L\tau1RMS}$	Corrente eficaz no indutor $L_{\tau1}$	A
$I_{L\tau2}(t)$	Corrente instantânea no indutor $L_{\tau2}$	A
$I_{L\tau2p}$	Corrente máxima no indutor $L_{\tau2}$	A
$I_{L\tau2RMS}$	Corrente eficaz no indutor $L_{\tau2}$	A
I_m	Corrente média no indutor L_m	A
I_O	Corrente média na carga	A
I_S	Corrente média de entrada	A
I_{S1}	Corrente média na chave S_1	A
$I_{S1}(t)$	Corrente instantânea na chave S_1	A
I_{S1p}	Corrente máxima na chave S_1	A
I_{S2}	Corrente média na chave S_2	A
$I_{S2}(t)$	Corrente instantânea na chave S_2	A
I_{S2p}	Corrente máxima na chave S_2	A
$I_{Sm\acute{a}x}$	Corrente máxima de entrada	A
$J_{M\acute{A}X}$	Máxima densidade de corrente	A/m ²
K_w	Fator de enrolamento	
lg_{Lx}	Entreferro para o núcleo de L_x	
NL_x	Número de espiras para L_x	
P_O	Potência média na carga	W
q	Ganho estático	
R_{ca}	Resistência térmica carcaça-ambiente	°C/W
R_{cd}	Resistência térmica carcaça-dissipador	°C/W
R_{carga}	Resistência de carga	Ω
$R_{cargamín}$	Resistência de carga mínima	Ω
$R_{crítica}$	Resistência de carga para condução crítica	A



R_{jc}	Resistência térmica junção-carcaça	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
S_{CuLx}	Seção nominal do fio para L_x	cm^2
T	Período de chaveamento	s
$T_{j\text{máx}}$	Temperatura máxima da junção	$^{\circ}\text{C}$
t	Símbolo da unidade de base de tempo	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	
$\bar{V}$	Parâmetro de normalização de tensão	V
V_{Cep}	Tensão máxima em C_e	V
V_{CES}	Tensão coletor-emissor máxima	V
$V_{\text{Cr}}(t)$	Tensão instantânea no capacitor C_r	V
V_{Crp}	Tensão máxima no capacitor de ressonância C_r	V
V_{D1p}	Tensão máxima no diodo D_1	V
V_{D2p}	Tensão máxima no diodo D_2	V
V_{DS1}	Tensão máxima no diodo em antiparalelo com S_1	V
V_{DS2}	Tensão máxima no diodo em antiparalelo com S_2	V
V_e	Tensão média no capacitor C_e	V
$V_{\text{in-mín}}$	Tensão mínima de entrada	V
$V_{\text{S1}}(t)$	Tensão instantânea na chave S_1	V
V_{S1p}	Tensão máxima na chave S_1	V
$V_{\text{S2}}(t)$	Tensão instantânea na chave S_2	V
V_{S2p}	Tensão máxima na chave S_2	V

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
I	Fonte de corrente
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor ativo (controlado por comando)

V_{in}	Tensão média de entrada
V_O	Tensão média na carga

3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
CC	Corrente contínua
CC/CC	Corrente contínua/Corrente contínua
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
FM	<i>Frequency modulated</i>
IGBT	<i>Isolated-Gate Bipolar Transistor</i>
MCT	<i>Metal-Oxide-Semiconductor-Controlled Thyristor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>pulse width modulation</i>
RMS	<i>root mean square</i> (valor eficaz)
UNESP	Universidade Estadual Paulista
ZCS	<i>Zero current switching</i>
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>

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

Símbolo	Nome da Unidade
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt



W watt

Ω ohm



Resumo

Neste trabalho se desenvolve a análise de um novo conversor CC/CC abaixador de tensão SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) com comutação não dissipada do tipo sob corrente nula (ZCS – Zero Current Switching) e modulação por largura de pulso (PWM – Pulse Width Modulation), empregando IGBTs.

Da análise realizada verifica-se que o conversor proposto pode operar tanto como elevador, quanto abaixador de tensão. Na aplicação como elevador de tensão, observa-se que, a estrutura CC/CC boost oferece melhor desempenho, e, portanto, o presente trabalho explora as características do conversor como abaixador de tensão.

Apresenta-se uma metodologia de projeto para o novo conversor SEPIC ZCS-PWM proposto, resultados de simulação e a implementação laboratorial de um protótipo com as seguintes características: tensão de entrada nominal = 220V, tensão de saída = 110V, potência nominal de saída = 400W e frequência de chaveamento de 20 kHz.

Dos resultados laboratoriais verifica-se que o rendimento experimentalmente obtido é elevado e em torno de 95% para carga nominal, propiciando ainda rendimento elevado em larga faixa de carga.



Abstract

This work presents a new DC to DC step down PWM (Pulse Width Modulation) SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) converter, featuring soft commutation at zero current (ZCS-Zero Current Switching), using IGBTs as power switches.

The new ZCS-PWM SEPIC converter can operate as a buck type (step down) or boost type (step up) converters. It should be noticed that in DC to DC step up operation, the soft commutation boost derived topologies provide a better performance than SEPIC derived converters.

Therefore, this new ZCS-PWM SEPIC converter is used to provide output voltage lower than input voltage (DC to DC step down operation), and high efficiency for a wide load range.

The principle of operation, the theoretical analysis, a design example, and experimental results from a laboratory prototype rated at 400W, 220Vdc nominal input voltage, 110Vdc output voltage, and 20kHz switching frequency are presented.

The efficiency measurement demonstrates that this new ZCS-PWM SEPIC converter significantly improves the circuit's efficiency for a wide load range, and it is equal to 95% at rated load.

CAPÍTULO 1 – Introdução Geral e Revisão Bibliográfica

1.1 – Introdução Geral

A crescente evolução de equipamentos que utilizam energia elétrica na forma contínua, solicitam o mesmo avanço tecnológico das fontes que irão alimentá-los.

Existem muitas fontes de alimentação, mas dentre elas as fontes chaveadas apresentam as características necessárias compatíveis à evolução atual, como peso e volume menores que as fontes lineares, assim como maior rendimento. Para atender estes requisitos, os conversores estáticos de energia não só evoluíram quanto a novas topologias mas também com relação a novos componentes e novas técnicas de comando e controle.

O aumento da frequência de chaveamento leva a uma redução das dimensões dos indutores e capacitores, porém ao mesmo tempo acarretam um aumento das perdas de chaveamento nos elementos semicondutores e conseqüente redução da eficiência.

Com a evolução das áreas de eletrônica de potência e componentes, os conversores estáticos passaram do estágio PWM (Pulse Width Modulation) dissipativo para os não dissipativos: surgiram então os quase ressonantes, os ressonantes e os ressonantes apenas durante os instantes de comutação (Soft Transition Resonant).

Os conversores ressonantes oferecem as condições de comutação não dissipativa do tipo sob tensão nula (ZVS – Zero Voltage Switching) ou do tipo sob corrente nula (ZCS – Zero Current Switching). Observa-se que as comutações do tipo ZVS são recomendadas para interruptores do tipo MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) e as do tipo ZCS para interruptores do tipo IGBT (Isolated-Gate Bipolar Transistor) e MCT (Metal-Oxide-Semiconductor-Contolled Thyristor).

Neste trabalho apresenta-se a aplicação de uma célula do tipo ZCS para o conversor CC/CC SEPIC (Single Ended Primary Indutance Converter), com a finalidade de se obter uma estrutura com elevado rendimento, uma vez que, para o conversor SEPIC convencional (com comutação dissipativa) o rendimento não é superior à 80%, para aplicações em torno de até 400W.

Observa-se ainda que com o oferecimento de comutações não dissipativas e do tipo suave (reduzidas derivadas de tensões e/ou correntes), as células de comutação ZCS e ou ZVS



contribuem para a redução das interferências de origem eletromagnética (EMI – Electromagnetic interference).

Desta forma, a questão não é apenas aumentar a frequência de operação, mas também, preservar e se possível aumentar a eficiência dos conversores estáticos.

1.2 - Revisão Bibliográfica

Em função da necessidade de melhores fontes de alimentação, os conversores estáticos detêm uma boa parcela da atenção dos pesquisadores, de forma a se obter elevada eficiência mantendo a mesma capacidade de dissipação térmica.

Uma parte dos pesquisadores estudam o desenvolvimento de novos componentes semicondutores com características exigidas pelas necessidades de fornecimento de altas potências com baixas perdas em condução. Também é necessário que estes componentes tenham uma boa resposta de atuação para elevadas frequências de chaveamento. Esta linha de pesquisa tem propiciado bons resultados, haja visto que tem se tornado disponíveis no mercado novos componentes com melhores características estáticas e dinâmicas pelos diversos fabricantes.

A síntese de novas topologias tem sido objeto de estudo por outra parte dos pesquisadores, buscando uma compatibilização do aumento da frequência com as perdas de potência nos elementos semicondutores e magnéticos. Nos elementos magnéticos foram introduzidos novos materiais e diferentes perfis magnéticos, aliados às novas técnicas de cálculos dos campos eletromagnéticos, propiciando aos conversores melhores respostas para operação em frequências e potências mais elevadas.

A necessidade de se desenvolver técnicas de comutação não dissipativas fez com que estudos de novas topologias fossem elaborados, originando o conceito de interruptor ressonante [1] e [2] e consequentemente o surgimento dos conceitos de comutação não dissipativa do tipo sob corrente nula (ZCS) [3] e [4] e sob tensão nula (ZVS) [5] que, por sua vez, permitiram a redução dos esforços (tensão e corrente) durante o chaveamento (comutação), possibilitando o aumento da frequência e da densidade de potência.

A introdução destas novas técnicas fizeram, contudo, com que fosse produzida energia reativa circulante provocando elevadas perdas em condução [7]. Além disso, no caso da modulação em frequência (FM), a exigência de uma larga faixa de controle comprometiam os

elementos magnéticos [6] e [7], uma vez que devem ser projetados para a menor frequência de operação.

Para minimizar os inconvenientes apresentados anteriormente, pensou-se em associar aos conversores os elementos ressonantes apenas durante a comutação, não influenciando na transferência de energia [7] e [8], minimizando-se os efeitos dos elementos ressonantes (L e C).

A modulação com frequência constante (PWM) e comutação não dissipativa (ZCS) também foi apresentada em [9], onde um interruptor auxiliar é introduzido para interromper temporariamente o ciclo ressonante, de tal forma que a ressonância se dá apenas durante a comutação dos interruptores auxiliar e principal, sendo que a potência transferida é controlada pelo tempo de atuação da chave auxiliar.

Estas estruturas apresentam esforços adicionais de tensão ou corrente em relação à técnica PWM convencional [10], [11] e [12].

Em [13] foi apresentado uma técnica para minimizar os esforços adicionais de tensão através do emprego de reatores saturáveis, para solucionar os problemas de célula proposta em [9].

Outras técnicas no sentido de minimizar os esforços adicionais de tensão e correntes nos semicondutores foram apresentadas em [12], [14], [15] e [16].

Aliada às técnicas de comutação, para aplicações em elevadas potências (acima de 1kW), o desenvolvimento dos IGBTs fizeram com que eles fossem preferidos em relação aos MOSFETs de potência, por apresentarem menores perdas em condução [17]. Os MOSFETs apresentam o inconveniente de que, quanto maior a tensão admitida, maior será sua resistência em condução, de forma que os tornam sensíveis a correntes eficazes acarretando maiores perdas em condução.

Os IGBTs apresentam melhores características para potências mais elevadas, principalmente no que se refere à condução, pois apresentam resistências séries desprezíveis, o que os tornam sensíveis apenas a valores de correntes médias. Entretanto, os IGBTs apresentam o inconveniente de operarem em baixas frequências (20 kHz em comutação dissipativa), em virtude das perdas associadas ao maior tempo para entrada de condução e ao bloqueio devido à presença da corrente de cauda.

Portanto, algumas técnicas de comutação não dissipativa tem sido estudadas, possibilitando a aplicação dos IGBTs em frequências mais elevadas, eliminando-se as perdas,

principalmente no bloqueio [18], favorecendo o aumento da densidade de potência e a conseqüente redução de peso e volume.

Mesmo com as novas gerações de IGBTs (1998), o maior problema ainda é a corrente de cauda, a qual provoca um atraso no bloqueio e conseqüente aumento nas perdas associadas a esta comutação. Portanto, para os IGBTs, recomenda-se a comutação do tipo ZCS [18].

A comutação do tipo ZCS elimina as perdas no bloqueio, assim como a reignição do IGBT durante a presença ainda da corrente de cauda, principalmente para aplicações em elevadas potências e frequências de operação, aliviando portanto os esforços de polarização reversa.

Em [19] e [20] é proposta uma modificação à técnica analisada em [14], de forma a permitir comutação não dissipativa também no interruptor auxiliar, minimizando-se as perdas nos IGBTs. Contudo, nestas técnicas, analisadas para o conversor Boost, a existência de efeitos da recuperação reversa do diodo, elevam as perdas associadas à entrada em condução.

Para o conversor CC/CC Sepic convencional [21] e [22], a restrição para operação em potências superiores à 200 W se deve basicamente à reduzida eficiência (inferior à 80%), uma vez que os esforços de corrente são maiores do que aqueles apresentados, por exemplo, pelo conversor Boost como elevador ou pelo conversor Buck como abaixador. No conversor Sepic convencional, a corrente através do interruptor principal é igual à soma das correntes de entrada com a corrente de carga, provocando conseqüente aumento das perdas em condução.

Desta forma, uma vez que as características do conversor Sepic como abaixador de tensão não são possíveis com o conversor Boost e, para que se possa operá-lo com rendimento mais elevado, para aplicações em potências superiores à 200 W, técnicas de comutação não dissipativa devem ser associadas ao mesmo.

Portanto, das técnicas analisadas, apropriadas para IGBTs, apenas a técnica desenvolvida em [23] apresenta características de comutações não dissipativas para todos os semicondutores, além do que, elimina os problemas de recuperação reversa de diodos sobre as chaves comandadas, oferecendo desta forma a possibilidade da obtenção de elevado rendimento, quando da aplicação ao conversor Sepic, a ser analisado neste trabalho.



CAPÍTULO 2 – Um Novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

2.1 - Apresentação da Célula de Comutação ZCS-PWM Utilizada no Conversor Proposto

A célula de comutação não dissipativa do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM), foi desenvolvida e apresentada em [23], com o objetivo de eliminar os problemas referentes à técnica convencional ZCS [24], quais sejam: modulação em frequência, elevado nível de energia reativa em circulação e elevadas perdas em condução.

A Figura (2.1), representa a célula de comutação ZCS-PWM desenvolvida em [23].

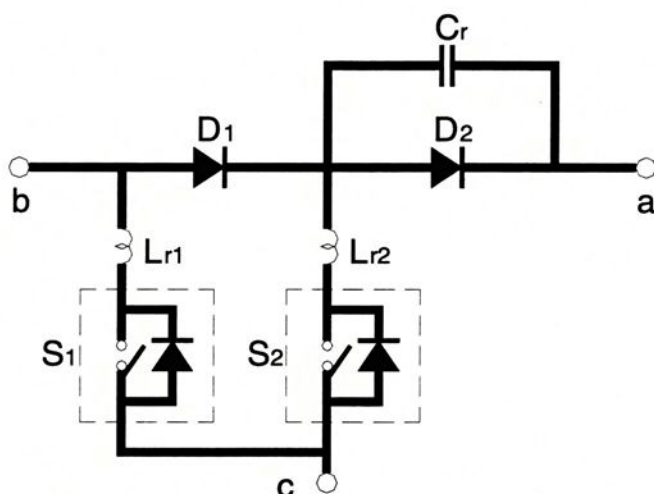


Fig. (2.1) – Nova célula de comutação ZCS-PWM proposta em [23].

Esta célula é formada por dois interruptores bidirecionais em corrente S_1 e S_2 , dois diodos D_1 e D_2 , dois indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} e um capacitor ressonante C_r . S_1 é o interruptor principal, responsável pela transferência de potência para a carga, enquanto S_2 é um interruptor auxiliar, de reduzido valor de corrente média, empregado para oferecer condições de comutação não dissipativa com frequência constante para o interruptor principal.

A síntese dos conversores CC/CC básicos (Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, SEPIC e Zeta) é obtida em função de se associar entre os nós a e c um elemento com características de fonte de tensão, entre os nós b e c com características de fonte de corrente e ao nó b um elemento com características de fonte de corrente.

Assim, através dos resultados experimentais apresentados em [23], para um novo conversor Boost incorporando a nova célula de comutação ZCS-PWM proposta, pode-se concluir que:

- As comutações para ambos os interruptores comandados (principal e auxiliar) são não dissipativas e do tipo ZCS, desde a vazio até plena carga;
- As comutações para os interruptores não comandados (diodos D_1 e D_2) são não dissipativas e do tipo ZVS;
- A operação é com frequência constante (modulação PWM);
- Apresenta reduzidos esforços de tensão e corrente, similares à técnica convencional PWM;
- Os problemas com a recuperação reversa dos diodos (D_1 e D_2), inerente à técnica ZCS convencional, foram eliminados;
- As perdas em condução, com o uso de IGBTs, e devido ao reduzido valor de energia reativa circulante, são similares à técnica convencional PWM;
- O novo conversor apresenta elevado rendimento em toda a faixa de carga e é recomendado para aplicações onde os IGBTs são os interruptores especificados.

Desta forma, em função das características apresentadas por esta célula de comutação, o presente trabalho analisará as características da mesma na aplicação na conversão CC/CC através do conversor SEPIC.

2.2 - Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

O presente trabalho se propõe a analisar um novo conversor ZCS-PWM SEPIC, conforme Figura (2.2), derivado de célula de comutação apresentada na Figura (2.1).

Para facilitar a análise e descrição das etapas de funcionamento deste novo conversor SEPIC, deveremos assumir algumas simplificações:

- O conversor encontra-se operando em regime permanente;
- O filtro de entrada (L_1), associado à tensão de entrada (V_{in}), pode ser aproximado por uma fonte de corrente constante I_s ;
- O capacitor C_e será admitido como uma fonte de tensão V_e , com valor médio igual a V_{in} ;
- O indutor L_m será aproximado por uma fonte de corrente constante, com valor médio igual a I_m . Neste caso [21], tem-se que: $I_m = I_O$, onde I_O é a corrente média na carga;
- Todos os componentes são ideais;
- A tensão de saída V_o é considerada constante.

- A operação do conversor será no modo de condução contínua de corrente (CCM-Continuons Conduction Mode).

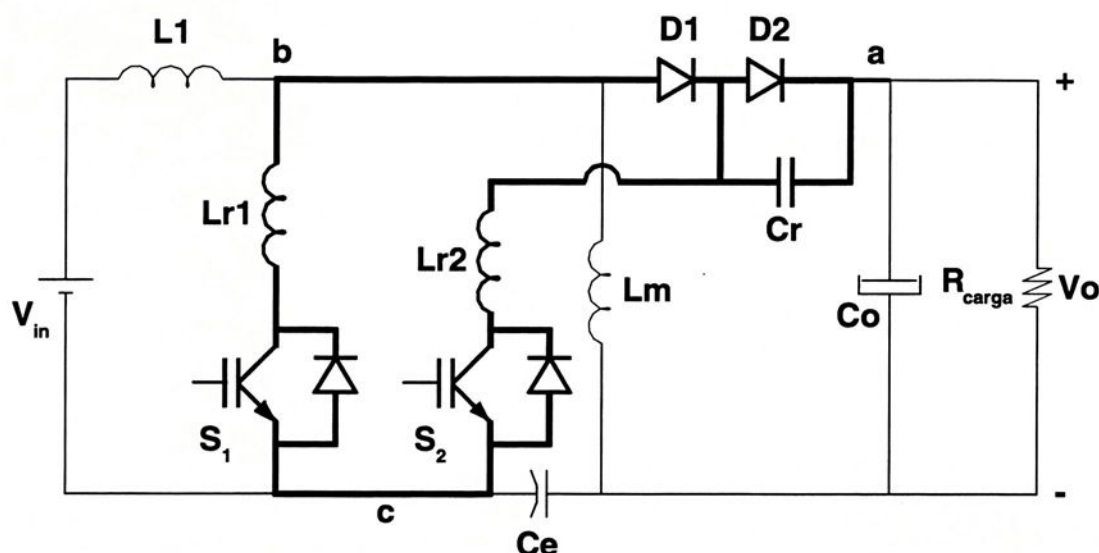


Fig.(2.2) – O novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

A Figura (2.3) representa as nove etapas de funcionamento para o novo conversor SEPIC ZCS-PWM, onde a chave principal S_1 inicia conduzindo em $t = t_0$ e a chave auxiliar em $t = t_2$. Ambas as chaves são simultaneamente bloqueadas durante o intervalo de tempo $\Delta t_6 = t_6 - t_5$

Na Figura (2.4) apresentam-se as principais formas de onda idealizadas do novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM a ser analisado neste trabalho.

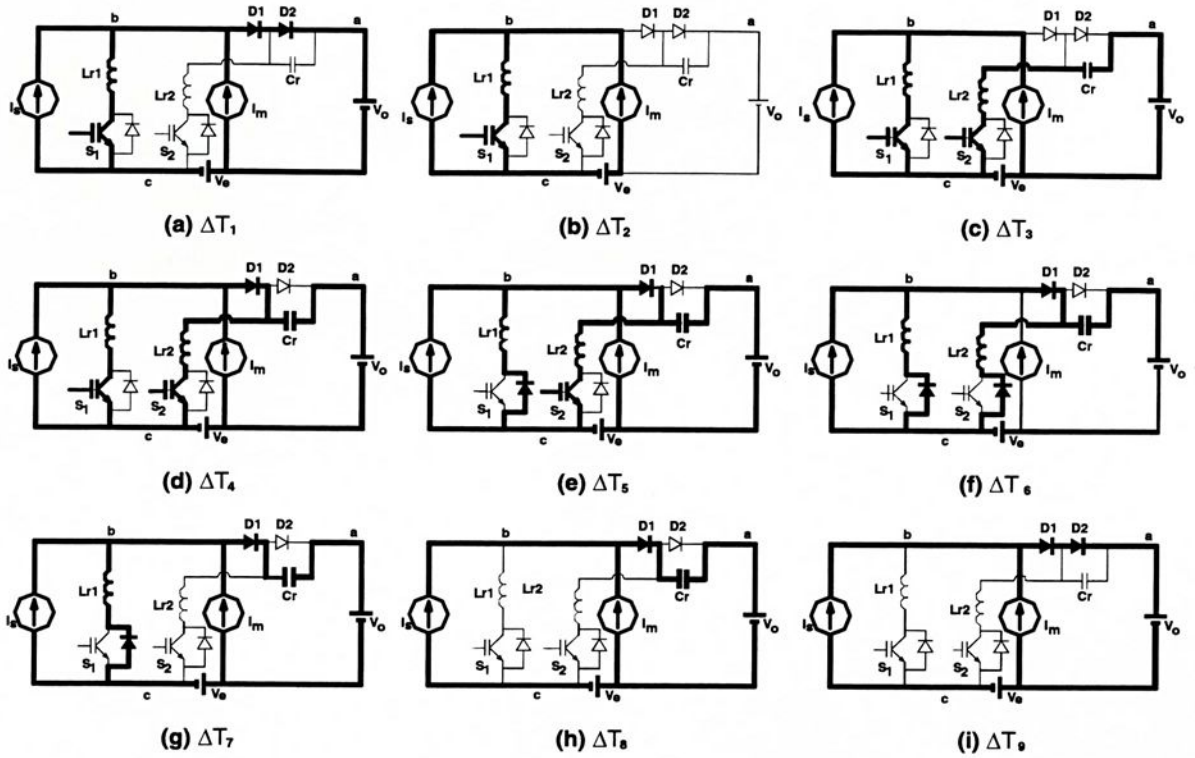


Fig. (2.3) – Estágios topológicos de funcionamento para o novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM.

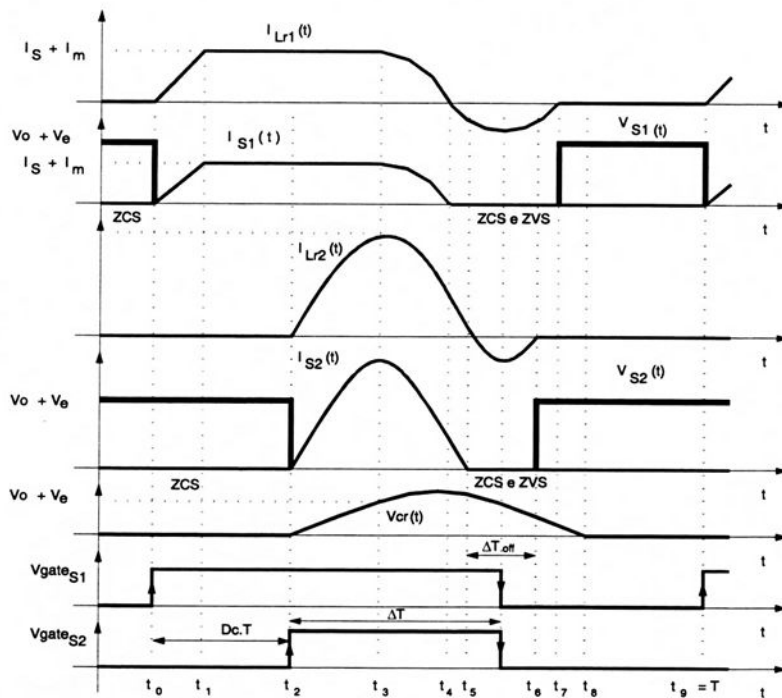


Fig. (2.4) – Principais formas de onda do novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM proposto.

Da análise das Figuras (2.3) e (2.4), verifica-se que tanto as comutações da chave principal S_1 , quanto da auxiliar S_2 , são não dissipativas e do tipo sob corrente nula. Observa-se ainda que as comutações nos diodos D_1 e D_2 são do tipo sob tensão nula, na entrada em condução, instante $t = t_3$ para D_1 e instante $t = t_8$ para D_2 . Verifica-se também que as correntes através de D_1 e D_2 são transferidas para S_1 sem problemas de recuperação reversa, graças à presença de L_{T1} . Informa-se ainda, adicionalmente, que o intervalo de ressonância é apenas uma fração do período de chaveamento (T), apresentando-se em destaque na Figura (2.4), apenas para uma boa visualização das etapas de funcionamento.



CAPÍTULO 3 – Análise Qualitativa e Quantitativa do Novo Conversor CC-CC SEPIC ZCS-PWM

3.1 - Análise Qualitativa e Quantitativa

Neste capítulo será analisado o conversor proposto na Figura (2.2) de forma a analisar as etapas de funcionamento, e as principais formas de onda.

Etapa 1: $[t_0, t_1]$, Figura (3.1).

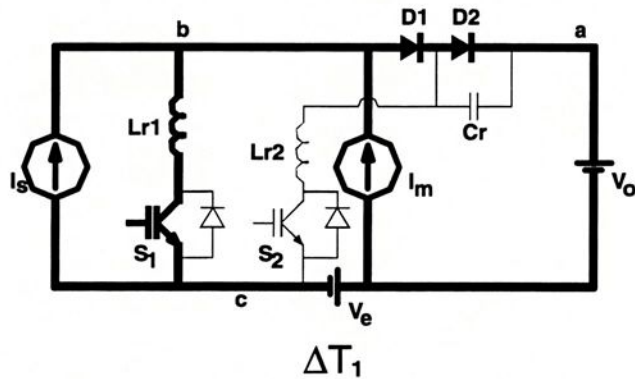


Fig (3.1) – Primeira etapa de funcionamento

Inicialmente, antes da entrada em condução da chave principal S_1 , a corrente $(I_s + I_m)$ circula através dos diodos D_1 e D_2 em direção a carga. No instante t_0 , S_1 é comandada para a condução, iniciando-se o primeiro estágio de funcionamento, conforme figura (3.1). Neste estágio, a corrente através do indutor ressonante L_{r1} (I_{Lr1}) evolui linearmente desde zero até $(I_s + I_m)$ em $t = t_1$, quando neste instante as correntes nos diodos D_1 e D_2 tornam-se nulas, bloqueando-os.

As seguintes equações descrevem o comportamento do circuito no intervalo de tempo Δt_1 , durante o primeiro estágio de funcionamento.

$$I_{Lr1}(t) = \frac{1}{L_{r1}} (V_0 + V_e) \cdot t \quad (3.1)$$

$$iL_{r2}(t) = 0 \quad (3.2)$$

$$V_{cr}(t) = 0 \quad (3.3)$$

O intervalo de tempo $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$ é definido pela equação (3.4).

$$\Delta t_1 = L_{r1} \frac{(I_s + I_m)}{(V_0 + V_e)} \quad (3.4)$$

As expressões (3.5), (3.6), (3.7) e (3.8) são admitidas para normalização do estudo analítico.

$$\bar{V} = V_0 + V_e \quad (3.5)$$

$$\bar{I} = I_s + I_m \quad (3.6)$$

$$\alpha = \frac{\bar{I}}{\bar{V}} \sqrt{\frac{L_{r2}}{Cr}} \quad (3.7)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (3.8)$$

Assim:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_{01}} \frac{\alpha}{\beta} \quad (3.9)$$

Onde:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}Cr}} \quad (3.10)$$

Durante a comutação da corrente dos diodos D_1 e D_2 para a chave principal S_1 , não ocorrem perdas. Os diodos comutam com corrente nula e não há influência da recuperação reversa dos mesmos na entrada em condução de S_1 , sendo que, devido a presença de L_{r1} , a chave principal S_1 comuta também com corrente nula (ZCS).

Etapa 2: $[t_1, t_2]$, Figura (3.2).

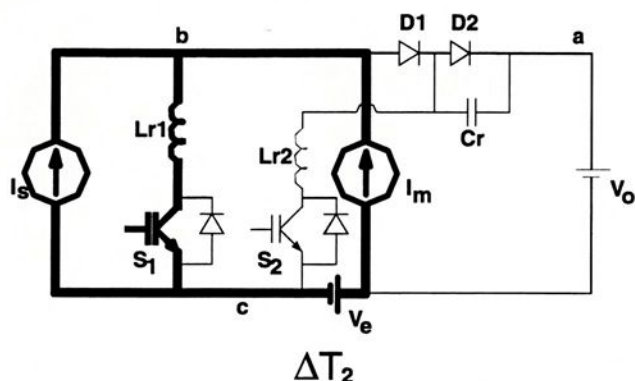


Fig. (3.2) – Segunda etapa de funcionamento

Neste estágio não ocorrem mudanças nas variáveis de estado do conversor, sendo que a corrente $(I_s + I_m)$ circula através de L_{r1} e S_1 . Os demais elementos semicondutores estão bloqueados. Desta forma tem-se que:

$$IL_{r1}(t) = I_s + I_m \quad (3.11)$$

Ou seja;

$$IL_{r1}(t) = \bar{I} \quad (3.12)$$

Com;

$$IL_{r2}(t) = 0 \quad (3.13)$$

E;

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (3.14)$$

Este estágio de funcionamento se encerra em $t = t_2$, com a entrada em condução da chave auxiliar S_2 , com o objetivo de oferecer condições de bloqueio não dissipativo à chave principal S_1

$$\Delta t_2 = D_c t - \Delta t_1 \quad (3.15)$$

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (3.16)$$

Onde:

D_c = razão cíclica de comando.

T = período de chaveamento.

Ou seja,

$$IL_{r2}(t) = \frac{\bar{I}}{\alpha} \cdot \text{sen } \omega_{01} \cdot t \quad (3.23)$$

$$V_{Cr}(t) = (V_0 + V_e) \cdot [1 - \cos \omega_{01} \cdot t] \quad (3.24)$$

ou seja,

$$V_{Cr}(t) = \bar{V} [1 - \cos \omega_{01} \cdot t] \quad (3.25)$$

Este estágio de funcionamento se encerra em $t = t_3$ quando a tensão sobre o capacitor ressonante C_r iguala-se à $(V_0 + V_e)$, ou seja, $V_{Cr}(t_3) = (V_0 + V_e)$. Desta forma:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.26)$$

Etapa 4: $[t_3, t_4]$, Figura (3.4).

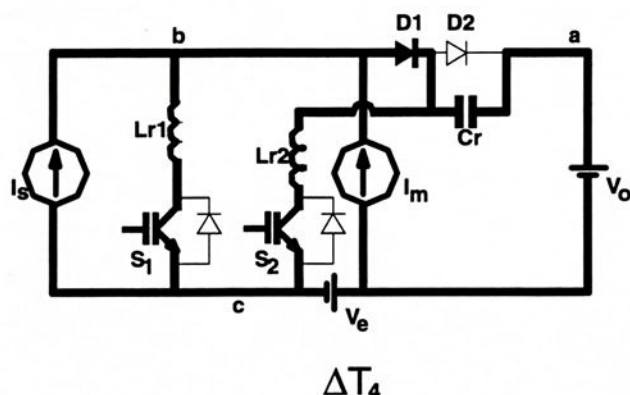


Fig. (3.4) – Quarta etapa de funcionamento.

No instante $t = t_3$ o diodo D_1 entra em condução com tensão nula (ZVS). Agora os indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} estão conectados em paralelo e, as correntes IL_{r1} e IL_{r2} , decrescem de forma ressonante, enquanto que, a tensão sobre C_r continua a aumentar.

Onde:

$$L_{eq} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.27)$$

$$V_{Cr}(t) = IL_{r2}(t_3) \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{Cr}} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t) + (V_0 + V_e) \quad (3.28)$$

Onde:

$$iL_{r2}(t_3) = \frac{I}{\alpha} = I_3 \quad (3.29)$$

A frequência angular de ressonância durante este estágio (ω_{02}) é dada pela equação (3.30).

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{req} \cdot Cr}} \quad (3.30)$$

Ou seja,

$$\omega_{02} = \omega_{01} \cdot \sqrt{1 + \beta} \quad (3.31)$$

Normalizando-se a expressão (3.28) tem-se que:

$$V_{Cr}(t) = \bar{V} \cdot \left[1 + \frac{I}{\sqrt{1 + \beta}} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t) \right] \quad (3.32)$$

A corrente em L_{r1} durante este intervalo é dada pela equação (3.33).

$$iL_{r1}(t) = (I_s + I_m) - \frac{(V_0 + V_e)}{\omega_{01} \cdot L_{r1} \cdot (1 + \beta)} \cdot (1 - \cos \omega_{02} \cdot t) \quad (3.33)$$

Então,

$$iL_{r1}(t) = \bar{I} - \frac{\bar{I}}{\alpha} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta} \cdot (1 - \cos \omega_{02} \cdot t) \quad (3.34)$$

Em $t = t_4$, a corrente através de L_{r1} se anula, assim:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_{02}} \arccos \left[1 - \frac{\alpha \cdot (1 + \beta)}{\beta} \right] \quad (3.35)$$

A corrente em L_{r2} durante este intervalo é dada pela equação (3.36).

$$iL_{r2}(t) = \frac{V_0 - V_e}{\sqrt{\frac{L_{r2}}{Cr}}} - \frac{(V_0 - V_e)}{\omega_{01} \cdot L_{r2} \cdot (1 + \beta)} \cdot (1 - \cos \omega_{02} \cdot t) \quad (3.36)$$

Ou seja,

$$iL_{r2}(t) = \frac{\bar{I}}{\alpha} \left\{ 1 + \frac{1}{(1 + \beta)} \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot t) - 1] \right\} \quad (3.37)$$

O valor da corrente em L_{r2} em $t = t_4$ é dado pela equação (3.38).

$$iL_{r2} = \frac{\bar{I}}{\alpha} \left(1 - \frac{\alpha}{\beta} \right) \quad (3.38)$$

Este estágio termina em $t = t_4$, no instante em que a corrente IL_{r1} é nula.

Para que esta etapa ocorra como descrito, propiciando as condições para comutação ZCS desejada, é necessário que sejam atendidas as inequações (3.39) e (3.40), provenientes de (3.35) e (3.38), respectivamente.

$$\alpha < \frac{2\beta}{(1+\beta)} \quad (3.39)$$

E,

$$\alpha < \beta \quad (3.40)$$

Observa-se que a inequação (3.40) é a mais restritiva, devendo portanto ser atendida pela metodologia de projeto.

Etapa 5: $[t_4, t_5]$, Figura (3.5).

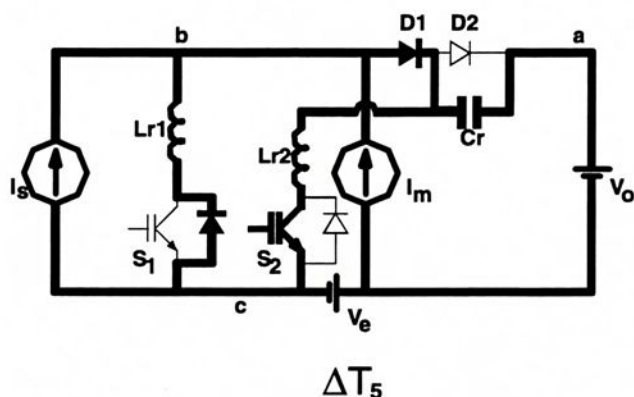


Fig. (3.5) – Quinta etapa de funcionamento

Nesta etapa a corrente IL_{r1} inverte o seu sentido e flui através do diodo em anti paralelo com a chave principal S_1 . As equações que descrevem a evolução das variáveis de estado são as mesmas do estágio anterior. A tensão no capacitor C_r começará a decrescer e a etapa de funcionamento se encerra em $t = t_5$ quando IL_{r2} torna-se nula.

Então,

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (3.41)$$

Desta forma, para que (3.41) seja atendida, a seguinte inequação (3.42) deve ser obedecida.

$$\beta < 1 \quad (3.42)$$

Ou seja,

$$L_{r2} < L_{r1} \quad (3.43)$$

O intervalo de tempo desta etapa (Δt_5) é dado pela equação (3.44).

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \left\{ \arccos(-\beta) - \arccos \left[1 - \frac{\alpha \cdot (1 + \beta)}{\beta} \right] \right\} \quad (3.44)$$

Em $t = t_5$ a corrente em L_{r2} é nula e a corrente em L_{r1} e a tensão em Cr são dadas pelas equações (3.45) e (3.46), respectivamente:

$$IL_{r1}(t_5) = \bar{I} \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha} \right) \quad (3.45)$$

$$V_{Cr} = \bar{V} \cdot (1 + \sqrt{1 - \beta}) \quad (3.46)$$

Etapa 6: $[t_5, t_6]$, Figura (3.6).

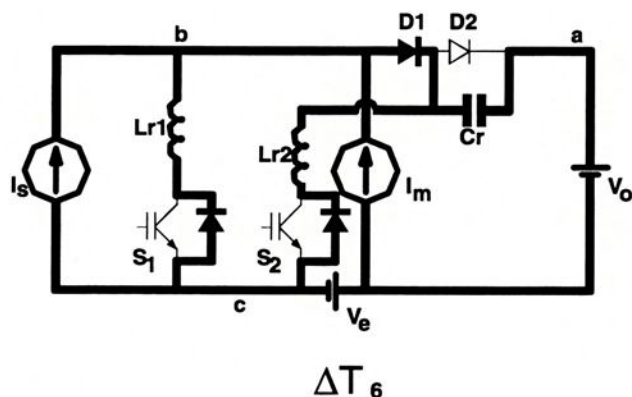


Fig. (3.6) - Sexta etapa de funcionamento

Nesta etapa a corrente IL_{r2} inverte o seu sentido e flui através do diodo em anti paralelo com a chave auxiliar S_2 . As equações que descrevem a evolução das variáveis de estado são as mesmas da etapa 4. A tensão no capacitor Cr continuará a decrescer de forma ressonante.

Nesta etapa, as chaves S_1 e S_2 são simultaneamente bloqueadas com corrente nula (ZCS) e tensão nula (ZVS) pois as correntes estão circulando pelos diodos em anti paralelos.

Esta etapa termina em t_6 quando IL_{r2} torna-se nula novamente, bloqueando o diodo em anti paralelo com S_2 .

Assim:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot [2\pi - \arccos(-\beta)] \quad (3.47)$$

O intervalo Δt_6 é dado pela expressão (3.48).

$$\Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{02}} [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (3.48)$$

Em $t = t_6$ a corrente em L_{r1} completa o ciclo e a corrente IL_{r1} retorna ao valor correspondente à equação (3.45), ou seja:

$$IL_{r1}(t_6) = \bar{I} \left(1 - \frac{\beta}{\alpha} \right) \quad (3.49)$$

Etapa 7: $[t_6, t_7]$, Figura (3.7).

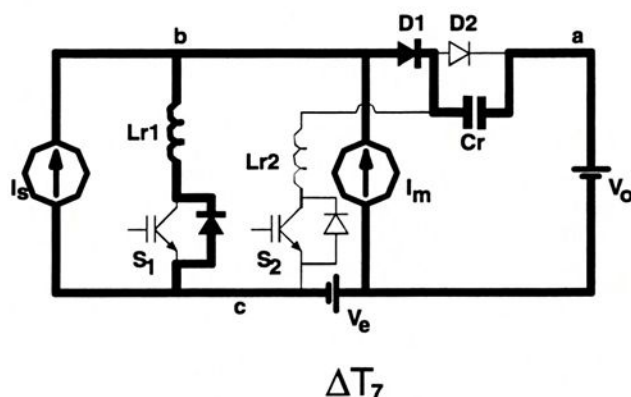


Fig. (3.7) – Sétima etapa de funcionamento

Em $t = t_6$ a corrente em L_{r2} torna-se nula, bloqueando o diodo em anti paralelo com S_2 . Nesta etapa a corrente ressonante continua a evoluir através do diodo em anti paralelo com S_1 , C_r e L_{r1} .

Da análise da Figura (3.7), tem-se que:

$$V_{Cr}(t) = \bar{V} [1 - \sqrt{1 - \beta} \cos(\omega_{03} t) - \sqrt{\beta} \sin(\omega_{03} t)] \quad (3.50)$$

$$IL_{r2}(t) = 0 \quad (3.57)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_7) - \frac{I}{Cr} t \quad (3.58)$$

Portanto em $t = t_8$, tendo-se que $V_{Cr}(t_8) = 0$, então:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \frac{1}{\alpha} \cdot \left[-\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{03} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_{03} \cdot \Delta t_7) \right] \quad (3.59)$$

Etapa 9: $[t_8, t_9]$, Figura (3.9).

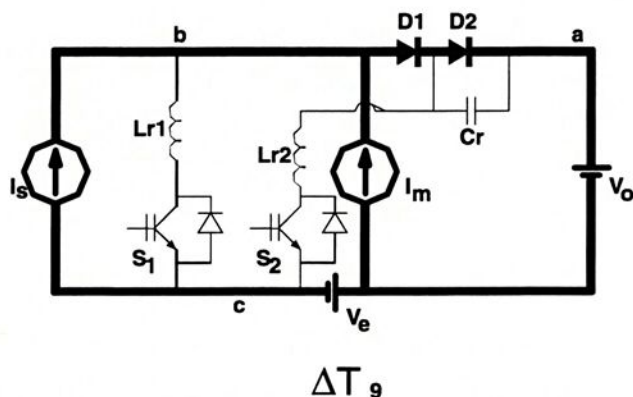


Fig. (3.9) – Nona etapa de funcionamento

Durante este estágio a corrente $(I_s + I_m)$ flui através dos diodos D_1 e D_2 para a carga.

As variáveis de estado permanecem nulas durante este estágio de transferência de potência para a carga. Este estágio termina em $t = t_9$, quando novamente S_1 é comandada para a condução, iniciando-se um novo período de funcionamento.

As equações que regem esta etapa são dadas por:

$$IL_{r1}(t) = 0 \quad (3.60)$$

$$IL_{r2}(t) = 0 \quad (3.61)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (3.62)$$

$$\Delta t_9 = T \cdot (1 - D_c) - [\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8] \quad (3.63)$$

3.2 – Condições para Operação Com Comutação ZCS

As inequações (3.40) e (3.42) devem ser atendidas para que seja possível propiciar uma comutação do tipo ZCS para ambas as chaves ativas, e para que os estágios de funcionamento se sucedam de acordo com a análise anterior.

O intervalo de tempo Δt_{off} destinado para o bloqueio simultâneo das chaves S_1 e S_2 é dado pela equação (3.64). Logo, define-se o intervalo de tempo (ΔT) de controle para a chave auxiliar S_2 através da equação (3.66).

$$\Delta t_{off} = \Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{02}} [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (3.64)$$

Ou seja,

$$\Delta t_{off} = \frac{2}{\omega_{01}} \left[\frac{\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (3.65)$$

$$\Delta T = \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 - \left(\frac{\Delta t_{off}}{2} \right) \quad (3.66)$$

Portanto,

$$\Delta T = \frac{1}{\omega_{01}} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right) \quad (3.67)$$

Para que todas as etapas de funcionamento descritas anteriormente ocorram, existindo a etapa 9, e que o conversor tenha a menor influência possível dos parâmetros ressonantes, a inequação (3.68) deve ser atendida através da metodologia de projeto.

$$\frac{f_s}{f_{01}} < \frac{2\pi(1-Dc)}{\frac{1}{\alpha} + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} - X + \frac{\omega_{03}\Delta t_7}{\sqrt{\beta}}} \quad (3.68)$$

Onde:

$$f_{01} = \frac{\omega_{01}}{2\pi} \quad (3.69)$$

$$X = \frac{1}{\alpha} \left[\sqrt{\beta} \sin(\omega_{03} \Delta t_7) + \sqrt{1 - \beta} \cos(\omega_{03} \Delta t_7) \right] \quad (3.70)$$

Obviamente, quanto maior for a relação (f_s/f_{01}) maior será a influência da ressonância nas características estáticas do conversor, o que não se deseja.

3.3 – Ganho Estático

O ganho estático (q), definido como a relação entre a tensão de saída (V_o) e a tensão de entrada (V_{in}), ou seja, a razão de conversão de tensão CC, é dada pela equação (3.71)

$$q = \frac{I_s}{I_o} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.71)$$

Onde:

V_{in} = Tensão média de entrada;

I_o = Corrente média na carga;

V_o = Tensão média na carga;

I_s = Corrente média de entrada.

A corrente média na carga (I_o) é dada pela equação (3.72).

$$\begin{aligned} I_o = & \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [(I_s + I_m) - IL_{r_1}(t)] dt - \int_0^{\Delta t_3} IL_{r_2}(t) dt \right\} + \\ & - \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t^*} \{ (I_s + I_m) - [IL_{r_1}(t) + IL_{r_2}(t)] \} dt \right\} + \\ & + \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_7} [(I_s + I_m) - IL_{r_1}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_s + I_m) dt + \right. \\ & \left. + \int_0^{\Delta t_9} (I_s + I_m) dt \right\} \end{aligned} \quad (3.72)$$

Onde:

$$\Delta t^* = \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 \quad (3.73)$$

$$E: \quad I_m = I_o \quad (3.74)$$

Portanto,

$$I_o = (I_s + I_m) \left\{ (1 - Dc) - \frac{1}{\frac{2\pi f_{ol}}{f_s}} \left[\frac{2\beta - \alpha^2}{2\alpha\beta} + \frac{\pi}{2} + M - N + P \right] \right\} \quad (3.75)$$

onde:

$$M = \frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1 + \beta}} \quad (3.76)$$

$$N = \frac{1}{\alpha} \left[\sqrt{\beta} \left(\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \sqrt{\frac{1 - \beta}{\beta}} \right) + \sqrt{1 - \beta} \sqrt{1 - \left(\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \sqrt{\frac{1 - \beta}{\beta}} \right)^2} \right] \quad (3.77)$$

$$P = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \sqrt{\frac{1 - \beta}{\beta}} \right) \quad (3.78)$$

Simplificando e generalizando a equação (3.75), o ganho estático (q) é definido pela equação (3.79)

$$q = \frac{I_s}{I_o} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{F(\alpha, \beta, f, Dc)}{1 - F(\alpha, \beta, f, Dc)} \quad (3.79)$$

onde:

$$F(\alpha, \beta, f, Dc) = Dc + \frac{f}{2\pi} \left[\frac{2\beta - \alpha^2}{2\alpha\beta} + \frac{\pi}{2} + M - N + P \right] \quad (3.80)$$

$$f = \frac{f_s}{f_{01}} \quad (3.81)$$

É importante lembrar que toda a análise foi desenvolvida considerando a operação no modo de condução contínua de corrente.

Desta forma, para que o conversor opere em condução contínua, a seguinte restrição (3.82) deve ser atendida [22].

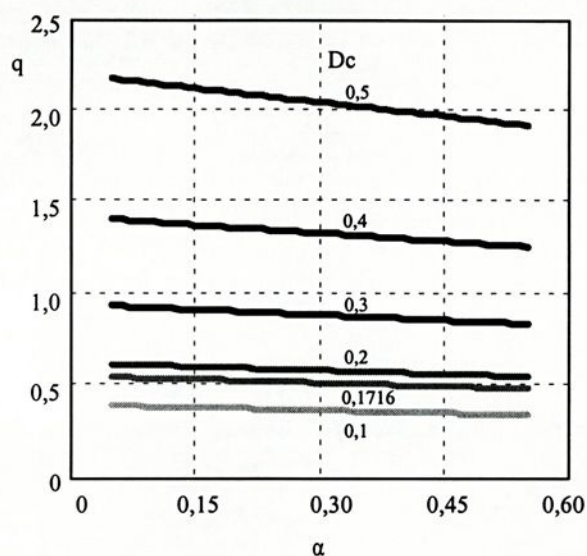
$$R_{carga} < R_{crítica} = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s}{(1 - D_c)^2} \quad (3.82)$$

Onde:

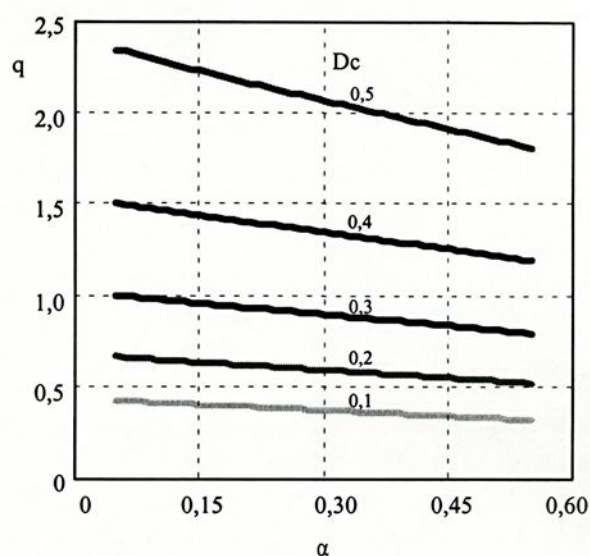
R_{carga} = Resistência de carga;

$R_{crítica}$ = Resistência de carga para a condução crítica.

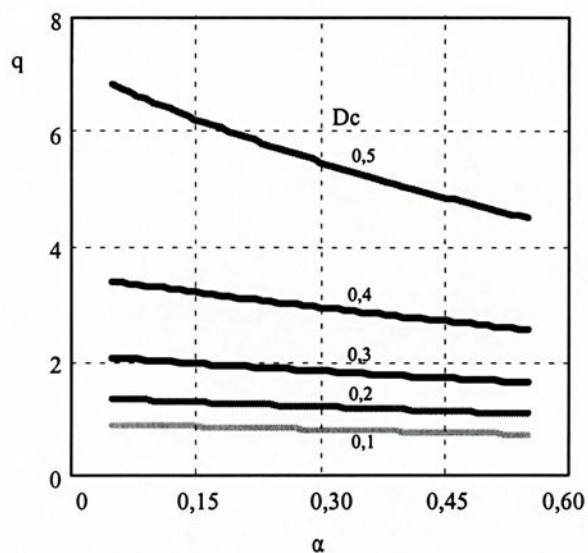
A Figura (3.1) apresenta o ganho estático (q) para diferentes valores de β e f , em função de α , tomando-se como parâmetros a razão cíclica de comando D_c , para o conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM em análise.



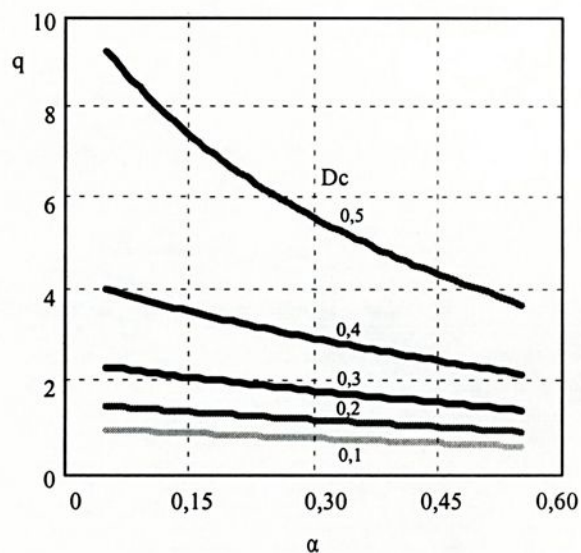
(a) $\beta=0,6$ e $f=0,2$



(b) $\beta=0,3$ e $f=0,2$



(c) $\beta=0,6$ e $f=0,4$



(d) $\beta=0,3$ e $f=0,4$

Fig. (3.1) – Ganho estático para o novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

Verifica-se a partir dos resultados apresentados na Figura (3.1) que o conversor proposto pode operar tanto como elevador de tensão ($q > 1$), quanto como abaixador ($q < 1$). Observa-se ainda que, quanto maior a relação f , maior a influência dos parâmetros ressonantes na operação PWM do conversor, ou seja, maior influência no ganho estático da estrutura.

Quanto à influência do parâmetro β , pode ser observado que à medida em que ele aumenta, melhora a regulação da tensão, como pode ser observado nas figuras 3.1(a) e 3.1(b). Contudo, este fato apresenta o inconveniente de aumentar o volume do indutor de ressonância L_{r2} em relação ao indutor L_{r1} , o que acarreta maior influência nas perdas do conversor.



CAPÍTULO 4– Metodologia de Projeto e Resultados de Simulação

4.1 – Projeto do Estágio de Potência

4.1.1 –Dados

$$\begin{array}{ll} P_o = 400 \text{ W} & V_o = 110 \text{ V} \\ f_s = 20 \text{ kHz} & V_{in} = 220 \text{ V} \\ V_{in-min} = 187 \text{ V} & \eta = 95\% \text{ (mínima eficiência adotada)} \end{array}$$

4.1.2 – Corrente de Entrada (I_s)

A corrente de entrada (I_s) é dada por (4.1).

$$I_s = \frac{P_o}{\eta V_{in}} \quad (4.1)$$

Logo,

$$I_s = 1,91 \text{ A}$$

A máxima corrente de entrada ($I_{Smáx}$) é dada por (4.2).

$$I_{Smáx} = \frac{P_o}{\eta(V_{in-min})} \quad (4.2)$$

Assim,

$$I_{Smáx} = 2,252 \text{ A}$$

4.1.3 – Elementos Ressonantes

De tal forma que a influência dos parâmetros ressonantes não seja elevada e satisfazendo as condições de operação, equações (3.40) e (3.42), será adotado os parâmetros provenientes da Figura 3.1 (a), onde:

$$\beta = 0,6; \quad f = 0,2 \quad e \quad \alpha_{máx} = 0,5$$

Com,

$$\alpha_{máx} < \beta \quad (4.3)$$

E,

$$\alpha_{máx} = \frac{I_{Smáx} + I_m}{V_o + V_e} \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.4)$$

A corrente média nominal na saída (I_o) é dada pela equação (4.5)

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.5)$$

Assim, $I_o = 3,636A$

Com:

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{F(\alpha, \beta, f, Dc)}{1 - F(\alpha, \beta, f, Dc)} = 0,5$$

Então,

$$\frac{L_{r2}}{C_r} = 596,47 \left[\frac{H}{F} \right] \quad (4.6)$$

Com:

$$f = \frac{f_s}{f_{01}} = 0,2$$

Então:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} C_r}} = 2\pi f_{01} \quad (4.7)$$

Logo, $L_{r2} \cdot C_r = 2,5330 \cdot 10^{-12} [H.F]$

Portanto, obtém-se os seguintes parâmetros para o circuito ressonante:

$$L_{r2} = 38,87 \mu H$$

$$C_r = 65,17 nF$$

Assim,

$$L_{r1} = 64,783 \mu H;$$

Adota-se então:

$$L_{r1} = 64,8 \mu H;$$

$$L_{r2} = 38,9 \mu H;$$

$$C_r = 67,0 nF$$



4.1.4 – Razão Cíclica Nominal de Controle ($D_{c_{nom}}$)

A razão cíclica de controle é dada em função do ganho estático desejado para o conversor e dos parâmetros de projeto anteriormente calculados. Assim com: $q = \frac{V_o}{V_{in}} = 0,5$ e Figura 3.1 (a), para carga nominal correspondente à $\alpha_{máx} = 0,5$, tem-se que:

$$D_{c_{nom}} = 0,1716$$

O intervalo de comando para a chave auxiliar S_2 é dado pela equação (3.67). Assim,

$$\frac{\Delta T}{T} = 0,129$$

4.1.5 – Tempo Máximo de Atuação da Chave Auxiliar (S_2)

O tempo máximo de atuação da chave auxiliar S_2 é dado pela equação (4.8).

$$\Delta T_{Cmáx} = \frac{1}{\omega_{02}} \left[\frac{\pi \sqrt{1 + \beta}}{2} + 2\pi - \arccos(-\beta) \right] \quad (4.8)$$

Então:

$$\Delta T_{Cmáx} = 7,619 \mu s$$

4.1.6 – Filtro de Entrada (L_1) e Filtro de Saída (C_o)

Os filtros de entrada e saída são calculados através das equações (4.9) e (4.10) respectivamente.

$$L_1 = \frac{V_{in} F(\alpha, \beta, f, D_c)}{\Delta I L_{1máx} f_s} \quad (4.9)$$

$$C_o \geq \frac{P_o}{2\pi f_s I_o \Delta V_c} \quad (4.10)$$

Adotando-se:

$$\Delta I L_{1máx} = 20\% \text{ de } I_s; \quad \Delta V_c = 5\% \text{ de } V_o$$

Com:

$$I_o = 3,6363 \text{ A}$$

$$F(\alpha, \beta, f, D_c) = 0,3333$$

Então,

$$L_1 = 8,1 \text{ mH} \quad e \quad C_0 \geq 159,16 \mu F$$

Adota-se portanto:

$$L_1 = 8,0 \text{ mH} \quad e \quad C_0 = 220 \mu F$$

4.1.7 – Indutor de Magnetização (L_m) e Capacitor de Transferência de Energia (C_e)

O indutor de magnetização e o capacitor de transferência de energia são calculados através das equações (4.11) e (4.12), respectivamente

$$L_m > \frac{L_{eq} \cdot L_1}{L_1 - L_{eq}} \quad (4.11)$$

$$C_e \geq \frac{F}{R_{cargamín} f_s \left[\frac{\Delta V_e}{V_o} \right]} \quad (4.12)$$

Tendo-se que:

$$L_{eq} > \frac{(1-F)^2 \cdot R_{cargamín}}{2 \cdot f_s} \quad (4.13)$$

Adotando-se

$$\Delta V_e = 25\% \text{ de } V_{in} ; R_{cargamín} = 30 \Omega$$

Com:

$$F = 0,3333$$

Então, adota-se que:

$$C_e = 2,0 \mu F \quad e \quad L_m = 1,0 \text{ mH}$$

CAPÍTULO 5 – Simulação para o novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

5.1– Topologia

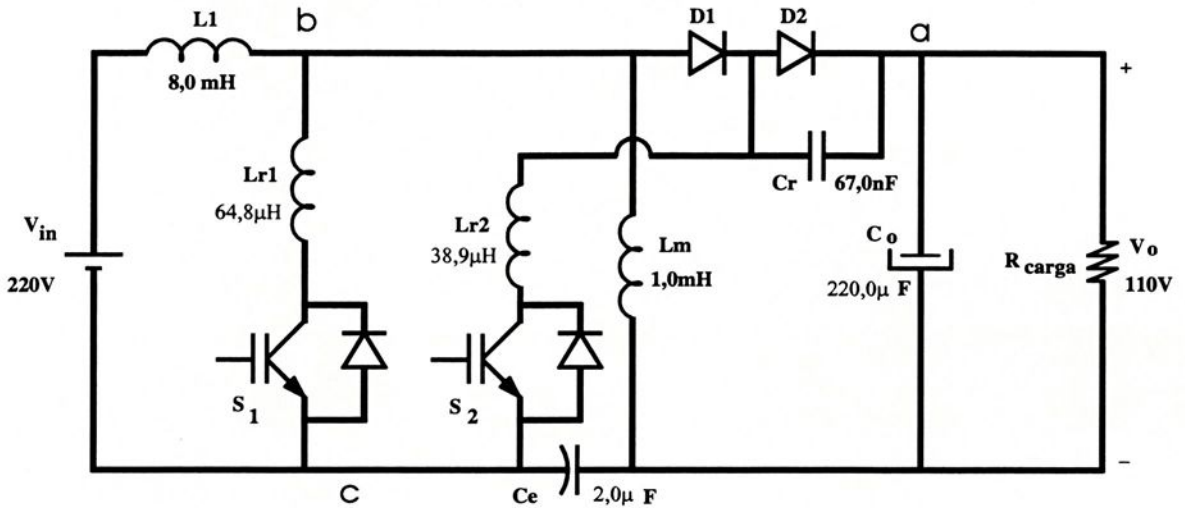


Fig. (5.1) – Exemplo de projeto – Novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM

A Figura (5.1) representa o novo conversor CC/CC Sepic ZCS PWM com os parâmetros obtidos na metodologia de projeto.

5.2– Tempo de condução máximo da chave auxiliar e tempo de atuação da chave principal

O intervalo de tempo máximo de controle para a chave auxiliar S_2 é dado pela expressão (4.8).

Então,

$$\Delta T_{c_{\max}} = 7,619 \mu s$$

Para a chave principal, dos resultados anteriores e de acordo com o diagrama de controle da Figura (5.2), tem-se que:

$$D_c = 0,1716 \quad e \quad D_c \cdot T = 8,58 \mu s$$

Onde:

$$T = 1/f_s = 50\mu s$$

Então:

$$F \cdot T = 16,667\mu s$$

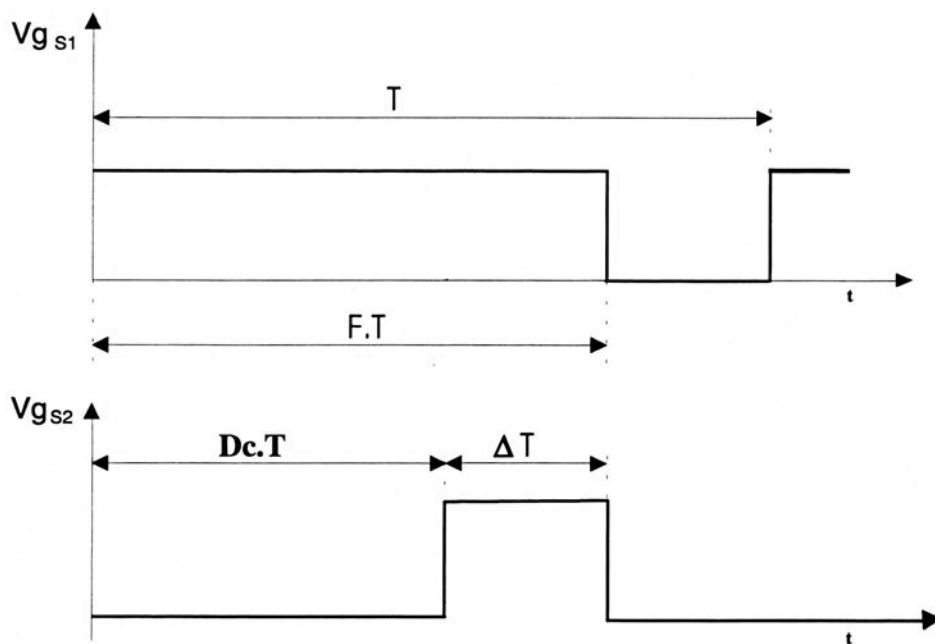


Fig. (5.2) – Comandos de gate para as chaves principal (S_1) e auxiliar (S_2).

5.3 – Listagem do Programa Para Simulação (PSPICE)

NOVO CONVERSOR CC-CC ZCS-PWM SEPIC

V1 1 0 DC 220

L1 1 2 8.0m IC=7.2

Lr1 2 3 64.8u IC=0

S1 3 50 10 0 CHAVE

DS1 50 0 diodo

DS1 0 3 DIODO

Lr2 4 5 38.9u IC=0

S2 5 60 20 0 CHAVE

DS2 0 5 DIODO

D2 60 0 DIODO

D1 2 4 DIODO

LM 6 2 1.0m

C_e 6 0 2u IC=220

D2 4 7 DIODO

Cr 4 7 67n

Co 7 6 220u IC=100

RL 7 6 30

*CONTROLE

V10 10 0 pulse(0 15 0 50n 50n 16.5u 50.0u)

V20 20 0 pulse(0 15 9.2u 50n 50n 7.3u 50.0u)

*.LIB C:\MSIM60\LIB\DIODE.LIB

.model diodo D

.model chave VSWITCH(ROFF=0.2E6 VON=8.0 VOFF=5.0)

.tran 200.0n 30m 20m 200.0n UIC

.probe

.options itl4=100 itl5=0 abstol=1.000u vntol=1.000m reltol=1E-2;

.end

5.4 – Resultados de Simulação

A Figura (5.3) apresenta os resultados de simulação, relacionando as tensões de entrada e saída, verificando-se a operação como abaixador de tensão.

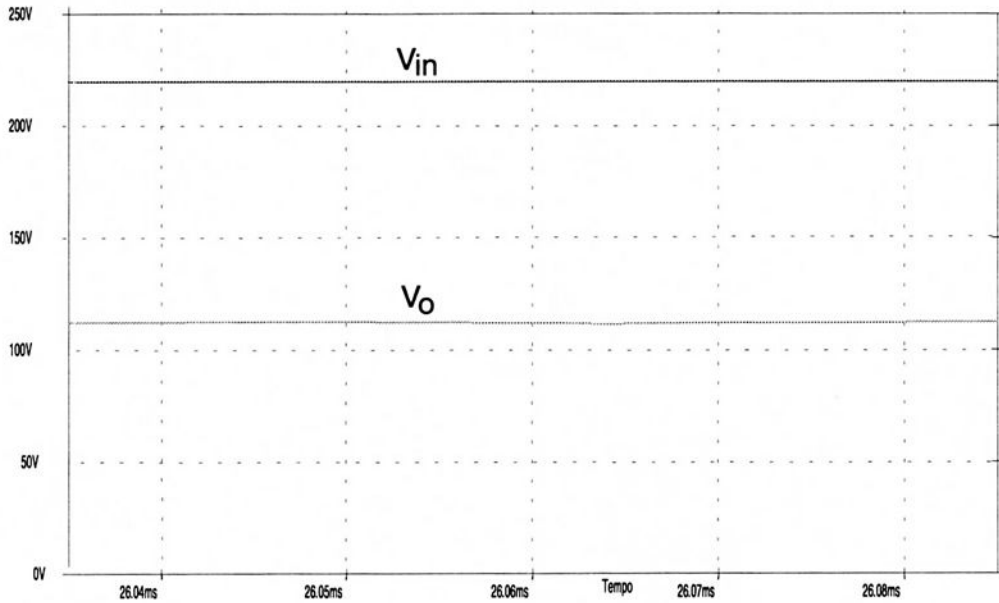


Fig. (5.3) – Formas de onda das tensões de entrada e saída.

A Figura (5.4) apresenta as principais formas de ondas da estrutura analisada, verificando-se correspondências com aquelas obtidas na análise teórica.

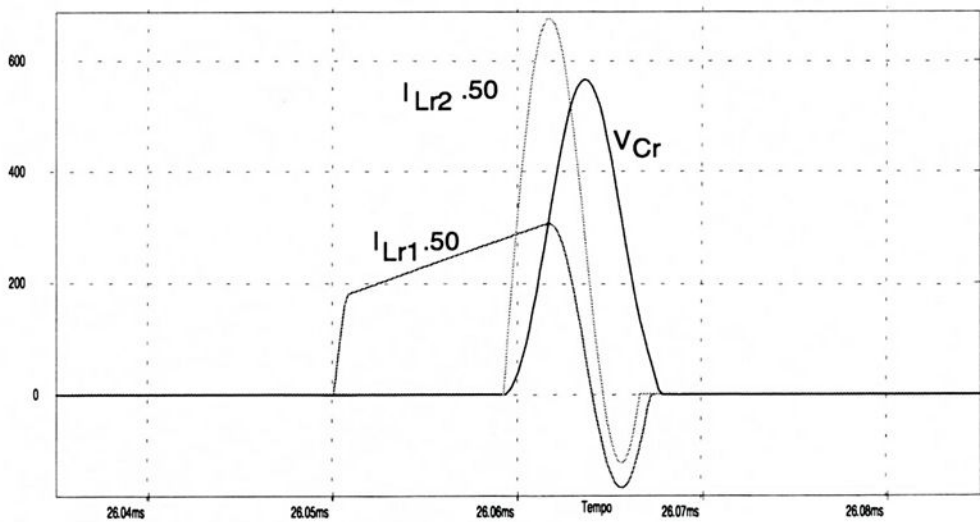


Fig. (5.4) – Formas de onda da tensão no capacitor C_r , e das correntes através de L_{r1} e L_{r2} .

As Figuras (5.5) e (5.6) apresentam as formas de onda de tensão sobre as chaves S_1 e S_2 , assim como, as correntes através das mesmas. Verifica-se nestes resultados que a comutação em ambas as chaves é do tipo ZCS na entrada em condução e ZCS e ZVS no bloqueio das mesmas, em concordância com os resultados apresentados na análise teórica.

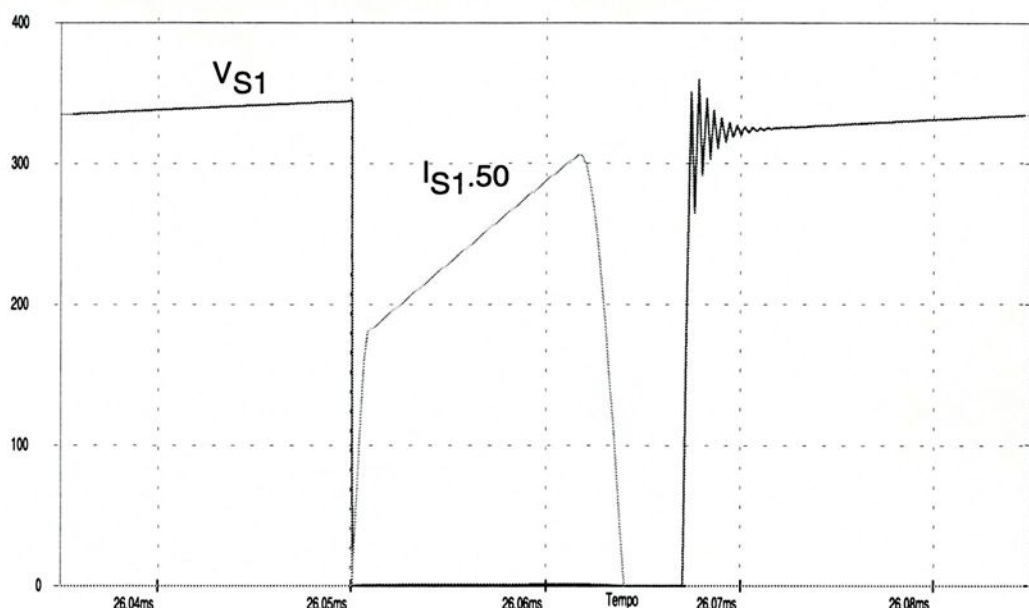


Fig. (5.5) – Formas de onda da tensão e da corrente através de S_1 .

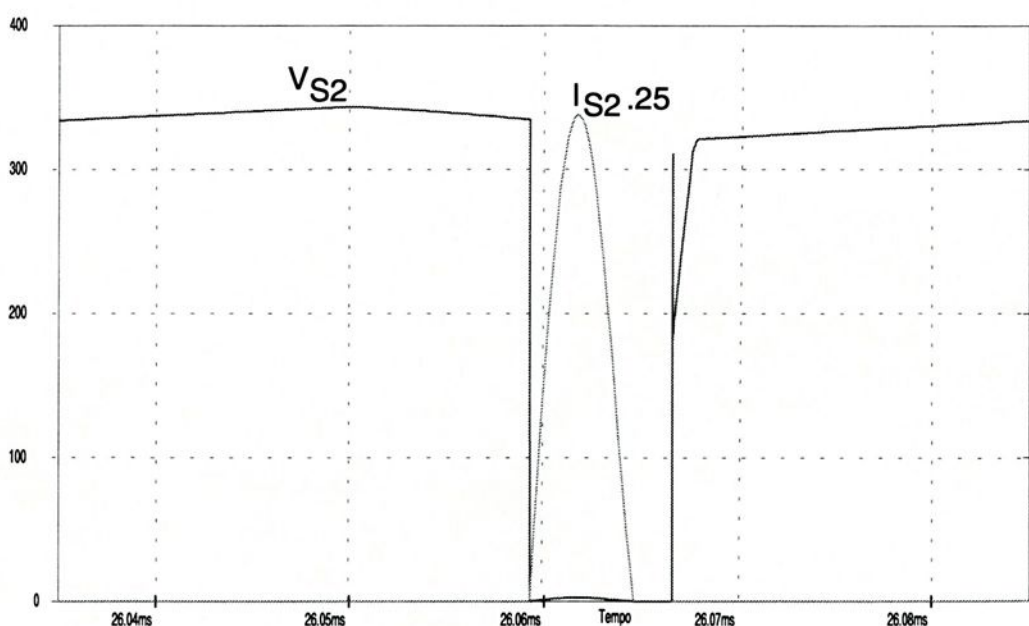


Fig. (5.6) – Formas de onda da tensão e da corrente através de S_2 .

A Figura (5.7) apresenta-se os resultados para a corrente de entrada e corrente de carga, para carga nominal.

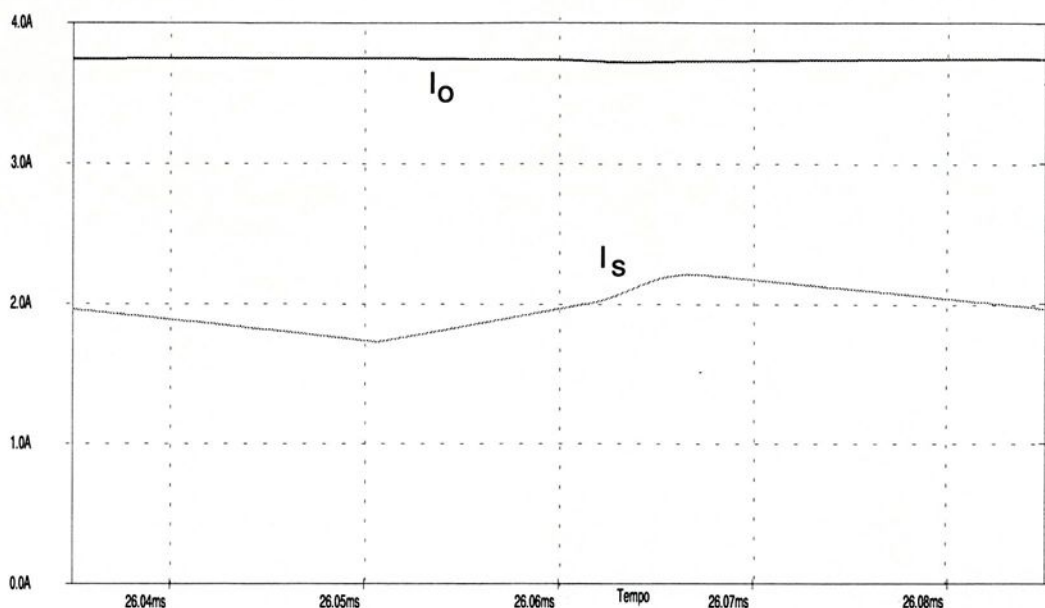


Fig. (5.7) – Formas de onda das correntes de entrada e saída.

Na Figura (5.8) apresentam-se os resultados para a corrente e a tensão sobre o diodo D_1 para carga nominal, verificando-se que o mesmo entra em condução ZVS, sem problemas de recuperação reversa durante o bloqueio.

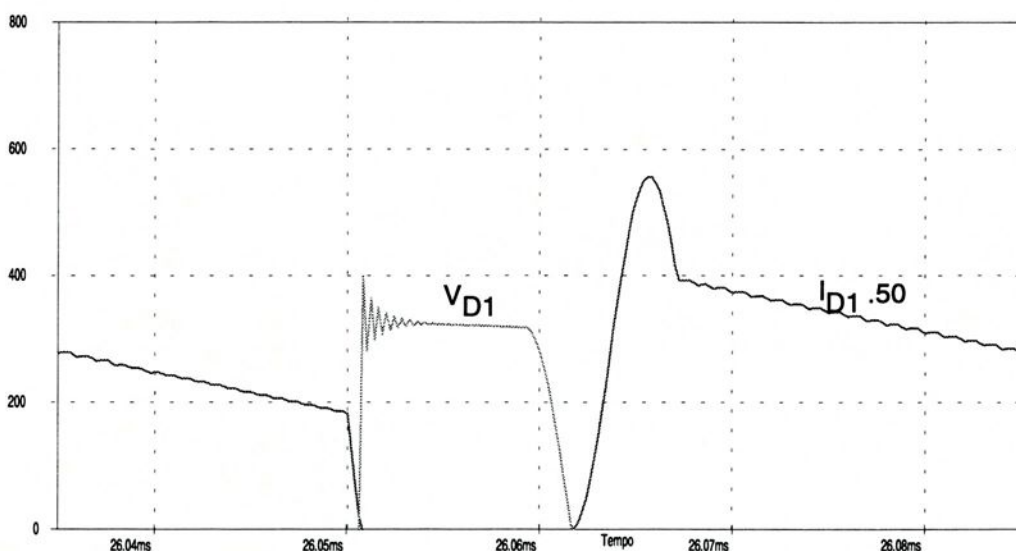


Fig. (5.8) – Formas de onda da tensão e da corrente através do diodo D_1 .

Na Figura (5.9) apresentam-se os resultados para a corrente e a tensão sobre o diodo D_2 para carga nominal, verificando-se que D_2 também comuta de forma ZVS na entrada em condução, não apresentando recuperação reversa durante seu bloqueio.

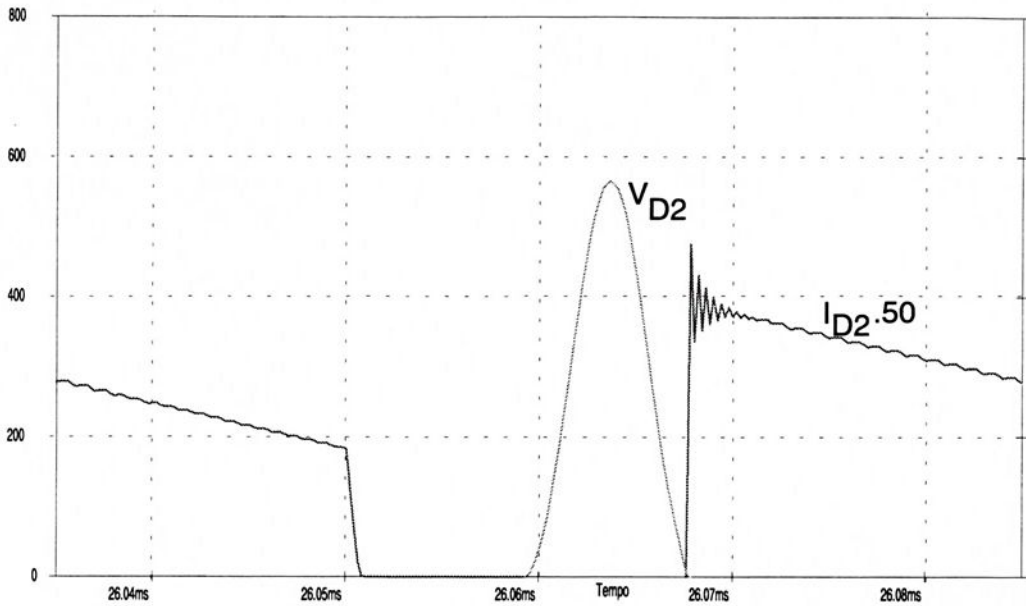


Fig. (5.9) – Formas de onda da tensão e da corrente através do diodo D_2

5.4.1 – Valores Máximos de Tensões sobre $S_1, S_2, D_1, D_2, D_{S1}, D_{S2}, C_e$ e C_r

Apresenta-se a seguir os esforços de tensão obtidos por simulação:

$$\begin{aligned} V_{S1p} &= 391,2V & V_{DS1p} &= 391,2V & V_{Crp} &= 567,0V \\ V_{S2p} &= 344,4V & V_{DS2p} &= 344,4V & V_{D1p} &= 551,8V \\ V_{D2p} &= 567,0V & V_{Cep} &= 231,1V \end{aligned}$$

5.4.2 – Valores máximos de correntes através $S_1, S_2, D_1, D_2, D_{S1}, D_{S2}, L_1, L_{r1}, L_{r2}, L_M$

Apresenta-se a seguir os esforços de corrente obtidos por simulação:

$$\begin{aligned} I_{S1p} &= 6,1A & I_{DS1p} &= 3,4A & I_{D1p} &= 11,1A \\ I_{S2p} &= 13,5A & I_{DS2p} &= 2,5A & I_{D2p} &= 10,1A \\ IL_{1p} &= 2,2A & IL_{m_p} &= 5,7A & IL_{r1p} &= 6,1A \\ IL_{r2p} &= 13,5A \end{aligned}$$

5.4.3 – Valores Médios na Carga

$$V_o = 112,2V \quad I_o = 3,7A \quad P_o = 419,5W$$

5.4.4 – Correntes Médias em $S_1, S_2, D_1, D_2, D_{S1}$ e D_{S2}

Os valores médios das correntes, obtidos por simulação são a seguir apresentados:

$$I_{S1} = 1,14 A \quad I_{DS1} = 136,5 mA \quad I_{D1} = 4,6 A$$

$$I_{S2p} = 13,5 A \quad I_{DS2} = 65,5 mA \quad I_{D2} = 3,7 A$$

5.4.5 - Correntes Eficazes nos Indutores L_1, L_{r1}, L_{r2}, L_m e nos Capacitores C_r e C_e

Os valores eficazes das correntes, obtidas por simulação são a seguir apresentados:

$$IL_{1RMS} = 1,97 A \quad IL_{r1RMS} = 2,6 A \quad I_{CeRMS} = 4,71 A$$

$$I_{CrRMS} = 4,71 A \quad IL_{r2RMS} = 3,1 A \quad IL_{mRMS} = 3,9 A$$

CAPÍTULO 6 – Dimensionamento do Circuito Experimental e Especificações

6.1 – Filtro de Entrada (L_1)

Sejam os seguintes dados para L_1 :

$$\begin{aligned} L_1 &= 8,0mH & IL_{1p} &= 2,20A \\ B_{MÁX} &= 250mT & IL_{1RMS} &= 1,97A \\ J_{MÁX} &= 300A/cm^2 \end{aligned}$$

6.1.1 – Núcleo para L_1

O núcleo para L_1 é obtido através de (6.1).

$$Ae \cdot Aw = \frac{L_1 \cdot IL_{1p} \cdot IL_{1RMS} \cdot 10^4}{Kw \cdot B_{MÁX} \cdot J_{MÁX}} \quad (6.1)$$

Com: $Kw = 0,7$

Assim,

$$Ae \cdot Aw = 6,6 \text{ cm}^4$$

Desta forma, adota-se o núcleo: EE 55 com $Ae = 3,54 \text{ cm}^2$, da Thornton.

6.1.2 – Número de Espiras e Entreferro para L_1

O número de espiras para L_1 é obtido de (6.2).

$$NL_1 = \frac{L_1 \cdot IL_{1p} \cdot 10^4}{B_{MÁX} \cdot Ae} \quad (6.2)$$

Assim,

$$NL_1 = 199 \text{ espiras}$$

O entreferro para o núcleo de L_1 é dado por (6.3).

$$lg_{L1} = \frac{NL_1^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L_1} \quad (6.3)$$

Onde: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ [SI]}$

Assim,

$$lg_{L1} = 0,22 \text{ cm}$$



6.1.3 – Seção do Fio para L_1

A seção de cobre para o fio de L_1 é dado por (6.4).

$$S_{CuL1} = \frac{IL_{1RMS}}{J_{MÁX}} \quad (6.4)$$

Logo,

$$S_{CuL1} = 0,0066 \text{ cm}^2$$

Portanto, adota-se o fio 18 AWG.

6.2 – Indutor de Ressonância (Lr_1)

Sejam os seguintes dados para Lr_1 :

$$Lr_1 = 64,8 \mu H \quad ILr_{1p} = 6,1 A$$

$$B_{MÁX} = 250 mT \quad ILr_{1RMS} = 1,14 A$$

$$J_{MÁX} = 300 A / \text{cm}^2$$

6.2.1 – Núcleo para Lr_1

O núcleo para Lr_1 é obtido pela equação (6.5).

$$Ae \cdot Aw = \frac{Lr_1 \cdot ILr_{1p} \cdot ILr_{1RMS} \cdot 10^4}{Kw \cdot B_{MÁX} \cdot J_{MÁX}} \quad (6.5)$$

Assim:

$$Ae \cdot Aw = 0,0858 \text{ cm}^4$$

Desta forma, adota-se núcleo EE 25 com $Ae = 0,399 \text{ cm}^2$, da Thornton.

6.2.2 – Número de Espiras e Entreferro para Lr_1

O número de espiras para Lr_1 é dado pela equação (6.6).

$$NLr_1 = \frac{Lr_1 \cdot ILr_{1p} \cdot 10^4}{B_{MÁX} \cdot Ae} \quad (6.6)$$

Assim,

$$NLr_1 = 40 \text{ espiras}$$

O entreferro para o núcleo de L_{r1} é obido através de (6.3), com os parâmetros do item 6.2.

Assim:

$$lg_{L_{r1}} = 0,123 \text{ cm}$$

6.2.3 – Seção do Fio para L_{r1}

A secção de fio para L_{r1} é obtida através da equação (6.4), com os parâmetros de 6.2.

Assim:

$$S_{CuL_{r1}} = 0,0038 \text{ cm}^2$$

Portanto, adota-se o fio 21 AWG.

6.3 – Indutor de Ressonância (L_{r2})

Sejam os seguintes dados para L_{r2} :

$$L_{r2} = 38,9 \mu H$$

$$IL_{r2p} = 13,5 A$$

$$B_{M\acute{A}X} = 250 mT$$

$$IL_{r2RMS} = 0,83 A$$

$$J_{M\acute{A}X} = 300 A / cm^2$$

6.3.1 – Núcleo para L_{r2}

O núcleo para L_{r2} é obtido pela equação (6.7).

$$Ae \cdot Aw = \frac{L_{r2} \cdot IL_{r2p} \cdot IL_{r2RMS} \cdot 10^4}{Kw \cdot B_{M\acute{A}X} \cdot J_{M\acute{A}X}} \quad (6.7)$$

Assim:

$$Ae \cdot Aw = 0,0832 \text{ cm}^4$$

Desta forma, adota-se o núcleo EE 25 com $Ae = 0,399 \text{ cm}^2$, da Thornton.

6.3.2 – Número de Espiras e Entreferro para L_{r2}

O número de espiras de L_{r2} é dado pela equação (6.8)

$$NL_{r2} = \frac{L_{r2} \cdot IL_{r2p} \cdot 10^4}{B_{M\acute{A}X} \cdot A_e} \quad (6.8)$$

Assim,

$$NL_{r2} = 53 \text{ espiras}$$



O entreferro para o núcleo de L_{r2} é obtido através de (6.3), com os parâmetros do item 6.3, assim:

$$l_{g_{Lr2}} = 0,36 \text{ cm}$$

6.3.3 – Seção do Fio para L_{r2}

A secção de fio para L_{r2} é obtida através da equação (6.4), com os parâmetros de 6.3. Assim:

$$S_{CuLr2} = 0,0028 \text{ cm}^2$$

Portanto, adota-se o fio 23 AWG.

6.4 – Indutor de Magnetização (L_m)

Sejam os seguintes dados para L_m :

$$L_m = 1 \text{ mH}$$

$$I_{L_{mp}} = 5,7 \text{ A}$$

$$B_{M\acute{A}X} = 250 \text{ mT}$$

$$I_{L_{mRMS}} = 3,90 \text{ A}$$

$$J_{M\acute{A}X} = 300 \text{ A/cm}^2$$

6.4.1 – Núcleo para L_m

O núcleo para L_m é obtido através da equação (6.1), com os parâmetros de 6.4.

Assim:

$$A_e \cdot A_w = 4,212 \text{ cm}^4$$

Desta forma, adota-se o núcleo EE 55 com $A_e = 3,54 \text{ cm}^2$ da Thornton.

6.4.2 – Número de Espiras e Entreferro de L_m

O número de espiras para L_m é dado pela equação (6.2), com os parâmetros de 6.4.

$$N_{Lm} = 64 \text{ espiras}$$

O entreferro para o núcleo de L_m é obtido através de (6.3), com os parâmetros de 6.4.

Assim:

$$l_{g_{Lm}} = 0,18 \text{ cm}$$



6.4.3 – Seção do Fio para L_m

A seção do fio para L_m é obtida através da conforme equação (6.4), com os parâmetros do item 6.4, assim:

$$S_{CuLm} = 0,013 \text{ cm}^2$$

Portanto, adota-se o fio 16 AWG.

6.5 – Filtro de Saída (C_o)

Sejam os seguintes dados para C_o :

$$C_o = 220 \mu F$$

$$V_{Comax} = 112V$$

Adota-se capacitores auto CV eletrolítico - SIEMENS $220 \mu F / 400V$, conforme arranjo da Figura (6.1), reduzindo-se a resistência série equivalente.

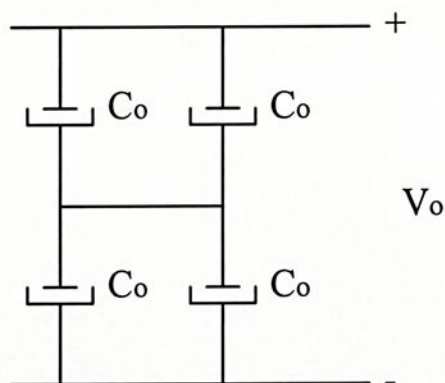


Fig (6.1) – Arranjo adotado para o filtro de saída.

6.6 – Capacitor de Transferência de Energia (C_e)

Sejam os dados para C_e :

$$C_e = 2,0 \mu F$$

$$V_{CeMAX} = 231,0V$$

$$I_{CeRMS} = 4,69A$$

Adota-se: Capacitor polipropileno- $2,0 \mu F / 600V$.

6.7 – Diodo (D_1)

Sejam os seguintes dados para D_1 :

$$V_{D1p} = 551,8V$$

$$I_{D1p} = 11,1A$$

$$I_{D1} = 4,6A$$

$$I_{D1RMS} = 5,46A$$

Adota-se: MUR 8100 Ultra-rápido com $t_{rr} = 50\mu s$, $Tj_{MAX} = 175^\circ C$; $Rjc = 1,67^\circ C/W$; $Rca = 46,52^\circ C/W$, da Motorola.

6.8 – Diodo (D_2)

Sejam os seguintes dados para D_2 :

$$V_{D2p} = 567,0V$$

$$I_{D2p} = 10,1A$$

$$I_{D2} = 3,7A$$

$$I_{D2RMS} = 4,7A$$

Adota-se: MUR 8100

6.9 – Chave Principal (S_1)

Sejam os seguintes dados para S_1 :

$$V_{S1p} = 391,2V$$

$$I_{S1p} = 6,1A$$

$$I_{S1} = 1,14A$$

Adota-se: IRGBC30U da International Rectifier com as seguintes características:

$$Ic = 12A$$

$$Tj_{max} = 150^\circ C$$

$$V_{CES} = 600V$$

$$RjC = 1,2^\circ C/W$$

$$R_{cd} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

6.10 – Chave Auxiliar (S_2) com Diodo em Anti-Paralelo

Sejam os seguintes dados para S_2 :

$$V_{S2p} = 344,4 \text{ V}$$

$$I_{S2p} = 13,5 \text{ A}$$

$$I_{S2} = 0,83 \text{ A}$$

$$I_{DS2} = 65,5 \text{ mA}$$

Adota-se: HGTG3N60C3D - Harris com as seguintes características:

Diodo em antiparalelo ultra-rápido

$$I_C = 6 \text{ A}$$

$$T_{j\text{máx}} = 150^\circ\text{C}$$

$$V_{CES} = 600 \text{ V}$$

$$R_{jC} = 3,75 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

6.11 – Diodo em antiparalelo com S_1 (DS_1)

Sejam os seguintes dados para DS_1 :

$$V_{DS1p} = 391,2 \text{ V}$$

$$I_{DS1p} = 3,4 \text{ A}$$

$$I_{DS1} = 136,5 \text{ mA}$$

Adota-se: MUR 8100 Ultra-rápido da Motorola.

CAPÍTULO 7 – Resultados Experimentais

7.1 - Resultados Experimentais

Na Figura (7.1) apresenta-se o circuito de potência implementado, com os componentes especificados.

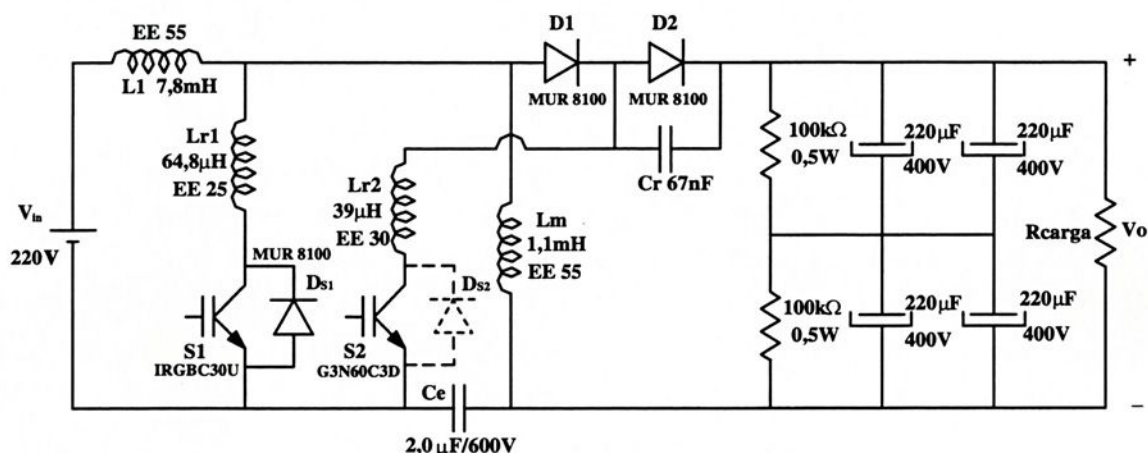


Fig. (7.1) – Circuito de potência implementado.

Na Figura (7.2) apresenta-se a lógica de comando empregada para geração de sinais de controle do conversor apresentado na Figura (7.1).

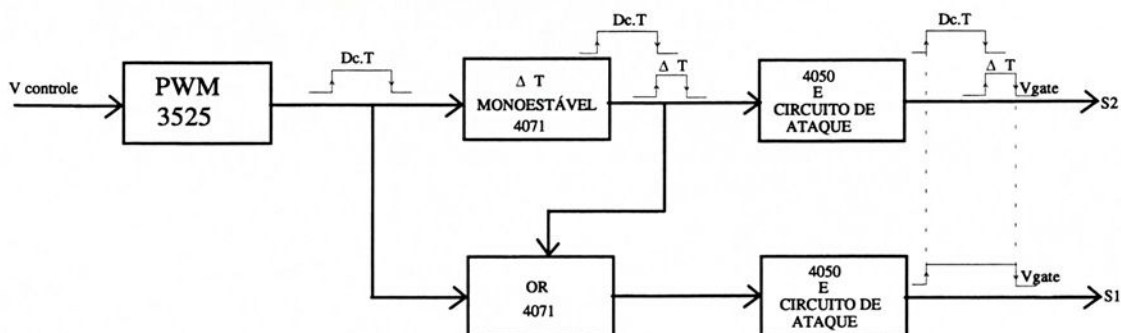


Fig. (7.2) – Lógica de comando empregada.

A Figura (7.3), apresenta o circuito de comando para o novo conversor CC/CC Sepic ZCS –PWM em malha aberta de tensão.

A Figura (7.4) apresenta a foto do protótipo implementado.

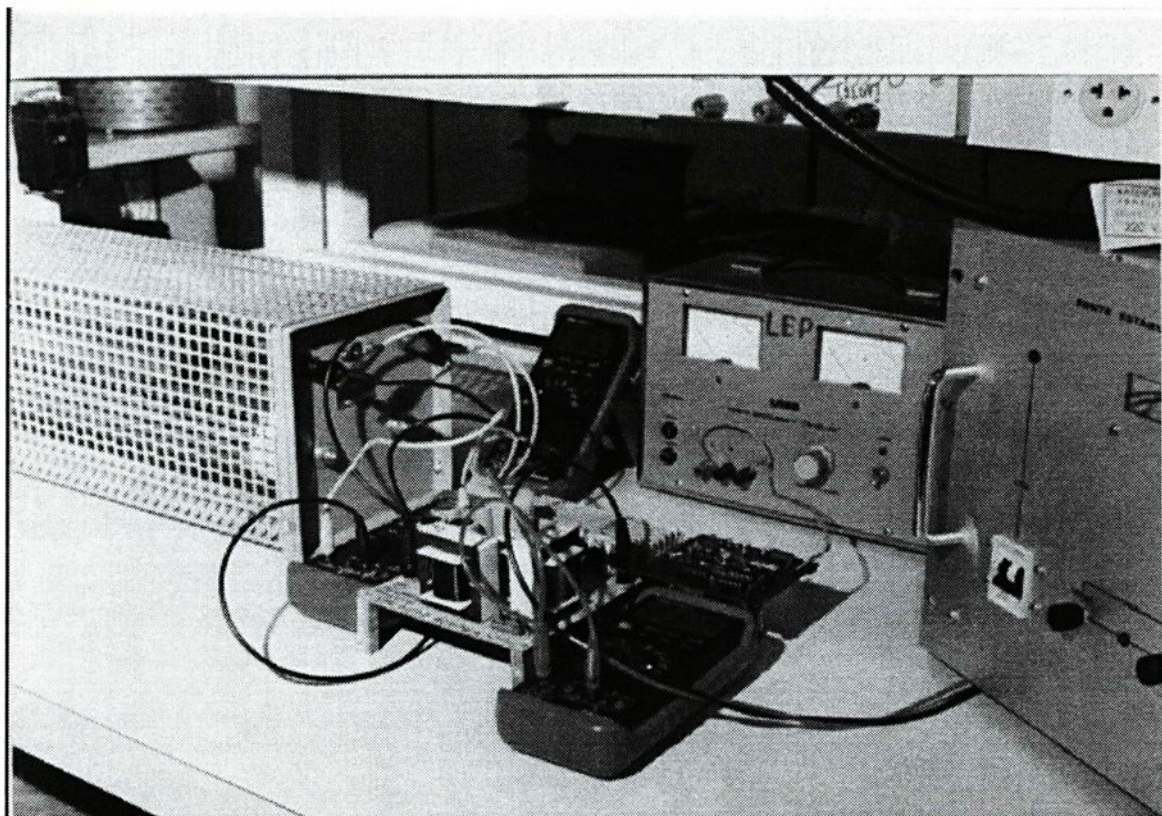
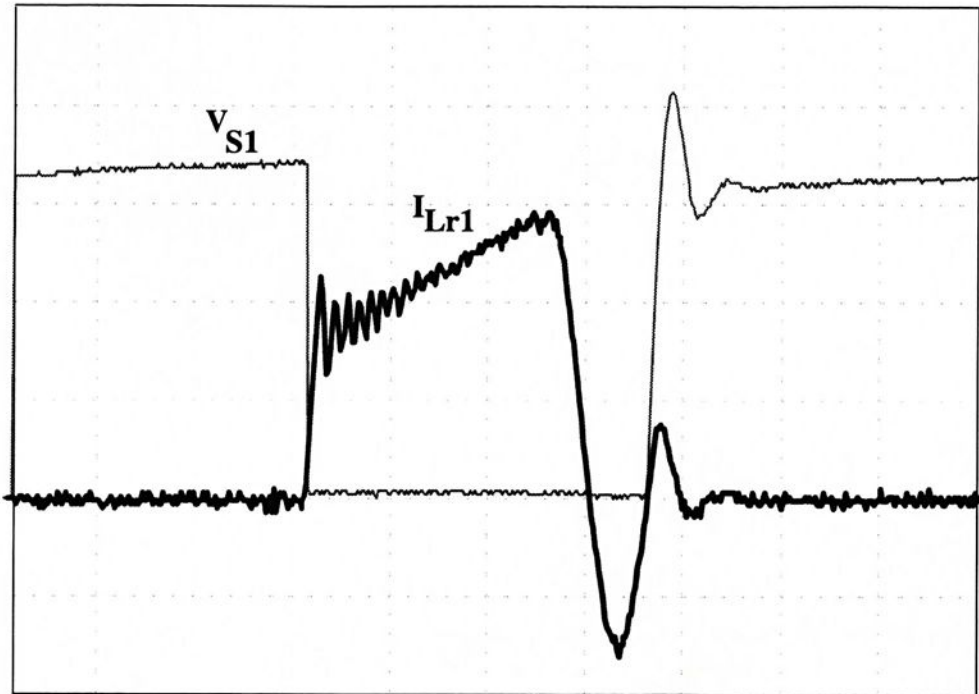


Fig. (7.4) – Foto da montagem do novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM.

A corrente através de L_{r1} e a tensão sobre a chave principal, obtidas experimentalmente para carga nominal, são apresentadas na Figura (7.5).

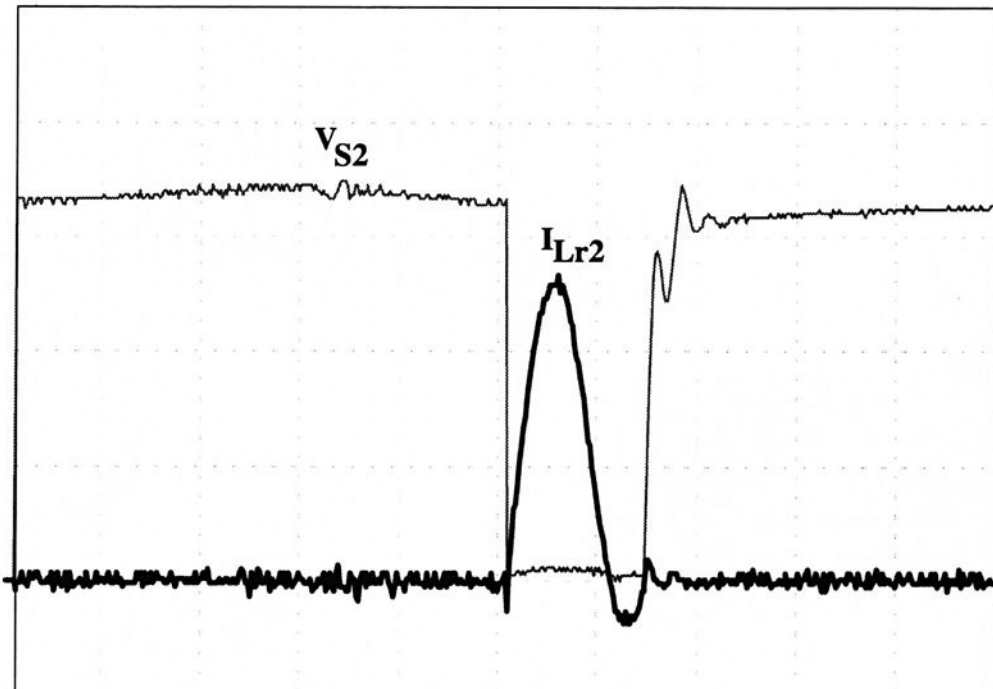
Verifica-se nos resultados da Figura (7.5) que as comutações para a chave principal são do tipo ZCS na entrada em condução e ZCS/ZVS durante o bloqueio.

Na Figura (7.6) apresentam-se a corrente através de L_{r2} e a tensão sobre a chave auxiliar S_2 , para carga nominal.



Escala de tempo: $5\mu\text{s}/\text{div}$
 tensão: $100\text{V}/\text{div}$ e corrente: $2\text{A}/\text{div}$

Fig. (7.5) - Tensão sobre S_1 e corrente através de L_{r1}



Escala de tempo: $5\mu\text{s}/\text{div}$
 tensão: $100\text{V}/\text{div}$ e corrente: $5\text{A}/\text{div}$

Fig. (7.6) - Tensão sobre S_2 e corrente através de L_{r2}

Da análise dos resultados apresentados na Figura (7.6), verifica-se que as comutações para a chave auxiliar são também não dissipativas e do tipo ZCS na entrada em condução e ZCS/ZVS durante o bloqueio.

Portanto, as comutações tanto para a chave principal quanto para a auxiliar são isentas de perdas, de forma que devemos esperar para este conversor, um rendimento mais elevado do que para o conversor PWM convencional para a mesma potência.

Na Figura (7.7) apresenta-se o rendimento obtido experimentalmente em função da potência de saída, demonstrando que o rendimento do conversor se mantém praticamente constante e elevado em larga faixa de variação de carga, sendo igual à aproximadamente 95% para carga nominal.

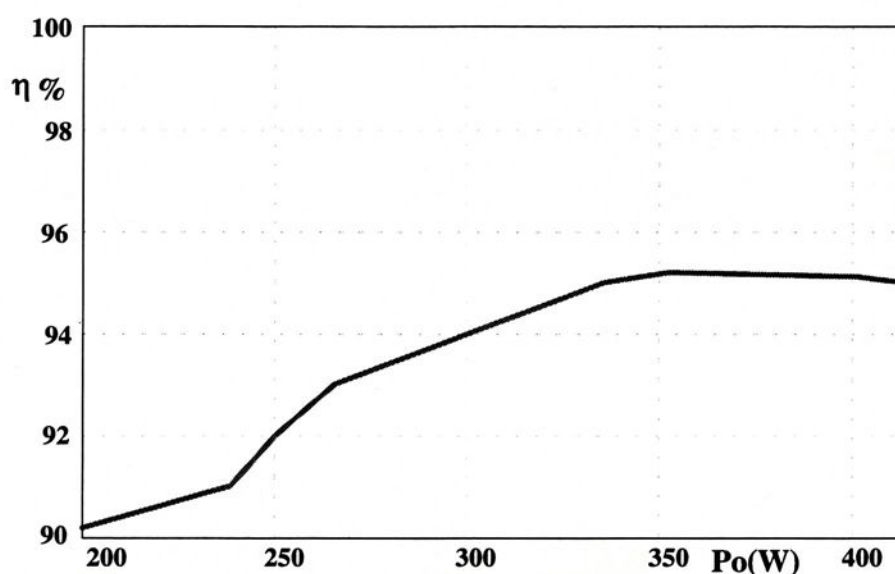


Fig. (7.7) - Rendimento Experimental

Portanto, os resultados obtidos experimentalmente possibilitam a aplicação deste conversor Sepic, para a potência em análise, o que provavelmente, não ocorreria para o conversor PWM convencional que nesta faixa de potência apresenta rendimento inferior à 80%, conforme pode ser observado na bibliografia existente.

Espera-se também que a eliminação das perdas de chaveamento, contribuam para a redução de interferências de origem eletromagnéticas conduzidas e irradiadas neste conversor proposto. Deve-se salientar ainda que as interferências de origem eletromagnéticas também dependem do layout proposto para o conversor e dos componentes utilizados.

CAPÍTULO 8 – Proposta de Continuidade do Trabalho

8.1 – Introdução

Como continuidade para este trabalho propomos a análise de um novo conversor CC/CC SEPIC ZCS – PWM isolável, utilizando-se a célula de comutação apresentada na Figura (8.1) e proposta em [23].

Quando esta nova célula é aplicada ao conversor SEPIC, apresentado na Figura (8.2), obtém-se um novo conversor ZCS – PWM com possibilidades de se aplicar a isolação a partir de L_m . Com esta nova célula, além de se conseguir a isolação do conversor, fato desejável em muitas aplicações, obtém-se uma estrutura onde as chaves comandadas estão no mesmo referencial de massa, facilitando as estruturas de comando, e ainda, sem a necessidade da isolação do circuito de regulação de tensão, uma vez que, também a carga se encontra no mesmo referencial dos elementos comandados.

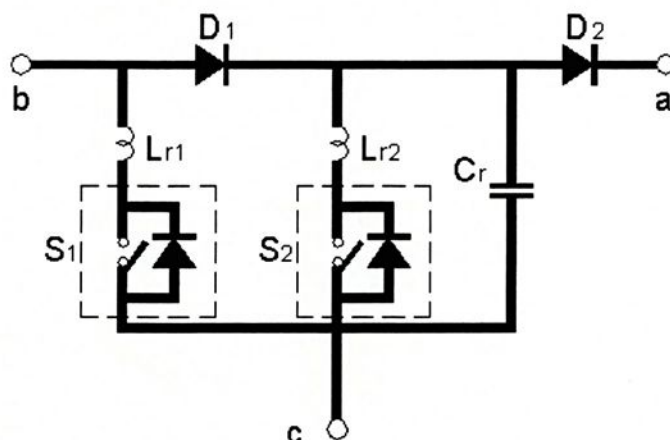


Fig. (8.1) - Nova célula de comutação ZCS-PWM proposta em [23].

A Figura (8.2) apresenta o novo conversor CC/CC SEPIC ZCS-PWM isolável.

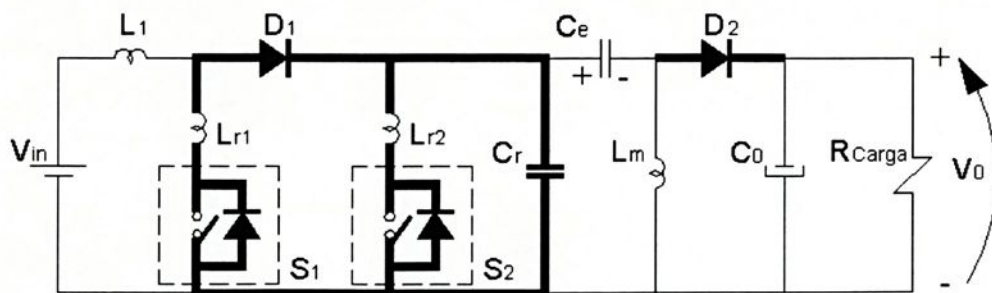


Fig. (8.2) - Um novo conversor CC/CC ZCS-PWM SEPIC isolável.

8.2 – O Novo Conversor CC/CC SEPIC ZCS – PWM

Da mesma forma que na análise do conversor apresentado no capítulo 2, assumiremos algumas simplificações na sentido de facilitar a análise e descrição do novo conversor SEPIC proposto na Figura. (8.2). Desta forma considera-se que:

- O conversor opera em regime permanente;
- O filtro de entrada L_1 , associado a fonte de tensão V_{in} , será aproximado por uma fonte de corrente constante I_S ;
- O indutor L_m é tal que será considerado como uma fonte de corrente constante I_m ;
- O capacitor C_e será admitido como uma fonte de tensão V_e ;
- A tensão de saída V_o é considerada constante;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

Na Figura. (8.3), estão representadas as formas de onda idealizadas para o novo conversor CC-CC SEPIC ZCS-PWM proposto.

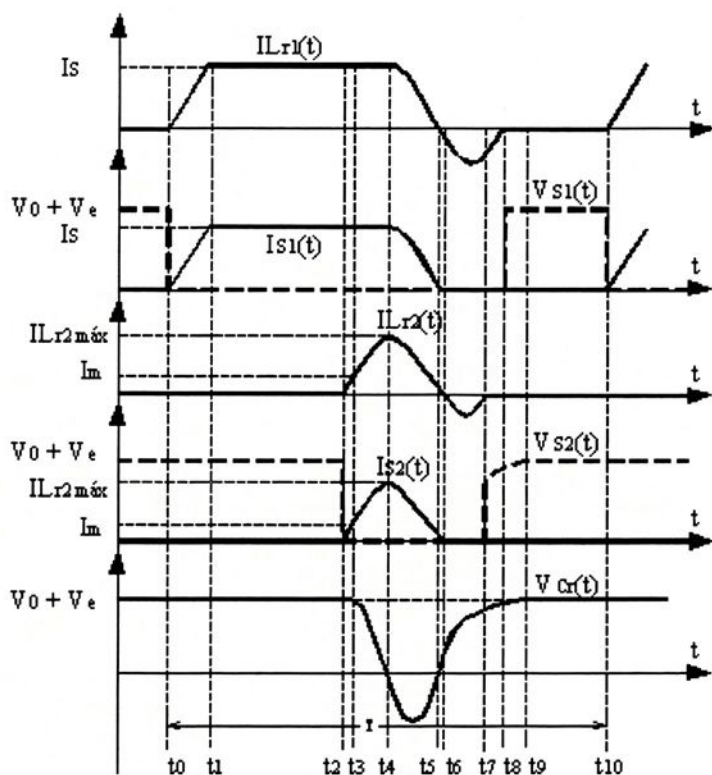


Fig.(8. 3) – Principais formas de onda teóricas obtidas.

Da análise da Figura (8.3) observa-se que as comutações tanto para a chave principal (S_1), quanto para a auxiliar (S_2) continuam sendo do tipo sob corrente nula (ZCS). Verifica-se ainda que os diodos D_1 e D_2 comutam com tensão nula (ZVS) e que não ocorrem efeitos de recuperação reversa de corrente sobre as chaves S_1 e S_2 .

Além das vantagens que o presente conversor incorpora ao oferecer condições de isolamento e facilitar o comando, verifica-se que a corrente através da chave principal (I_S) é menor do que aquela apresentada pelo conversor Sepic convencional ($I_S + I_m$), propiciando a redução das perdas por condução neste elemento e favorecendo o aumento do rendimento desta nova estrutura.

8.2.1 - Análise de Funcionamento do Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS - PWM

Apresenta-se a seguir a análise das etapas de funcionamento deste novo conversor proposto.

ETAPA 1 - $[t_0, t_1]$, Figura 8.4.

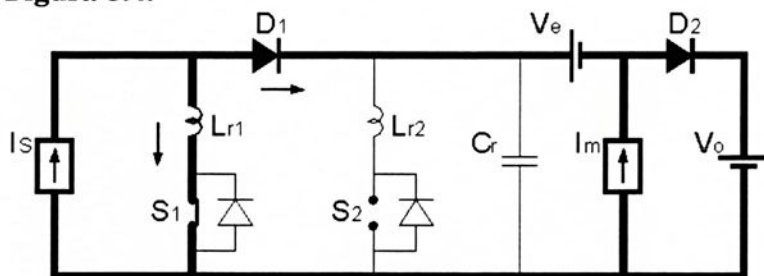


Fig.(8.4) - Intervalo $[t_0, t_1]$.

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} I_{Lr1}(t_0) &= I_{Lr2}(t_0) = 0 \\ V_{Cr}(t_0) &= V_o + V_e \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

Em $t = t_0$, S_1 é comandada para a condução com corrente nula (ZCS), a corrente em L_{r1} evolui linearmente até I_S , assim:

$$\left. \begin{aligned} I_{Lr1}(t_1) &= I_s \\ I_{Lr2}(t_1) &= 0 \\ I_{D2}(t_1) &= I_m \\ V_{Cr}(t_1) &= V_o + V_e \end{aligned} \right\} \quad (8.2)$$

Assim que a corrente I_{Lr1} atingir I_s em $t = t_1$, o diodo D_1 é bloqueado encerrando a primeira etapa.

ETAPA 2 - $[t_1, t_2]$, Figura 8.5.

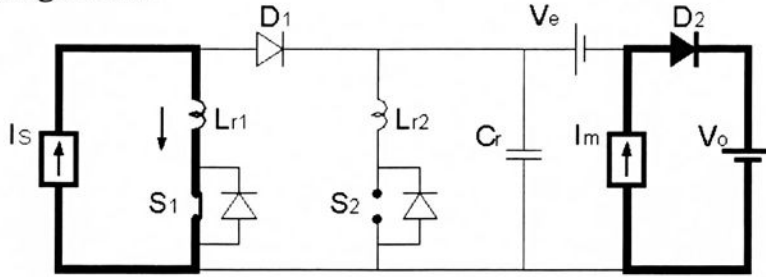


Fig. (8.5) - Intervalo $[t_1, t_2]$

Nesta etapa S_1 permanece conduzindo, e como não ocorrem mudanças de nas variáveis de estado do conversor, em $t = t_2$ tem-se que:

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_2) &= V_o + V_e \\ I_{Lr1}(t_2) &= I_s \\ I_{Lr2}(t_2) &= 0 \\ I_{D2}(t_2) &= I_m \end{aligned} \right\} \quad (8.3)$$

Em $t = t_2$, S_2 é comandado para a condução com corrente nula (ZCS) para oferecer condições de bloqueio não dissipativo à chave principal S_1 .

ETAPA 3 - $[t_2, t_3]$, Figura 8.6.

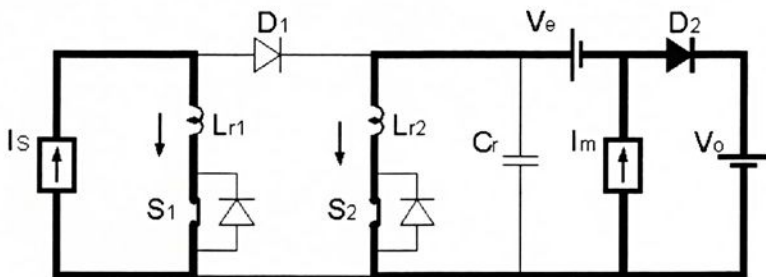


Fig. (8.6) - Intervalo $[t_2, t_3]$

Em $t = t_2$ a chave auxiliar S_2 é comandada para a condução. A corrente em L_{r2} evolui de forma linear, até que em $t=t_3$ ocorre o bloqueio de D_2 , assim:

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_3) &= V_o + V_e \\ IL_{r1}(t_3) &= I_s \\ IL_{r2}(t_3) &= I_m \\ I_{D1}(t_3) &= 0 \\ I_{D2}(t_3) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8.4)$$

ETAPA 4 - $[t_3, t_4]$, Figura 8.7.

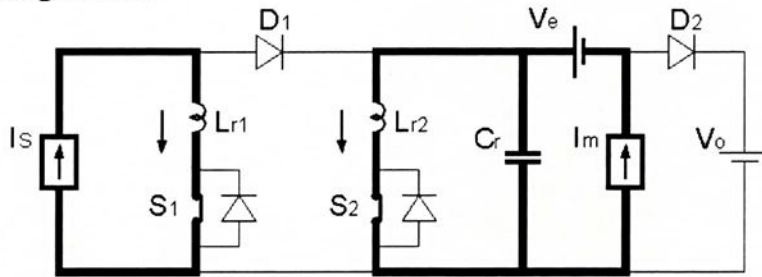


Fig. (8.7) - Intervalo $[t_3, t_4]$.

Com o bloqueio de D_2 a tensão em C_r evolui de forma ressonante com L_{r2} .

Em $t = t_4$, tem-se que a tensão $V_{Cr}(t_4)=0$ e D_1 entra em condução com tensão nula (ZVS).

Desta forma:

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_4) &= 0 \\ IL_{r1}(t_4) &= I_s \\ IL_{r2}(t_4) &= I_4 \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

ETAPA 5 - $[t_4, t_5]$, Figura 8.8.

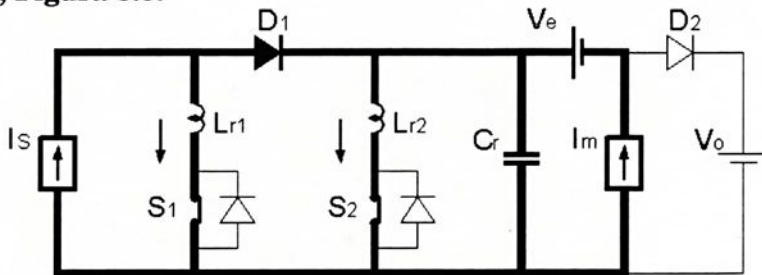


Fig. (8.8) - Intervalo $[t_4, t_5]$.

Com a entrada de D_1 em condução, as correntes em L_{r2} e L_{r1} evoluem de forma ressonante com C_r , sendo que, L_{r1} e L_{r2} são associados em paralelo.

Em $t = t_5$, com a inversão de IL_{r1} , o diodo em anti-paralelo com a chave S_1 entra em condução, assim:

$$\left. \begin{aligned} IL_{r1}(t_5) &= 0 \\ IL_{r2}(t_5) &= I_5 > 0 \\ V_{Cr}(t_5) &= V_5 \end{aligned} \right\} \quad (8.6)$$

ETAPA 6 - $[t_5, t_6]$, Figura 8.9.

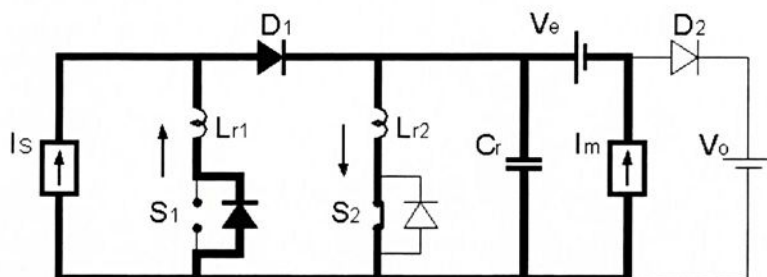


Fig. (8.9) - Intervalo $[t_5, t_6]$.

Nesta etapa as correntes em L_{r2} e L_{r1} continuam evoluindo de forma ressonante com C_r .

Em $t = t_6$, com a inversão de IL_{r2} , o diodo em anti-paralelo com a chave auxiliar S_2 (D_{S2}) entra em condução, temos:

$$\left. \begin{aligned} IL_{r2}(t_6) &= 0 \\ IL_{r1}(t_6) &= I_6 \\ V_{Cr}(t_6) &= V_6 \end{aligned} \right\} \quad (8.7)$$

ETAPA 7 - $[t_6, t_7]$, Figura 8.10.

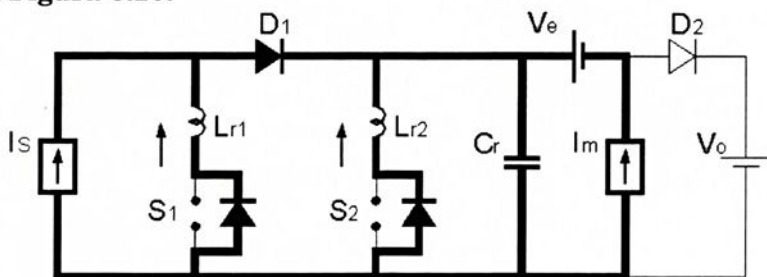


Fig. (8.10) - Intervalo $[t_6, t_7]$.

Com a inversão das correntes em L_{r2} e L_{r1} durante este intervalo, os interruptores S_1 e S_2 são bloqueados de forma ZCS e ZVS.

As correntes em L_{r2} e L_{r1} continuam evoluindo de forma ressonante com C_r , até que em $t = t_7$, temos:

$$\left. \begin{aligned} IL_{r1}(t_7) &= I_7 \\ IL_{r2}(t_7) &= 0 \\ V_{Cr}(t_7) &= V_7 \end{aligned} \right\} \quad (8.8)$$

Em $t = t_7$ ocorre o bloqueio do diodo em anti-paralelo com a chave auxiliar S_2 .

ETAPA 8 - $[t_7, t_8]$, Figura 8.11.

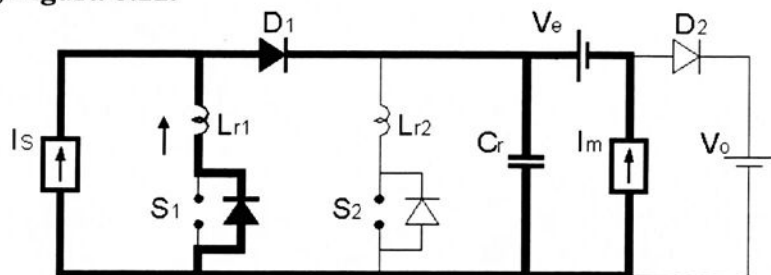


Fig. (8.11) - Intervalo $[t_7, t_8]$.

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

$$\left. \begin{aligned} IL_{r1}(t_8) &= 0 \\ V_{Cr}(t_8) &= V_8 \end{aligned} \right\} \quad (8.9)$$

Em $t=t_8$ ocorre o bloqueio do diodo em anti-paralelo com a chave principal S_1 .

ETAPA 9 - $[t_8, t_9]$, Figura 8.12.

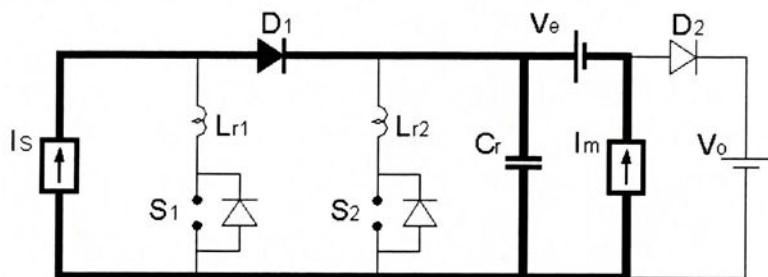
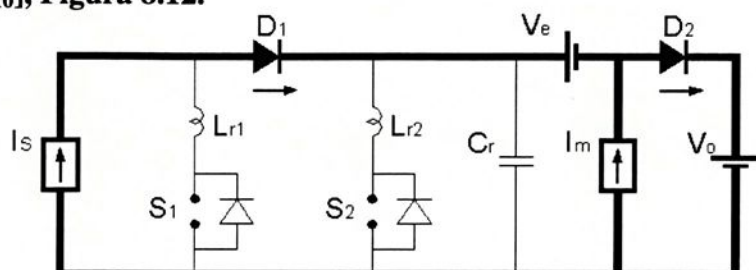


Fig. (8.12) - Intervalo $[t_8, t_9]$.

Nesta etapa ocorre a carga linear de C_r com corrente constante $(I_s + I_m)$, até que em $t = t_9$, tem-se que:

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_9) &= V_o + V_e \\ IL_{r1}(t_9) &= 0 \\ IL_{r2}(t_9) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8.10)$$

Desta forma, em $t = t_9$ o diodo D_2 entra em condução com tensão nula (ZVS).

ETAPA 10 – $[t_9, t_{10}]$, Figura 8.12.

Fig. (8.12) - Intervalo $[t_9, t_{10}]$.

Esta é a principal etapa deste conversor, pois ocorre a transferência de potência para a carga, permanecendo as variáveis de estado inalteradas até que S_1 novamente seja comandada para um novo período de funcionamento.

$$\left. \begin{aligned} V_{Cr}(t_{10}) &= V_o + V_e \\ I_{Lr1}(t_{10}) &= 0 \\ I_{Lr2}(t_{10}) &= 0 \\ I_{D1}(t_{10}) &= I_s \\ I_{D2}(t_{10}) &= I_s + I_m \end{aligned} \right\} \quad (8.11)$$

8.3 – Verificação por Simulação para o Novo Conversor CC/CC Sepic ZCS – PWM Proposto

Com a finalidade de se verificar as características descritas pela análise de funcionamento deste novo conversor Sepic ZCS – PWM proposto como continuidade para trabalhos futuros à esta dissertação de mestrado, apresenta-se neste item os resultados de simulação para um exemplo de operação com características de abaixador de tensão.

Os parâmetros utilizados para simulação são os seguintes:

Dados:

$$V_{in} = 220V$$

$$V_o = 110V$$

$$P_o = 500W$$

$$f_s = 20 \text{ kHz}$$

Parâmetros do Circuito de potência:

$$L_1 = 3mH$$

$$C_r = 67nF$$

$$L_m = 3mH$$

$$C_e = 2,9\mu F$$

$$L_{r1} = 48\mu H$$

$$C_o = 2000\mu F$$

$$L_{r2} = 20\mu H$$

$$R_{Carga} = 24,2\Omega$$

8.3.1 – Resultados de Simulação

A seguir são apresentas as principais formas de onda obtidas em simulação, verificando-se a análise realizada para o novo conversor proposto

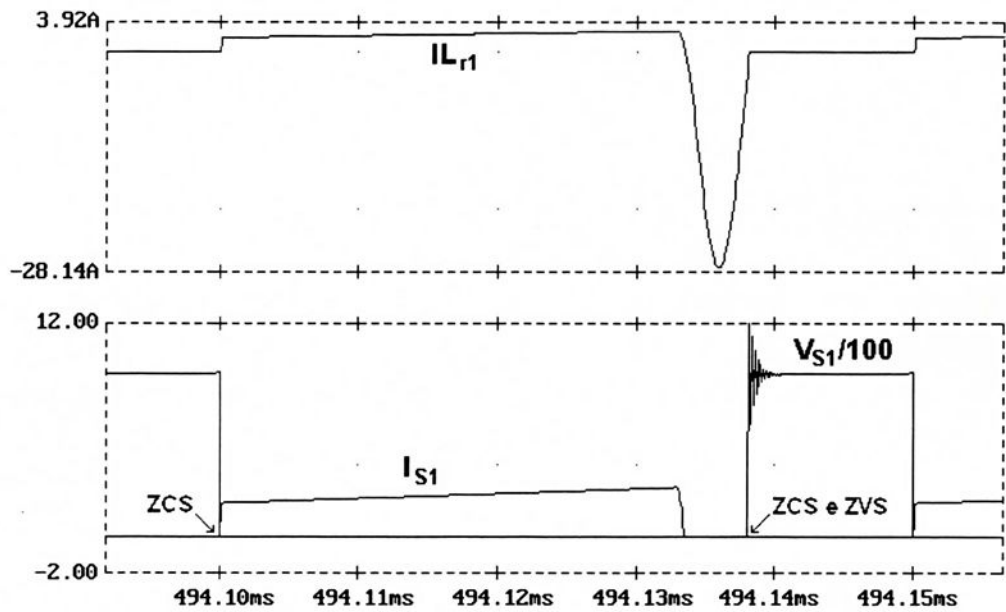


Fig. (8.13) – Corrente através do indutor L_{r1} , da chave S_1 e tensão sobre S_1 , para carga nominal.

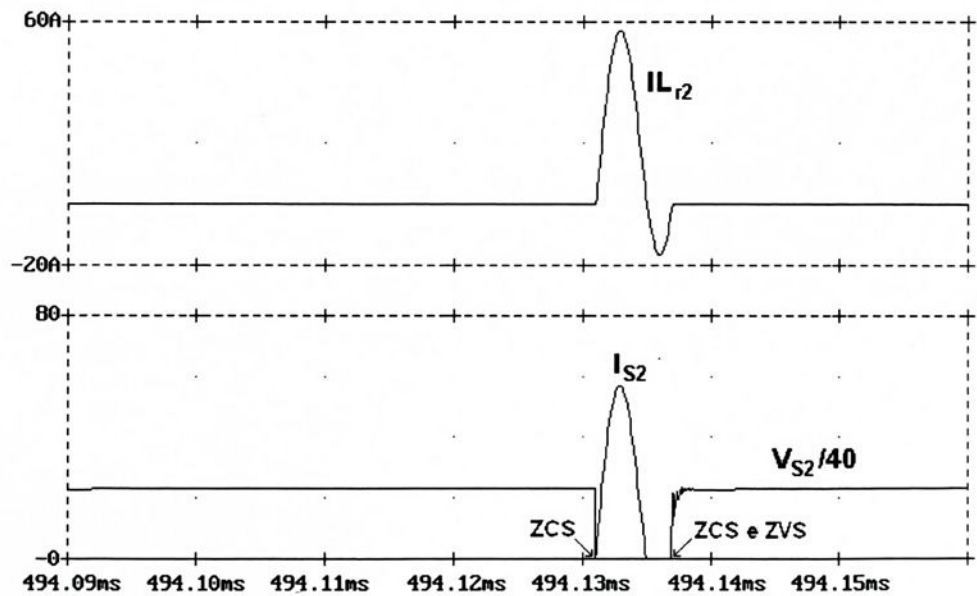


Fig. (8.14) – Corrente através do indutor L_{r2} , da chave S_2 e tensão sobre S_2 , para carga nominal.

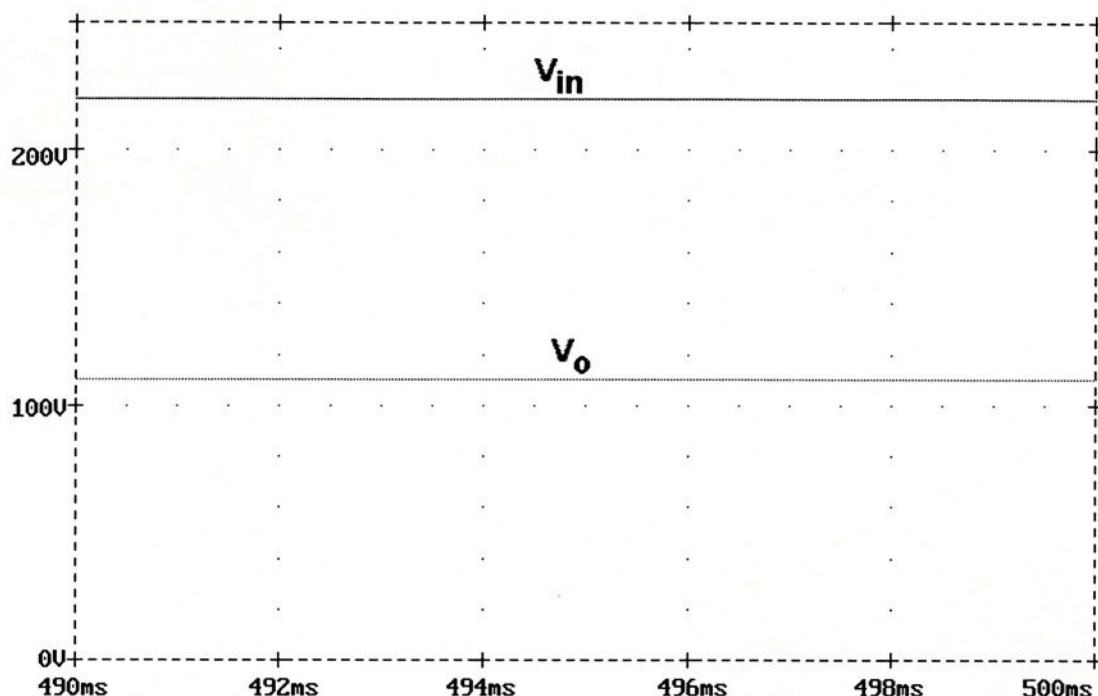


Fig. (8.15) – Tensões de entrada e saída, para carga nominal.

Dos resultados apresentados em simulação verifica-se a operação do conversor como abaixador de tensão, além do que, as comutações tanto para S_1 quanto para S_2 são do tipo sob corrente nula (ZCS) na entrada em condução, assim como, corrente nula e tensão nula (ZCS/ZVS) durante o bloqueio.

8.4 – Conclusões

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

- Os interruptores comandados (S_1 e S_2) operam com comutação não dissipativa do tipo ZCS;
- Os interruptores não comandados (D_1 e D_2) operam com comutação não dissipativa do tipo ZVS;
- O circuito de comando é simples e provê a operação com frequência constante, se encontrando no mesmo referencial para S_1 , S_2 e carga;
- A estrutura possibilita condições de isolamento à partir de L_m .

Portanto, propomos que a presente célula e sua aplicação sugerida no conversor Sepic seja motivo de investigação para futuros trabalhos, como continuidade desta dissertação de Mestrado.



CAPÍTULO 9 – Conclusões Gerais

9.1 – Conclusões Gerais

Estudou-se neste trabalho um novo conversor CC-CC Sepic ZCS-PWM com comutação não dissipativa do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM). Foram feitas análises teóricas e ensaios de laboratório que permitiram tirar algumas conclusões que são apresentadas a seguir.

O desenvolvimento teórico permitiu uma melhor compreensão do princípio de funcionamento da estrutura proposta, possibilitando o estudo do comportamento das correntes e tensões envolvidas o que possibilitou a análise de todas as etapas de funcionamento. Além disso, permitiu estabelecer uma metodologia de projeto para determinação dos parâmetros envolvidos para simulação e posterior implementação em laboratório.

A determinação da equação do ganho estático permitiu traçar curvas normalizadas mostrando as características abaixadora e elevadora do conversor proposto em função dos parâmetros α , β , f e D_c .

Pode-se observar através dos resultados de simulação e experimental, que a célula de comutação utilizada, apresentou as características desejadas, garantindo a comutação não dissipativa do tipo sob corrente nula para as chaves S_1 e S_2 . Observa-se ainda que, somente durante a comutação há energia reativa circulante em virtude da ressonância, fazendo com que haja reduzidas perdas em condução.

A comutação dos diodos D_1 e D_2 , são também não dissipativas e do tipo sob tensão nula, não apresentando problemas de recuperação reversa.

Quanto ao rendimento experimentalmente obtido, observa-se da Figura (7.6) que para carga nominal está em torno de 95%, demonstrando as qualidades da incorporação da célula de comutação proposta, para que tal eficiência fosse obtida.

O circuito de controle implementado é simples e garante boa operação para o conversor proposto.

Portanto, o conversor proposto e implementado, se mostrou apropriado para conversão CC/CC na operação como abaixador de tensão, incorporando elevado rendimento em larga faixa de variação de carga e, espera-se ainda que haja uma diminuição dos ruídos de origem eletromagnética em função da redução das derivadas de corrente e tensão na estrutura proposta.

Como continuidade deste trabalho foi proposto no Capítulo 8 uma nova célula ZCS – PWM que aplicada ao conversor Sepic possibilita condições de isolamento, mantendo todas as características anteriores, e, portanto se apresentando como viável para aplicações práticas.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Buchanan, E. d E. e Miller, E. J. "Resonant switching power conversion technique", IEEE PESC RECORDS, 1975, p. 188-193;
- [2] Schwarz, F. C. "An improved method of resonant current pulse modulation for power converters", IEEE PESC RECORDS, 1975, p. 194-204;
- [3] Liu, K. H. e Lee, F. C. "Resonant switches- A unified approach to improve performance of switching converters", IEEE INTELEC RECORDS, 1984, p. 344-351;
- [4] Liu, K. H., Oruganti, R. e Lee, F. C. "Resonant switches- Topologies and characteristics", IEEE PESC RECORDS, 1985, p. 62-67;
- [5] Liu, K. H. e Lee, F. C. "Zero-voltage swiching techniques in DC/DC converter circuits", IEEE PESC RECORDS, 1986, p. 58-70;
- [6] Tsai, F. S. e Lee, F. C. "Constant-frequency phase-controlled resonant power processor", IEEE IAS RECORDS, 1986, p. 617-622;
- [7] Patterson, O. D. e Divan, D. M. "Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter", IEEE PESC RECORDS, 1987, p. 424-430;
- [8] Boyer, S., Foch, H., Roux, J. e Metz, M. "Chopper and PWM inverter using GTO's in dual thyristor operation", EPE RECORDS, 1987, p. 383-389;
- [9] Meynard, T. A., Cheron, Y. e Foch, H. "Generalization of the resonant switch concept: structures and performance", EPE RECORDS, 1987, p. 239-244;
- [10] Barbi, I., Bolacell, J. C. O., Martins, D. C. e Libano, F. B. "Buck quasi-resonant converteroperating at constant frequency: analysis, design, and experimentation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.5, nº 3, 1990, p. 276-283;
- [11] Yang, L., Long, D. Z. e Lee, C. Q. "From variable to constant switching frequency topologies: A General approach", IEEE PESC RECORDS, 1993, p. 517-523;

- [12] Hua, G. e Lee, F. C. "A new class of new zero voltage switched PWM converter", HFPC RECORDS, 1991, p. 244-251;
- [13] Barbi, I., Martins, D. C. e Prado, R. N. "Effects of non-linear resonant inductor on the behavior of ZVS quasi-resonant converter", IEEE PESC RECORDS, p. 522-527;
- [14] Hua, G., Leu, C. S. e Lee, F. C. "Novel zero-voltage-transition PWM converters", IEEE PESC RECORDS, 1992, p. 55-61;
- [15] Martins, D. C., Seixas, F. J. M., Brilhante, J. A. e Barbi, I. "A family of DC-to-DC PWM converters using a new ZVS commutation cell", IEEE PESC RECORDS, 1993, p. 524-530;
- [16] Barbi, I. e Martins, D. C. "A true PWM zero-voltage switching pole with very low additional RMS current stress", IEEE PESC RECORDS, 1991, p. 261-267;
- [17] Rangan, R., Chan, D. Y., Yang, J. e Lee, J. "Application of insulated gate bipolar transistor to zero-current switching converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, nº 1, 1989, p. 02-07;
- [18] Lee, F. C., Wang, K., Hua, G. e Borojevic, D. "A comparative study of switching losses of IGBT's under hard-switching, zero-voltage switching and zero-current switching", IEEE PESC RECORDS, 1994, p. 1196-1204;
- [19] Jitaru, I. D. "Soft transitions power factor correction circuit", HFPC RECORDS, 1993, p. 202-208;
- [20] Hua, G., Yang, X., Jiang, Y. e Lee, F. C. "Novel zero-current-transition PWM converters", IEEE PESC RECORDS, 1993, p. 538-544;
- [21] Canesin, C. A. e Barbi, I. "Conversor CC/CC Sepic: Análise, princípio de operação, simulação e implementação", SEP'90 - Seminário de Eletrônica de Potência, Florianópolis(SC), 1990, p. 34-41;
- [22] Canesin, C. A. e Barbi, I. "A unity power factor multiple isolated outputs switching mode power supply using a single switch", IEEE APEC Records, Dallas-USA, 1991, p. 430-436.



- [23] Canesin, C. A. e Barbi, I. "Novel Zero-Current-Switching PWM Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, nº 3, junho - 1997, p. 372-381.
- [24] Lee, F. C. "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Techonogies", Proceedings of the IEEE, 1998, p. 377-390;
- [25] Dantas, F. D. e Canesin, C. A., "A new step down ZCS-PWM sepic converter", IEEE – Induscon'98, São Paulo – SP, artigo aceito para publicação em Setembro de 1998.



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

