



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**“Uma nova família de conversores CC-CC com comutação
não dissipativa do tipo com tensão nula e frequência de
chaveamento constante - ZVS - PWM ”**

Ricardo Antonio Duarte

Ilha Solteira - SP

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA –UNESP

FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Uma nova família de conversores CC-CC com comutação
não dissipativa do tipo com tensão nula e frequência de
chaveamento constante - ZVS - PWM ”**

Ricardo Antonio Duarte

Orientador:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

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

Ilha Solteira(SP), Julho de 2003.

BCpIS - FEIS - UNESP

Uma Nova Família de Conversores com Comutação Não Dissipativa do Tipo com Tensão Nula e Frequência de Chaveamento Constante – ZVS-PWM

Ricardo Antonio Duarte

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À FACULDADE DE ENGENHARIA - CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA – UNESP – COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

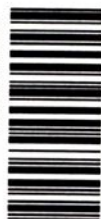
COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin – orientador

Prof. PhD. João Onofre Pereira Pinto

Prof. Dr. Cláudio Kitano

1210001458



Proc. 063/04-UPD 34

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA"	
SERVIÇO TÉCN. DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA	DATA DE TOMBO
27/02/04	31.03.04
REGISTRADO POR	TOMBO
Ailza	Te. 1458
AQUISIÇÃO	CLASSIFICAÇÃO
Wloacz Anta R\$ 10,00	C221 n

Ilha Solteira-SP, julho de 2003

Semicondutores -
conversores de corrente
elétrica -

077-30404037

Agradecimentos

Este trabalho só foi possível de ser realizado graças a vontade do meu Pai Misericordioso, meu Deus Altíssimo, que sustenta todas as coisas pela Palavra do seu Poder.

Quero agradecer de modo especial a minha amada esposa, Ana Rita, e aos meus queridos filhos Juliana e Paulo Ricardo, pelo apoio, carinho e compreensão durante os longos períodos de ausência longe do meu lar.

Agradeço também a meu orientador Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, o qual me deu a oportunidade de realizar o curso no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP), e, principalmente, pela paciência que teve comigo. Também gostaria de agradecer a meus colegas e amigos do laboratório: a Fábio Toshiaki Wakabayashi pelas suas orientações e transferência de conhecimentos teóricos e práticos; a Flávio Gonçalves Serrão pelo valioso apoio na informática; a Fausto Donizete Dantas pela sua predisposição para ajudar em todo momento, assim como a Jurandir Soares pelo seu companheirismo.

Quero estender meus agradecimentos às autoridades da Faculdade Politécnica da Universidade Nacional de Assunção (UNA) na pessoa do Prof. Lic. MAE Abel Bernal Castillo pelo apoio financeiro e pela autorização para realizar o curso de mestrado.

Finalmente, dedico este trabalho à memória da minha avó Mila, recentemente falecida, uma pessoa muito querida, a quem agradeço, juntamente com minhas tias e tios Yote, Toti, Rey e Roberto, por ter cuidado de minha pessoa durante a infância e adolescência.

A todas estas pessoas, muito obrigado: que Deus os abençoe plenamente.



Sumário

Simbologia.....	iv
Lista de ilustrações.....	vii
Lista de tabelas.....	x
Resumo.....	xi
Abstract.....	xiii

Capítulo 1-Introdução Geral

1.1.Introdução Geral.....	1
---------------------------	---

Capítulo 2-Uma nova célula de comutação ZVS-PWM e uma nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM

2.1.Introdução.....	12
2.2.Apresentação da nova célula de comutação ZVS-PWM.....	12
2.2.1.Uma nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM.....	13
2.3.Etapas de funcionamento para o novo conversor Boost ZVS-PWM	
Análise qualitativa.....	15
2.4.Análise quantitativa para o novo conversor Boost-ZVS-PWM.....	21
2.5.Restrições para operação ZVS –PWM.....	27
2.6.Ganho estático para o novo conversor Boost-ZVS-PWM.....	29
2.7.Exemplo de projeto para o novo conversor Boost-ZVS-PWM.....	31
2.7.1.Dados do Projeto.....	31
2.7.2.Escolha do ponto de operação.....	31
2.7.3.Cálculo dos valores dos componentes ressonantes.....	32
2.7.4.Cálculo da tensão máxima sobre o capacitor ressonante C_{r2}	33
2.7.5.Cálculo da Razão cíclica nominal D	33
2.7.6. Cálculo dos instantes de disparo e bloqueio dos interruptores.....	33
2.7.7.Cálculo da indutância de entrada e da capacitância de saída.....	34
2.8.Principais formas de onda obtidas por simulação.....	35
2.9.Conclusões.....	39



Capítulo 3-Uma nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM com o interruptor auxiliar na mesma referência do interruptor principal

3.1.Introdução.....	40
3.2.Novo conversor Boost-ZVS-PWM com o interruptor auxiliar na mesma referência do interruptor principal- Análise Qualitativa.....	41
3.3.Análise Quantitativa para o novo conversor Boost -ZVS-PWM.....	48
3.4.Restrições para operação ZVS-PWM.....	52
3.5. Ganho estático para o novo conversor Boost -ZVS-PWM.....	53
3.6. Conclusões.....	57

Capítulo 4–Metodologia de Projeto para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

4.1.Introdução.....	58
4.2.Metodologia de projeto.....	58
4.2.1.Dados do Projeto.....	58
4.2.2.Escolha do ponto de operação.....	58
4.2.3.Cálculo dos valores dos componentes ressonantes.....	59
4.2.4.Cálculo do valor da corrente de carga normalizada α	61
4.2.5. Cálculo da razão cíclica D nominal.....	62
4.2.6.Cálculo dos intervalos de tempo para cada etapa de funcionamento.....	62
4.2.7. Cálculo dos instantes de disparo e bloqueio dos interruptores.....	63
4.2.8.Cálculo dos filtros de entrada e de saída.....	63
4.3.Conclusões.....	66

Capítulo 5-Principais resultados de simulação do conversor Boost-ZVS-PWM

5.1.Introdução.....	67
5.2.Principais resultados de simulação para o novo conversor Boost-ZVS-PWM...	67
5.3.Conclusões.....	74

Capítulo 6-Principais resultados experimentais para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

6.1.Introdução.....	75
6.2.Protótipo implementado.....	75
6.3.Principais formas de onda obtidas.....	78



6.3.1. Operação em meia carga(336 Watts).....	78
6.3.2. Operação em plena carga(600 Watts).....	85
6.4. Rendimento para o novo conversor Boost-ZVS-PWM.....	92
6.5. Conclusões.....	94
Capítulo 7. Conclusões Gerais.....	95
Referências Bibliográficas.....	97

Simbologia

1-Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
α	Parâmetro de corrente de carga normalizado	
β	Parâmetro de normalização de capacitâncias	
σ	Parâmetro de normalização de capacitâncias intrínsecas	
$\eta\%$	Rendimento percentual	
ω	Frequência angular de ressonância	[rad/s]
ΔI	Variação da corrente de entrada	[A]
D	Razão cíclica de comando	
f_0	Frequência de ressonância	[Hz]
f_s	Frequência de comutação	[Hz]
f	Relação de frequências	
i_{Lr}	Corrente instantânea do indutor ressonante	[A]
i_{Lm}	Corrente instantânea do indutor de entrada	[A]
i_{S1}	Corrente instantânea no interruptor principal	[A]
i_{S2}	Corrente instantânea no interruptor auxiliar	[A]
i_D	Corrente instantânea do diodo principal	[A]
i_m	Corrente instantânea de entrada	[A]
i_o	Corrente instantânea na carga	[A]
i_{Cr1}	Corrente instantânea no capacitor intrínseco C_{r1}	[A]
i_{Cr2}	Corrente instantânea no capacitor ressonante C_{r2}	[A]
i_{Cr}	Corrente instantânea sobre o capacitor intrínseco C_r	[A]
I_{in}	Corrente média de entrada	[A]
I_o	Corrente média de saída	[A]
I_{MAX}	Corrente de pico no indutor ressonante L_r	[A]
P_{in}	Potência de entrada	[W]
P_o	Potência de saída	[W]



q	Ganho estático	
T	Período de chaveamento	[s]
t	Símbolo da unidade de base de tempo	[s]
V_{Cr1}	Tensão instantânea no capacitor intrínseco C_{r1}	[V]
V_{Cr2}	Tensão instantânea no capacitor ressonante C_{r2}	[V]
V_{Cr}	Tensão instantânea no capacitor intrínseco C_r	[V]
V_{S1}	Tensão instantânea no interruptor principal S_1	[V]
V_{S2}	Tensão instantânea no interruptor auxiliar S_2	[V]
V_D	Tensão instantânea no diodo principal D	[V]
V_o	Tensão média na carga	[V]
V_{in}	Tensão média na fonte	[V]
V_{MAX}	Tensão máxima no capacitor ressonante C_{r2}	[V]

2—Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
I	Fonte de corrente
L	Indutor
V_{in}	Fonte de tensão de alimentação
V_o	Fonte de tensão média na carga

3—Acrônimos e Abreviaturas

Símbolo	Significado
CC	Corrente contínua
CC/CC	Corrente contínua/ Corrente contínua
EMI	Electromagnetic Interference
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PWM	Pulse Width Modulation
UNA	Universidade Nacional de Assunção
UNESP	Universidade Estadual Paulista
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

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

Símbolo	Significado
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
rad/s	Radianos por segundo
s	Segundo
V	Volt
W	Watt
Ω	Ohm



Lista de ilustrações

Fig.1.1	ZCS-QRC - Liu, Oruganti, Lee
Fig.1.2	ZVS-PWM- Tabisz, Lee
Fig.1.3	ZVT-PWM -Hua, Lee
Fig.1.4	ZVS-PWM -Martins, Seixas, Brilhante, Barbi
Fig.1.5	ZVS-PWM -Zhu, Ding
Fig.1.6	ZVS-PWM -Nakamura, Shimada, Nakaoka, et al.
Fig.1.7	ZVS-PWM -Moschopoulos, Jain, Liu, and Joós
Fig.1.8	ZVT-PWM -Menegaz, Co, Simonetti, and Vieira
Fig.1.9	ZVT-PWM -Choi, Kim, Cho, and Lee
Fig.1.10	ZVT-PWM -Bodur, Bakan
Fig.2.1	Célula básica ZVS-PWM
Fig.2.2	Nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM
Fig.2.3(a)	Novo conversor Boost ZVS-PWM
Fig.2.3(b)	Circuito equivalente simplificado
Fig.2.4	Primeira etapa $[t_0, t_1]$
Fig.2.5	Segunda etapa $[t_1, t_2]$
Fig.2.6	Terceira etapa $[t_2, t_3]$
Fig.2.7	Quarta etapa $[t_3, t_4]$
Fig.2.8	Quinta etapa $[t_4, t_5]$
Fig.2.9	Sexta etapa $[t_5, t_6]$
Fig.2.10	Sétima etapa $[t_6, t_7]$
Fig.2.11	Oitava etapa $[t_7, t_8]$
Fig.2.12	Instantes de disparo e de bloqueio dos interruptores
Fig.2.13	Circuito e parâmetros de projeto e simulação (Boost ZVS-PWM)
Fig.2.14(a)	Corrente através do indutor ressonante L_r
Fig.2.14(b)	Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2}
Fig.2.15(a)	Detalhe das comutações do interruptor principal S_1
Fig.2.15(b)	Detalhe das comutações de do interruptor auxiliar S_2
Fig.2.16	Detalhe das comutações do diodo principal D
Fig.3.1	Nova família de conversores CC/CC-ZVS-PWM

Fig.3.2	Novo conversor Boost ZVS-PWM. circuito equivalente simplificado
Fig.3.3	Primeira etapa $[t_0, t_1]$
Fig.3.4	Segunda etapa $[t_1, t_2]$
Fig.3.5	Terceira etapa $[t_2, t_3]$
Fig.3.6	Quarta etapa $[t_3, t_4]$
Fig.3.7	Quinta etapa $[t_4, t_5]$
Fig.3.8	Sexta etapa $[t_5, t_6]$
Fig.3.9	Sétima etapa $[t_6, t_7]$
Fig.3.10	Oitava etapa $[t_7, t_8]$
Fig.3.11	Ganho estático q para o novo conversor Boost ZVS-PWM
Fig.4.1	Ponto de operação para o exemplo de projeto
Fig.5.1	Circuito e parâmetros de projeto e simulação (Boost ZVS-PWM)
Fig.5.2	Corrente através do indutor ressonante L_r
Fig.5.3	Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2}
Fig.5.4	Tensão sobre o diodo principal D
Fig.5.5	Tensão sobre o interruptor principal S_1
Fig.5.6	Detalhe das comutações do interruptor principal S_1 (Boost ZVS-PWM)
Fig.5.7	Detalhe das comutações de S_1 (Boost -PWM - convencional)
Fig.5.8	Tensão sobre o interruptor auxiliar S_2
Fig.5.9	Detalhe das comutações do interruptor auxiliar S_2
Fig.5.10	Detalhe das comutações para o diodo principal D (Boost ZVS-PWM)
Fig.5.11(a)	Detalhe da entrada em condução (Boost ZVS-PWM)
Fig.5.11(b)	Detalhe do bloqueio (Boost ZVS-PWM)
Fig.5.12	Detalhe das comutações para o diodo D (Boost -PWM- convencional)
Fig.5.13(a)	Detalhe da entrada em condução (Boost -PWM- convencional)
Fig.5.13(b)	Detalhe do bloqueio (Boost -PWM- convencional)
Fig.6.1	Vista superior do protótipo implementado (Boost ZVS-PWM)
Fig.6.2	Circuito esquemático de controle para o novo conversor Boost ZVS-PWM
Fig.6.3	Vista superior do circuito de controle
Fig.6.4	Arranjo laboratorial de testes
Fig.6.5	Corrente através do indutor ressonante L_r

Fig.6.6	Tensão sobre o interruptor auxiliar S_2
Fig.6.7	Detalhe das comutações para o interruptor auxiliar S_2
Fig.6.8	Tensão sobre o interruptor principal S_1
Fig.6.9	Corrente através do o interruptor principal S_1
Fig.6.10	Detalhe das comutações para o interruptor principal S_1
Fig.6.11	Tensão sobre o diodo principal D
Fig.6.12	Corrente através do diodo principal D
Fig.6.13	Detalhe das comutações do diodo principal D (Entrada em condução)
Fig.6.14	Detalhe das comutações do diodo principal D (Bloqueio)
Fig.6.15	Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2}
Fig.6.16	Corrente através do indutor de entrada L_m
Fig.6.17	Tensão de gate para o interruptor principal S_1
Fig.6.18	Tensão de gate para o interruptor auxiliar S_2
Fig.6.19	Corrente através do indutor ressonante L_r
Fig.6.120	Tensão sobre o interruptor auxiliar S_2
Fig.6.21	Detalhe das comutações do interruptor auxiliar S_2
Fig.6.22	Tensão sobre o interruptor principal S_1
Fig.6.23	Corrente através do interruptor principal S_1
Fig.6.24	Detalhe das comutações do interruptor principal S_1 (Boost ZVS-PWM)
Fig.6.25	Detalhe das comutações do interruptor S_1 (Boost PWM- Convencional)
Fig.6.26	Tensão sobre o diodo principal D
Fig.6.27	Corrente através do diodo principal D
Fig.6.28	Detalhe das comutações para o diodo principal D (Entrada em condução)
Fig.6.29	Detalhe das comutações para o diodo principal D (Bloqueio)
Fig.6.30	Detalhe das comutações para o diodo D (Boost PWM- Convencional)
Fig.6.31	Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2}
Fig.6.32	Corrente através do indutor ressonante L_m
Fig.6.33	Rendimento para o novo conversor Boost ZVS-PWM e convencional
Fig.7.1	Variante proposta para a célula ZVS-PWM

Lista de tabelas

Tabela 2.1 Valores dos intervalos de tempo para cada etapa

Tabela 2.2 Instantes de comando e largura de pulsos para os interruptores ativos

Tabela 4.1 Valores dos intervalos de tempo para cada etapa

Tabela 4.2 Instantes de comando e largura de pulsos para os interruptores ativos



RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova célula de comutação com tensão nula (ZVS-Zero Voltage Switching) e com frequência de chaveamento constante (PWM – Pulse Width Modulated), assim como, uma nova família de conversores ZVS-PWM derivada desta célula.

Para analisar o comportamento desta nova célula de comutação ZVS-PWM, a mesma é aplicada em um conversor CC-CC elevador de tensão Boost.

A célula proposta de comutação ZVS-PWM consiste em um circuito auxiliar associado à célula convencional PWM (composta por um interruptor principal e um diodo principal), incluindo: um interruptor auxiliar com um diodo auxiliar em antiparalelo, um indutor ressonante e um capacitor ressonante, ambos com reduzido volume.

Sendo ZVS a comutação proposta para o interruptor principal, a tecnologia recomendada para este interruptor é a MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect Transistor). Desta forma, a nova célula ZVS-PWM também incorpora em seu funcionamento as capacitâncias intrínsecas tanto do interruptor principal, quanto do diodo principal da célula PWM convencional.

Com a associação do circuito auxiliar obtém-se formas de onda de tensões e correntes ressonantes nos interruptores principal e auxiliar, de modo a realizar comutações não dissipativas para ambos interruptores, minimizando-se as perdas de comutação. O interruptor principal entra em condução de forma ZVS, sendo que o interruptor auxiliar entra em condução de modo ZCS (Zero Current Switching) e bloqueia de modo ZVZCS (com tensão e corrente nulas). Além disso, o diodo principal entra em condução de modo ZVS e bloqueia de modo ZCS, evitando-se problemas associados à recuperação reversa do mesmo.

Em função da comutação ZCS, o interruptor auxiliar utiliza tecnologia IGBT (Insulated-Gate-Bipolar Transistor).

Dos resultados obtidos para a célula de comutação proposta, aplicada ao conversor Boost, verificou-se um maior rendimento para o novo conversor Boost ZVS-PWM, quando comparado ao conversor Boost PWM convencional. Além disso, os esforços de tensão no interruptor auxiliar são bem inferiores à $2V_o$ (duas vezes a tensão de saída), quando comparado com outras estruturas ZVS.

As principais vantagens e desvantagens desta nova célula proposta são apresentadas neste trabalho, através de uma análise completa, envolvendo resultados de simulação e experimentais para um exemplo de projeto, desenvolvido e implementado em laboratório.



Abstract

This work presents a new commutation cell with Zero Voltage Switching and Pulse Width Modulated (ZVS-PWM), and a new family of DC to DC ZVS-PWM converters is derived. The novel conventional DC to DC ZVS-PWM Boost converter, from the new family of converters, is analyzed in this work.

The proposed cell presents an auxiliary circuitry using one shunt auxiliary switch, one small resonant inductor and one resonant capacitor.

The power MOSFET technology is appropriated at ZVS technique for the main switch. On the other hand, IGBT technology is recommended at ZCS technique, for the auxiliary switch.

Through the use of the auxiliary switch, soft commutation at zero voltage switching (ZVS) for the main switch is achieved. Additionally, zero current and zero voltage switching (ZCZVS) for the auxiliary switch are performed. Also, the main diode commutes at zero voltage, and its reverse recovery losses are reduced.

The principle of operation, the theoretical analysis, a design example including, simulation results and laboratory implementations are presented, for the new DC to DC ZVS-PWM Boost converter.

Capítulo 1 - Introdução Geral

1.1.Introdução Geral

Na procura pela redução de peso, tamanho e custo dos conversores estáticos, as pesquisas apontam para a conveniência do uso de interruptores que possam operar em elevadas frequências de comutação, através do emprego de técnicas especiais de comutação não dissipativa [1-6]. Entretanto, perdas em condução e elevados esforços adicionais de tensão e/ou corrente nos interruptores ativos e passivos são decorrentes da aplicação de diversas técnicas de comutação não dissipativa, operando em elevadas frequências de comutação, comprometendo a eficiência da conversão de energia, apesar da redução/eliminação das perdas durante as comutações.

Neste contexto, para analisar as principais características das tecnologias de processamento de potência, pode-se classificar as células de comutação em dois grupos básicos[1-5]:

a) Célula de comutação PWM convencional, com a qual se transfere energia desde a fonte até a carga, por meio de interrupções cíclicas do fluxo de potência, com frequência constante, resultando em elevadas perdas de comutação, interferências eletromagnéticas e elevados esforços de tensão ou de corrente nos interruptores ativos e passivos. Estes problemas acentuam-se ainda mais quando o conversor opera em elevadas frequências.

b) Célula de comutação Ressonante, com a qual consegue-se processar potência com o auxílio de circuitos ressonantes LC, de modo a propiciar formas de onda senoidais durante as comutações no interruptor ativo, com o objetivo de comutá-lo quando a corrente ou a tensão passa pelo valor nulo. Com esta técnica reduzem-se as perdas de comutação, porém, devido à natureza ressonante das formas de onda senoidal, circula um elevado valor de corrente eficaz pelos semicondutores, incrementando as perdas em condução. Além disso, esforços adicionais de tensão e / ou corrente poderão ser impostos aos semicondutores.

Devido à simplicidade do circuito e ao controle relativamente fácil, os conversores PWM predominam em aplicações de baixa potência e frequências entre 30 a 50 kHz. Neste nível, os equipamentos são otimizados em peso, tamanho, eficiência, segurança e custo. Em aplicações onde a elevada densidade de potência é exigida, os interruptores devem operar em centenas de kHz ou MHz[4].



Quando o interruptor é bloqueado e a carga é indutiva, são induzidos elevados esforços de tensão no interruptor, para compensar o elevado di/dt da corrente através do elemento indutivo, resultando ainda em interferências eletromagnéticas (EMI - Electromagnetic Interference). Por outro lado, quando o interruptor entra em condução com alta tensão sobre o mesmo, a energia armazenada na capacitância de saída do interruptor ($\frac{1}{2} C V^2$), é dissipada internamente. Além disso, é induzida interferência no circuito de comando (efeito Miller) podendo ocorrer instabilidade operacional [1-5].

Um dos primeiros trabalhos realizados com o intuito de resolver os problemas citados anteriormente é apresentado em [1], onde é apresentado o conceito de interruptor ressonante. A ressonância é obtida pela incorporação de um circuito ressonante LC (L_r - C_r), obtendo-se formas de onda de corrente no interruptor principal de forma quase senoidal, propiciando condições para a entrada em condução do tipo com corrente nula (ZCS).

A estrutura analisada em [1] conforme ilustrado na figura 1.1 foi denominada de "Quase-Ressonante" ZCS (ZCS - QRC/Quasi-Resonant Converter), sendo um híbrido entre o PWM convencional e os conversores ressonantes (CR). Esta técnica foi originalmente proposta para eliminar as perdas de comutação do interruptor principal durante a entrada em condução, principalmente devido ao problema originado pela recuperação reversa do diodo.

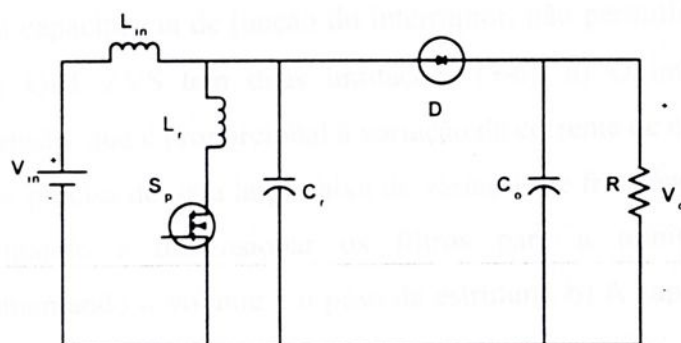


Fig.1.1-ZCS-QRC. Liu, Oruganti, F. Lee.

Com esta topologia obtém-se, relativamente ao conversor PWM convencional, menos perdas durante as comutações do interruptor S_p . Além disso, com a redução das perdas de comutação, reduzem-se as interferências eletromagnéticas. O interruptor S_p opera com comutação com corrente nula e os efeitos da recuperação reversa do diodo D , durante a entrada em condução de S_p , são reduzidos.

Esta técnica melhora o desempenho do conversor pela redução das perdas na entrada em condução, porém não resolve o problema das perdas de comutação principalmente do bloqueio, uma vez que, na aplicação original utilizou-se MOSFET para o interruptor S_p , não

sendo efetiva a comutação ZCS para este tipo de semiconductor. Além disso, a estrutura resulta em elevados esforços de corrente/tensão sobre os semicondutores, devido às formas de ondas ressonantes de correntes/tensões sobre os mesmos, exigindo-se MOSFETS de elevada tensão com elevadas resistências dreno-fonte em condução, elevando-se as perdas em condução. Adicionalmente, uma vez que o conversor ZCS-QRC utiliza energia armazenada em L_r e C_r , transferindo-a desde a entrada até a saída, resultam ainda em elevadas perdas adicionais em condução, além dos esforços de corrente, similarmente aos conversores ressonantes [2-5].

Na sequência, um outro trabalho, apresentado em [2], consegue abordar e resolver o problema das perdas na entrada em condução utilizando-se tecnologia MOSFET, propondo um interruptor ressonante operando sob o princípio da "Comutação com Tensão Nula" (ZVS). Esta técnica elimina as perdas de comutação na entrada em condução, assim como o efeito dv/dt (efeito Miller) no circuito de comando, devido às descargas da junção da capacitância intrínseca do MOSFET. Com isto consegue-se, ainda, resolver o problema da recuperação reversa do diodo, permitindo operar o conversor em elevada frequência. Esta técnica usa uma rede ressonante LC que gera as formas de onda de tensão do tipo quase senoidal no interruptor ativo, o qual obtém as condições favoráveis para comutar sem perdas na entrada em condução. Em consequência, consegue-se eliminar as perdas da entrada em condução associadas ao efeito da capacitância de junção do interruptor, não permitida na técnica ZCS. Contudo, o conversor QRC-ZVS tem duas limitações [3-6]: a) O interruptor sofre um excessivo esforço de tensão, que é proporcional à variação da corrente de carga e da tensão de entrada. Este conversor precisa de uma larga faixa de variação de frequência para compensar essas variações, obrigando a dimensionar os filtros para a mínima frequência, e, consequentemente, aumentando o volume e o peso da estrutura; b) A capacitância de junção do diodo de saída gera uma oscilação quando o interruptor ativo é bloqueado. Esta capacitância entra em ressonância com o indutor, podendo causar dissipação de potência ou afetar o ganho estático, sendo que a estabilidade do circuito de controle é notoriamente afetada.

Uma abordagem que consegue resolver o problema do conversor QRC-ZVS é apresentada em [3] conforme o circuito ilustrado na figura 1.2. Esta estrutura utiliza a técnica de comutação ZVS e é denominado "Multi-Ressonante", MRC (Multi-Resonant Converter). Neste conversor todos os componentes parasitas dos semicondutores são absorvidos, incluindo a capacitância de saída do interruptor, a capacitância de junção do diodo e a indutância de dispersão. A conclusão principal do trabalho é que esta técnica permite

condições favoráveis de comutação para todos os interruptores, melhorando a eficiência quando comparado com o conversor QRC-ZVS.

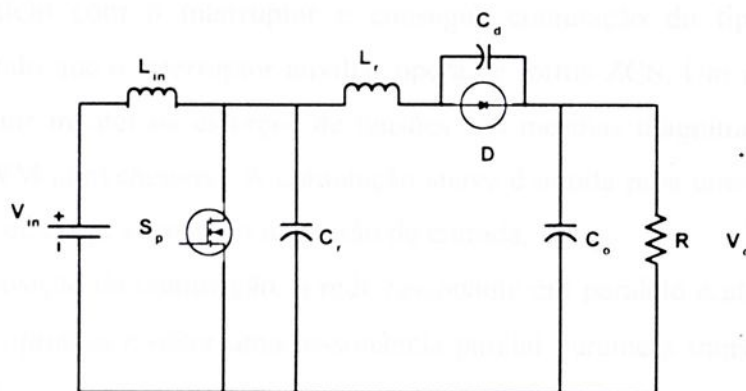


Fig.1.2-ZVS-MRC, Tabisz, F. Lee.

A técnica empregada no conversor MRC-ZVS tem os méritos de diminuir as perdas de comutação do interruptor e do diodo principal. Os esforços de tensão são reduzidos e pode operar numa faixa de variação de carga maior. Contudo, os interruptores ativos e passivos estão sujeitos a esforços de tensão e correntes elevados quando comparado com os esforços verificados em um conversor PWM convencional. Além disso, apesar de eliminar as perdas de comutação, as perdas em condução aumentam consideravelmente devido energia reativa em circulação[4-6].

Um outro conversor denominado "Onda Quase-Quadrada", QSC (Quasi Square Wave Converter), consegue comutação suave ZVS para o interruptor e o diodo principal, sem incrementar os esforços de tensão. Contudo, sofre um elevado esforço de corrente, que pode chegar a duas vezes aquele verificado em um conversor PWM convencional, incrementando as perdas em condução [5]. Além disso, devido à elevada corrente de desligamento, tende a incrementar as perdas de comutação no bloqueio.

As evoluções das técnicas apresentadas anteriormente resultam numa metodologia generalizada denominada "Técnicas de Comutação Suave" (Soft-Switching Techniques) [5-18]. Estas técnicas procuram aproveitar os benefícios dos Conversores Ressonantes (CR) com as vantagens do PWM convencional, visando obter comutação não dissipativa sem incrementar o fluxo de energia circulante no interruptor, minimizando as perdas em condução. Uma vez que a transição de comutação é completada, o conversor reverte à operação PWM convencional.

Neste sentido, com o intuito de combinar as vantagens do conversor PWM convencional e minimizar o fluxo de corrente ressonante no interruptor ativo, é apresentado

em [6] uma técnica denominada "Transição com Tensão Nula", ZVT (Zero Voltage-Transition) conforme apresentado na figura 1.3. Esta tecnologia incorpora uma rede ressonante em paralelo com o interruptor e consegue comutação do tipo ZVS para o interruptor ativo, sendo que o interruptor auxiliar opera de forma ZCS. Um mérito adicional da técnica é conseguir manter os esforços de tensões nas mesmas magnitudes que aqueles para o conversor PWM convencional. A comutação suave é obtida para uma ampla faixa de variação da corrente de carga e variação na tensão de entrada.

Durante a transição da comutação, a rede ressonante em paralelo é ativada para criar formas de ondas apropriadas e obter uma ressonância parcial durante a transição na entrada em condução e no bloqueio. Quando a transição acaba, o circuito volta a funcionar como um PWM convencional, consequentemente, consegue-se comutação suave preservando as vantagens do PWM convencional.

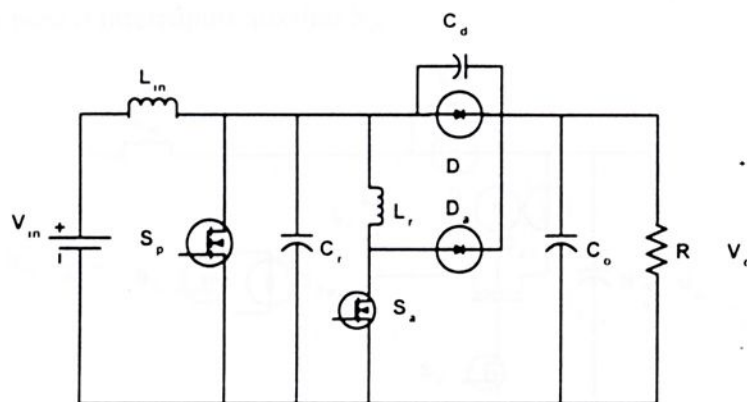


Fig.1.3-ZVT-PWM, Hua, F. Lee.

Uma restrição do conversor ZVT é que a técnica impõe esforço adicional de corrente no interruptor principal S_p e necessita de um interruptor auxiliar, um diodo e um indutor auxiliar. Entretanto, o interruptor auxiliar transfere somente uma pequena parte da potência total processada [6]. Além disso, requer circuito de comando complexo devido a necessidade do interruptor auxiliar ser disparado de maneira precisa, antes do disparo do interruptor principal [7]. Adicionalmente, o esforço de corrente no interruptor auxiliar é dependente da duração do sinal de comando, e, na aplicação original os autores empregaram tecnologia MOSFET para este interruptor que comuta ZCS.

Uma desvantagem do conversor ZVT, é que o interruptor principal sofre comutação brusca no bloqueio, resultando em perdas de comutação [7-18]. Além disso, uma substancial quantidade de interferência eletromagnética é originada no circuito auxiliar. De fato, esta

interferência eletromagnética é quase equivalente àquela produzida pela recuperação reversa do diodo principal em um conversor PWM convencional [9].

Vários trabalhos foram apresentados para contornar os problemas da técnica ZVT. Em [7], conforme mostrado na figura 1.4 é proposta uma célula que consegue comutação do tipo ZVS para o interruptor e o diodo principal, operando com frequência de comutação constante, sem esforços adicionais de tensão e de corrente, quando comparado aos esforços verificados em um conversor PWM convencional. Ambos interruptores, principal e auxiliar estão na mesma referência de sinal, facilitando o controle. Conforme análise realizada em [7], para as mesmas condições de projeto e carga nominal, a célula proposta em [7] resultou num aumento de rendimento de 2.5%, comparado-se com o PWM convencional. Uma das restrições desta célula é o volume de elementos reativos, incrementados pela utilização de um autotransformador (T_r). Adicionalmente, os autores utilizaram, indevidamente, tecnologia MOSFETS também para o interruptor auxiliar S_a .

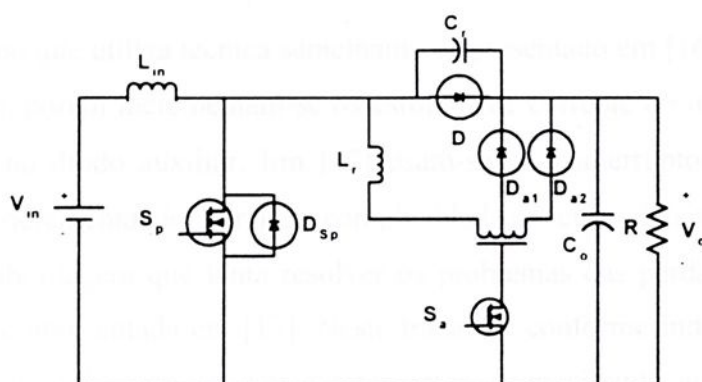


Fig.1.4-ZVS-PWM, Martins, Seixas, Brilhante, e Barbi.

Em [8], conforme ilustrado na figura 1.5, apresenta-se uma técnica de comutação suave usando um *snubber* ativo. Utilizando-se um capacitor e um indutor consegue-se reduzido esforço de corrente e reduzida perda no circuito auxiliar. Obtém-se comutação suave para todos os dispositivos semicondutores, desde o vazio até a plena carga. Um mérito adicional é o reduzido esforço de tensão no circuito auxiliar. Consegue-se comutação suave para o interruptor principal e o auxiliar. Todos os diodos comutam suavemente, sem incrementar esforços de tensão e corrente. Uma desvantagem da técnica é que, como o indutor ressonante está no caminho do fluxo de potência, as perdas em condução são maiores, reduzindo o rendimento, e limitando sua aplicação com o aumento da potência processada.

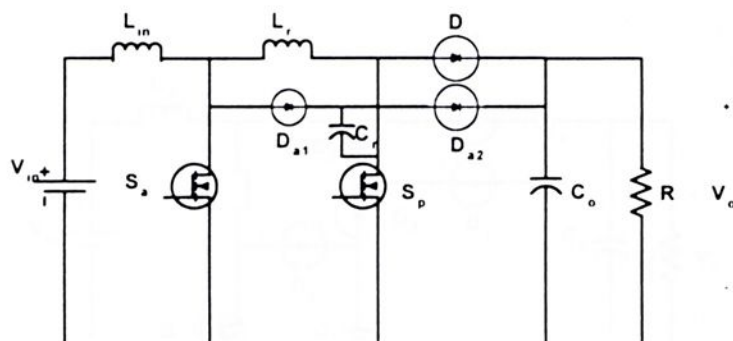


Fig.1.5-ZVS-PWM, Zhu, Ding.

Uma variante do conversor apresentado em [8] é reportado em [10] no qual propõe-se uma técnica que consegue comutação ZVS na entrada em condução e comutação ZCS no bloqueio do interruptor, usando um interruptor auxiliar. A técnica permite o uso de dispositivos semicondutores ativos com portadores majoritários (MOSFET) ou minoritários (IGBT).

Outro trabalho que utiliza técnica semelhante é apresentado em [16], no qual emprega-se um snubber ativo, porém incrementam-se os esforços de corrente no interruptor ativo e os esforços de tensão no diodo auxiliar. Em [17] usam-se dois interruptores auxiliares e um snubber capacitivo incrementando, porém, a complexidade e o custo do sistema.

Uma outra abordagem que tenta resolver os problemas das perdas de comutação do interruptor auxiliar é apresentada em [13]. Neste trabalho, conforme indicado na figura 1.6, apresenta-se uma topologia com um único interruptor e um circuito auxiliar com snubber passivo, o que dispensa o uso de interruptor auxiliar e comando associado. Consegue-se que o interruptor principal entre em condução ZCS e bloqueie ZVS. O capacitor no circuito ressonante passivo atua como um snubber sem perdas. Com esta técnica é possível reduzir o retorno da energia da carga, assim como reduzir os esforços de tensão e corrente. Entretanto, tal técnica não é apropriada para MOSFETS, em função da entrada em condução ZCS não ser efetiva para os mesmos, e, nem para IGBT, uma vez que o bloqueio ZVS também não é efetivo para este semicondutor.

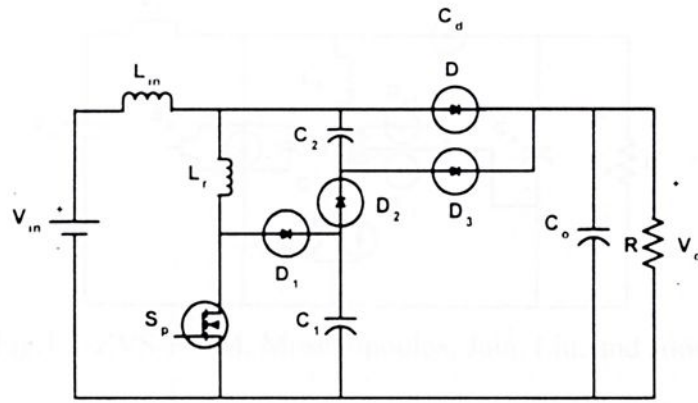


Fig.1.6-ZVS-PWM. Nakamura, Shimada, Nakaoka, et al.

Outros trabalhos que usam snubber passivo são apresentados em [14] e [15]. Nestes trabalhos consegue-se com sucesso, comutação suave na entrada em condução e no bloqueio do interruptor principal e do diodo, sem incrementar os esforços de tensão. Porém, em [14], o esforço de corrente é elevado quando o interruptor principal entra em condução, com a restrição de que a comutação não dissipativa se perde quando a tensão de saída é maior do que duas vezes a tensão de entrada.

Outra abordagem alternativa de comutação não dissipativa é a técnica que permite recuperar parte da energia que circula pelo interruptor auxiliar e devolvê-la à carga. Em [9], conforme esquematizado na figura 1.7, propõe-se um conversor Boost ZVS-PWM com circuito auxiliar que permite que parte da energia que circula pelo mesmo seja devolvida à carga, reduzindo-se os esforços nos componentes do circuito auxiliar. Tanto o interruptor quanto o diodo principal operam com comutação não dissipativa, sendo que o interruptor auxiliar entra em condução e bloqueia com reduzidas perdas de comutação. Na análise apresentada em [9], foram obtidos entre 2 e 3% de eficiência a mais do que o conversor Boost-ZVT original [6]. Uma desvantagem deste conversor é que o interruptor principal opera com um pico de corrente ressonante, porém este pico é inferior aos verificados em outros conversores ressonantes ZVS. Uma inadequação dos autores foi também o emprego de MOSFET para o interruptor auxiliar S_a (o qual comuta ZCS).

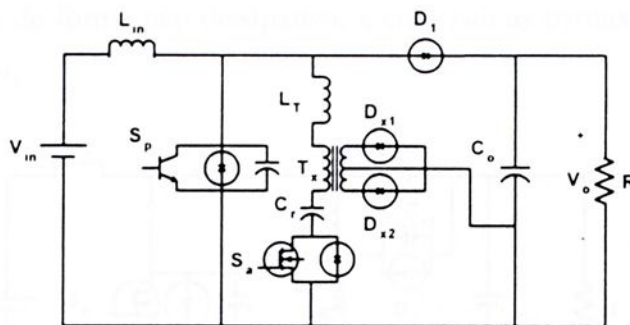


Fig.1.7-ZVS-PWM. Moschopoulos, Jain, Liu, and Joós.

Uma outra variante da técnica de recuperação de energia que circula através do circuito auxiliar é abordada em [11], na qual apresenta-se um conversor Boost-ZVT com snubber regenerativo, conforme mostra a figura 1.8. Por meio de uma célula acoplada magneticamente, consegue-se reduzir as perdas no bloqueio do interruptor auxiliar. O interruptor principal entra em condução ZVS e bloqueia ZVT. O interruptor auxiliar entra em condução ZCS e bloqueia ZVT. O que muda em relação ao ZVT original [6] é que em vez de se usar um indutor ressonante, utiliza-se um reator. A idéia é baseada em um bloqueio regenerativo que usa uma célula acoplada magneticamente. Esta técnica, porém, utiliza muitos componentes para melhorar a rede auxiliar, aumentando o custo do conversor [12], além do que, as comutações para S_a são inadequadas, por não serem efetivas totalmente.

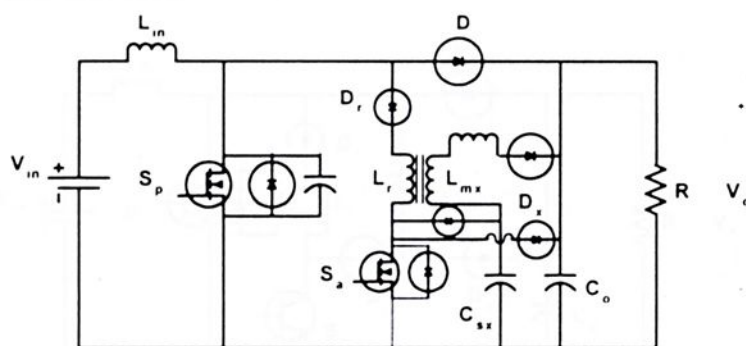


Fig.1.8-ZVT-PWM. Menegaz, Co, Simonetti and Vieira.

Na tentativa de minimizar as perdas do circuito auxiliar e reduzir a quantidade de componentes é proposto em [12] um outro conversor Boost-ZVT, conforme ilustrado na figura 1.9. A rede auxiliar usa um reator saturável (L_s) e um capacitor em paralelo (C_{r2}) com um diodo grampeador (D_2). O reator saturável protege a oscilação no ânodo do diodo auxiliar e a corrente de recuperação reversa do mesmo. O capacitor em paralelo ao diodo auxiliar controla o dv/dt do interruptor auxiliar. Com esta técnica garante-se a comutação suave numa ampla faixa de variação da corrente carga e da tensão de linha. Os interruptores ativos entram

em condução e bloqueiam de forma não dissipativa, e com isto as perdas de comutação são reduzidas significativamente.

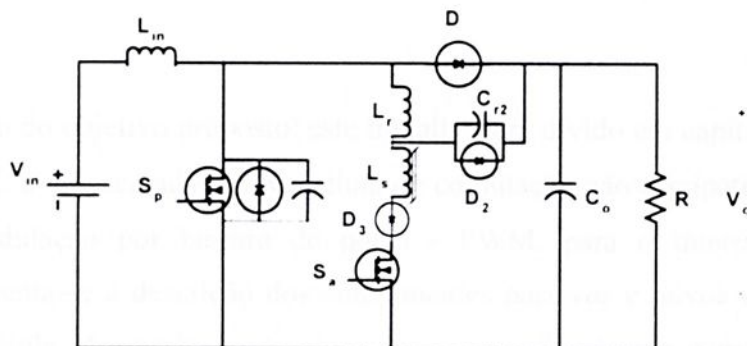


Fig.1.9-ZVT-PWM. Choi,Kim,Cho and D.Y.Lee.

Um outro trabalho é apresentado em [18], no qual propõe-se uma célula ativa snubber do tipo ZVT-PWM, conforme mostrado na figura 1.10. A célula snubber consiste em um indutor (L_r), um capacitor (C_b), um interruptor auxiliar (S_a) e dois diodos (D_1 e D_2). A célula pode operar na condição de reduzida carga e não ocorrem esforços adicionais de tensão e corrente no interruptor e o diodo principal. Todos os semicondutores entram em condução ou bloqueiam exatamente ou perto da tensão nula e / ou corrente nula. Apesar das vantagens apresentadas, o interruptor auxiliar assim como os diodos auxiliares ainda estão sujeitos a níveis de tensão e corrente elevados.

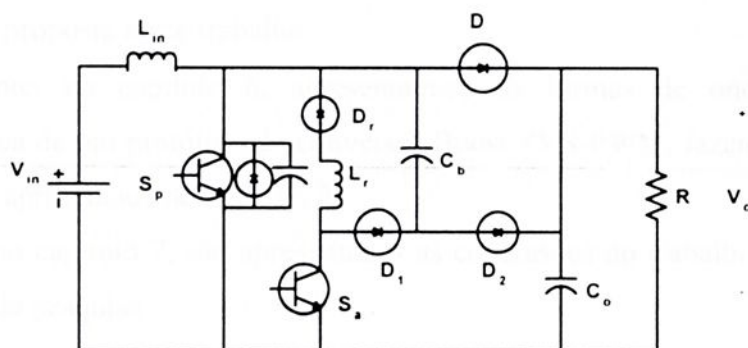


Fig.1.10-ZVT-PWM. Bodur, Bakan.

Com o objetivo de apresentar uma proposta de melhoria para minimizar as restrições citadas anteriormente, e, conseqüentemente, melhorar o desempenho do processamento de potência para os conversores CC/CC, apresenta-se neste trabalho uma nova célula de comutação ZVS-PWM, a qual utiliza um circuito ressonante muito simples, com interruptor auxiliar e com modulação em frequência constante. A célula opera nas transições da entrada em condução e do bloqueio dos interruptores ativos. O interruptor principal e o diodo

principal entram em condução de forma ZVS. Adicionalmente, o interruptor auxiliar entra em condução de modo ZCS e bloqueia do modo ZVZCS, minimizando suas perdas de comutação.

Para obtenção do objetivo proposto, este trabalho será dividido em capítulos, descritos a seguir. No capítulo 2 é apresentada a nova célula de comutação não dissipativa que utiliza a técnica ZVS e modulação por largura de pulso - PWM, para o interruptor principal. Primeiramente apresenta-se a descrição dos componentes passivos e ativos que compõem a estrutura da nova célula. A seguir, apresenta-se uma nova família de conversores CC-CC derivados desta célula. Na sequência, são apresentadas as análises qualitativa, quantitativa e a simulação do conversor Boost-ZVS-PWM, para analisar o funcionamento da célula proposta.

A seguir, no capítulo 3, é apresentada a nova célula ZVS-PWM com o interruptor auxiliar S_2 na mesma referência do interruptor principal S_1 , com os objetivos de facilitar a obtenção dos sinais de controle e reduzir os esforços de tensão sobre o interruptor auxiliar.

Na sequência, no capítulo 4, apresenta-se uma metodologia de projeto para o conversor Boost-ZVS-PWM fazendo uso da nova célula de comutação apresentada no capítulo 3.

No capítulo 5, são apresentados os principais resultados de simulação para o novo conversor Boost-ZVS-PWM proposto e analisado nos capítulos 3 e 4, fazendo uso da nova célula de comutação proposta neste trabalho.

Adicionalmente, no capítulo 6, apresentam-se as formas de ondas obtidas na implementação prática de um protótipo do conversor Boost ZVS-PWM, fazendo uso da nova célula de comutação apresentada no capítulo 3.

Finalmente, no capítulo 7, são apresentadas as conclusões do trabalho e as propostas para a continuidade da pesquisa.

Capítulo 2 – Uma nova célula de comutação não dissipativa ZVS – PWM e uma nova família de conversores CC/CC ZVS –PWM

2.1.Introdução

Neste capítulo é apresentada uma nova célula de comutação não dissipativa que utiliza a técnica ZVS e modulação por largura de pulso - PWM, para o interruptor principal. Primeiramente apresenta-se a descrição dos componentes passivos e ativos que formam a estrutura da nova célula. A seguir, apresenta-se uma nova família de conversores CC-CC derivada desta célula.

Na sequência, são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor Boost-ZVS-PWM desta nova família, com o intuito de se analisar o funcionamento da célula proposta. Finalmente é apresentado uma metodologia de projeto com o intuito de realizar simulações e validar a análise realizada anteriormente.

2.2.Apresentação da célula de comutação ZVS-PWM

Na Figura 2.1 apresenta-se a nova célula que possibilita a comutação do tipo ZVS e modulação do tipo PWM, para o interruptor principal S_1 .

O objetivo desta célula é propiciar comutações não dissipativas para os interruptores principal e auxiliar, sem implicar em esforços adicionais de tensão e corrente no interruptor principal, de modo a mantê-los em níveis próximos aqueles dos conversores PWM convencionais, proporcionando ainda, o emprego de reduzido número de componentes.

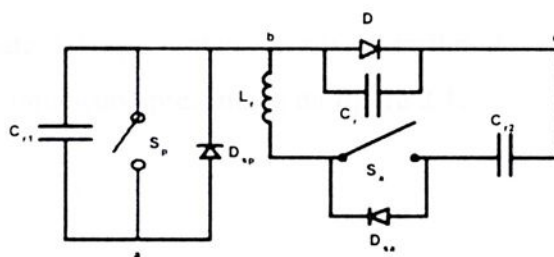


Figura 2.1- Célula básica ZVS-PWM.

A célula de comutação apresentada na figura 2.1 é composta de um interruptor principal (S_1), um diodo principal (D), um interruptor auxiliar (S_2), um indutor ressonante (L_r) e um capacitor ressonante (C_{r2}).

Como o interruptor principal comuta ZVS, sendo do tipo MOSFET, observa-se que o diodo D_1 é intrínseco ao mesmo, além disso, o capacitor C_{r1} é também a capacitância intrínseca de saída (C_{oss}) do interruptor principal. Com a incorporação de C_{r1} no processo de comutação de S_1 , obtêm-se adicionalmente a eliminação do efeito Miller.

O capacitor C_r também decorre da capacitância intrínseca de junção (C_j) do diodo principal D , propiciando-se condições de compactação e comutação ZVS plena também para este semiconductor. Em relação às capacitâncias intrínsecas do conjunto interruptor auxiliar e diodo auxiliar D_{S2} , podem ser desconsideradas já que os seus valores não interferem no processo ressonante, sendo incorporadas pelo mesmo.

O interruptor auxiliar S_2 comuta ZCS na entrada em condução e ZCZVS (corrente nula e tensão nula) durante o bloqueio. Sendo S_2 do tipo IGBT, com perdas em condução proporcionais ao valor médio da corrente através do mesmo, e, considerando-se que a aplicação ocorra com um interruptor com reduzida tensão coletor-emissor em condução ($V_{CE(on)}$), então, as perdas em condução serão minimizadas neste semiconductor.

O diodo D_{S2} em anti-paralelo com S_2 é encapsulado com o IGBT a ser empregado (IGBT de quarta geração ou superior).

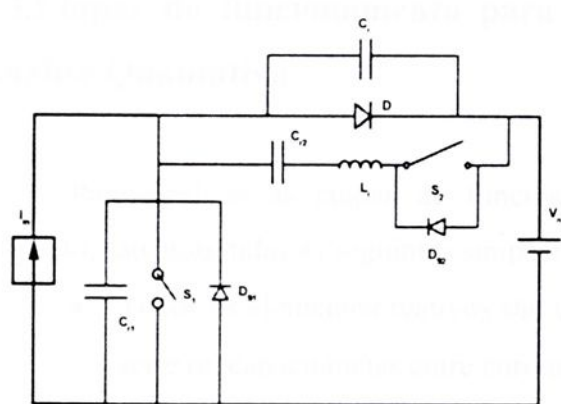
Observa-se finalmente que L_r e C_{r2} são os únicos elementos externos ressonantes da nova célula de comutação proposta, proporcionando simplicidade, redução de custos e reduzido volume para a estrutura.

A seguir apresenta-se esta nova célula de comutação aplicada aos seis conversores básicos, resultando numa nova família de conversores ZVS-PWM.

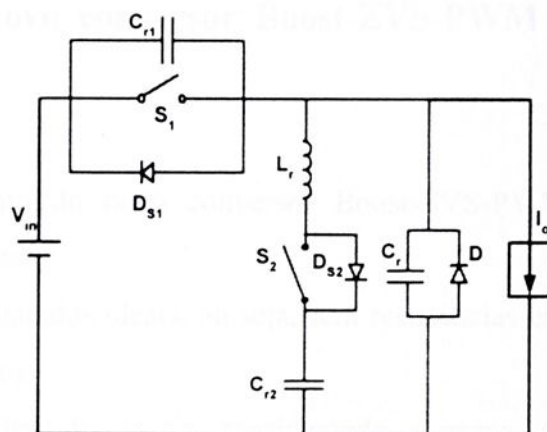
2.2.1. Uma nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM

As figuras 2.2 (a) até (f) apresentam a nova família de conversores ZVS-PWM derivada da nova célula de comutação apresentada na figura 2.1.

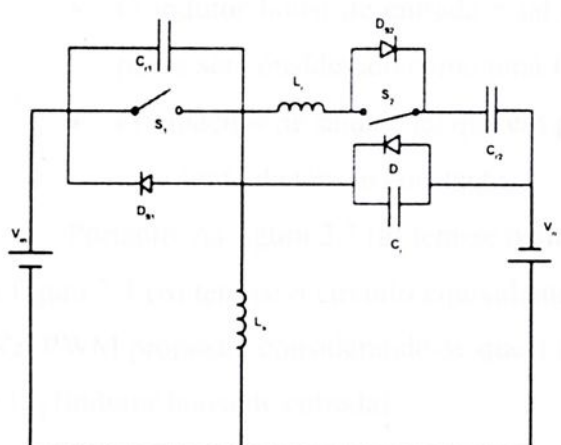




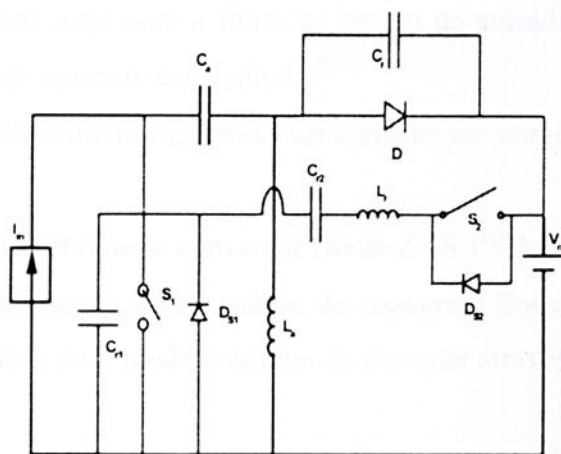
(a) Boost



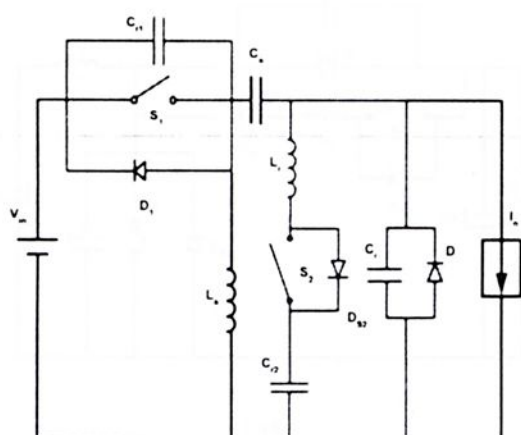
(b) Buck



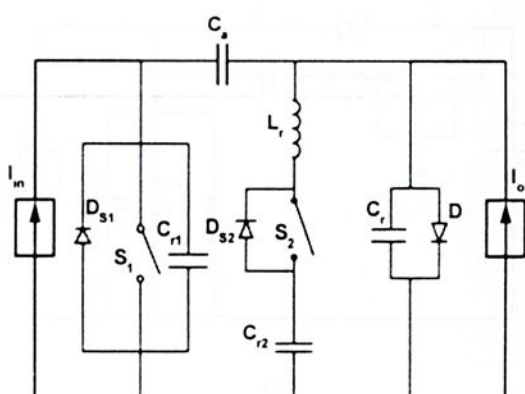
(c) Buck-Boost



(d) Sepic



(e) Zeta



(f) Cuk

Fig.2.2- Nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM.

Para verificar as principais características desta nova célula de comutação, as vantagens e possíveis desvantagens em relação às antecessoras, nos próximos capítulos analisar-se-á o novo conversor Boost ZVS-PWM, conforme figura 2.2 (a).

2.3. Etapas de funcionamento para o novo conversor Boost-ZVS-PWM - Análise Qualitativa

Para analisar as etapas de funcionamento do novo conversor Boost-ZVS-PWM proposto, são assumidas as seguintes simplificações:

- Todos os elementos reativos são considerados ideais, ou seja, sem resistências em série ou capacitâncias entre enrolamentos;
- Os dispositivos semicondutores são admitidos ideais, considerando-se apenas as capacitâncias de junção de S_1 e D ;
- O indutor boost de entrada é tal que em série com a fonte de tensão de entrada possa ser considerado como uma fonte de corrente constante I_{in} ;
- O capacitor de saída é tal que em paralelo com a carga possa ser considerado como uma fonte de tensão constante.

Portanto, na figura 2.3 (a) tem-se o circuito para o novo conversor Boost-ZVS-PWM e na figura 2.3 (b) tem-se o circuito equivalente simplificado para a análise do conversor Boost ZVS-PWM proposto, considerando-se que a operação é no modo contínuo de corrente através de L_{in} (indutor boost de entrada).

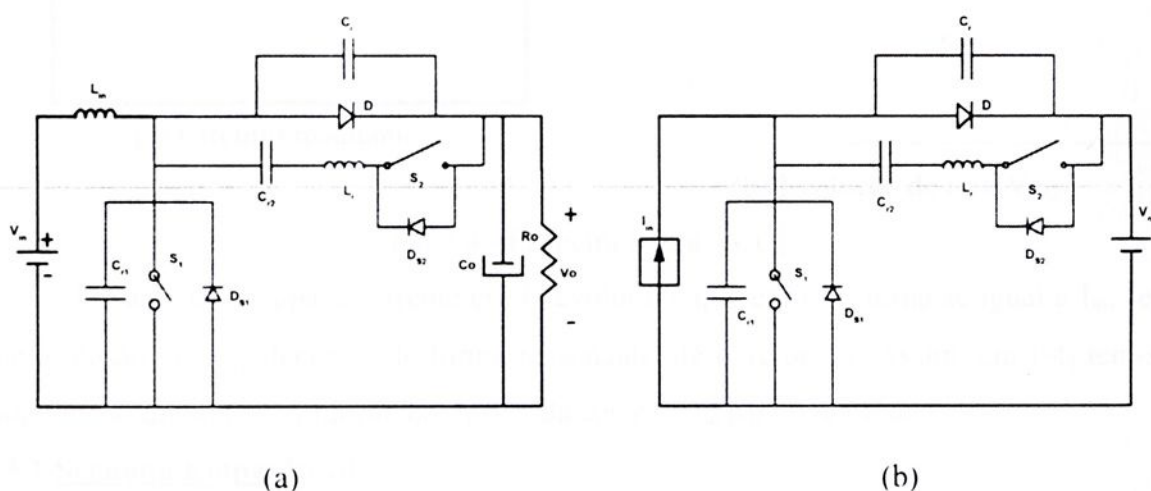


Figura 2.3- (a) Novo conversor Boost ZVS-PWM e (b) Circuito equivalente simplificado.

2.3.1-Primeira Etapa: $[t_0, t_1]$

As condições iniciais em $t=t_0$, são as seguintes:

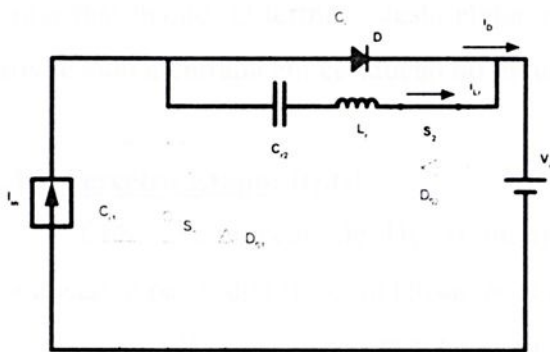
$$\begin{cases} i_{lr}(t_0) = 0 \\ V_{cr1}(t_0) = V_o \\ V_{cr2}(t_0) = V_{MAX} \\ V_{cr}(t_0) = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Onde:

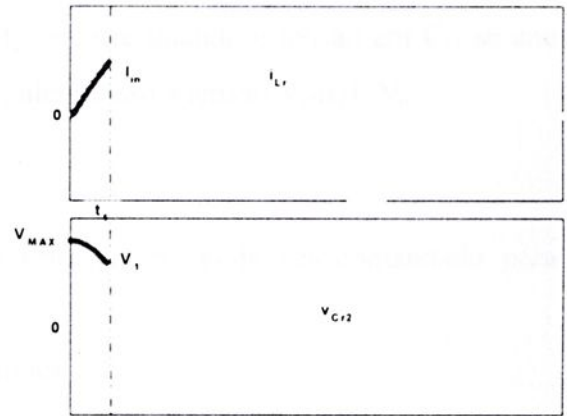
V_o = Tensão média na carga.

V_{MAX} = Tensão máxima de carga no capacitor ressonante C_{r2} .

Considera-se inicialmente que o interruptor principal S_1 encontra-se bloqueado e que o diodo D conduz a corrente I_m em direção à carga. Em $t=t_0$, o interruptor auxiliar S_2 é comandado para a condução, como se mostra na figura 2.4, dando início à ressonância entre L_r e C_{r2} . A derivada de corrente $\frac{di_{lr}}{dt}$ através de S_2 é limitada pelo indutor ressonante, permitindo então que a entrada em condução deste dispositivo semiconductor possa ser considerada do tipo ZCS.



(a) Circuito resultante.



(b) Evolução de i_{lr} e V_{cr2} .

Fig.2.4 - Primeira Etapa. $[t_0, t_1]$.

Durante esta etapa a corrente em L_r evolui até que em $t=t_1$, torna-se igual a I_m , sendo que a tensão em C_{r2} decresce de forma ressonante até o valor V_1 . Assim, em $t=t_1$ tem-se o bloqueio do diodo D , em função do desvio da corrente I_m para o ramo de L_r .

2.3.2-Segunda Etapa: $[t_1, t_2]$

As condições iniciais em $t=t_1$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{lr}(t_1) = I_m \\ V_{cr1}(t_1) = V_o \\ V_{cr2}(t_1) = V_1 \\ V_{cr}(t_1) = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

Onde:

V_1 = Tensão de carga inicial no capacitor ressonante C_{r2} .

I_{in} = Corrente média de entrada.

Com o bloqueio do diodo D, em $t=t_1$, tem-se o circuito equivalente da figura 2.5.

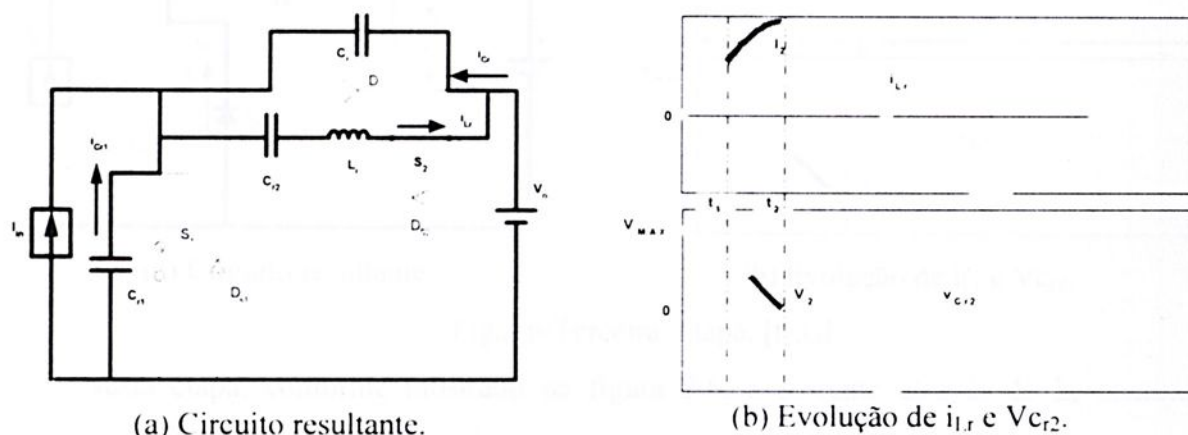


Fig.2.5-Segunda Etapa. $[t_1, t_2]$.

Durante esta etapa a corrente em L_r continua a aumentar, de forma ressonante, agora com a associação das capacitâncias C_r , C_{r1} e C_{r2} . A tensão em C_{r2} continua a decrescer de forma ressonante. O término desta etapa, em $t=t_2$, ocorre quando a tensão em C_{r1} se anula, provocando a entrada em condução do diodo D_{s1} , além disso a tensão $V_{cr}(t_2)=V_o$.

2.3.3-Terceira Etapa: $[t_2, t_3]$

Com a condução de D_{s1} o interruptor principal S_1 pode ser comandado para a condução, a partir de $t=t_2$, com tensão nula ZVS.

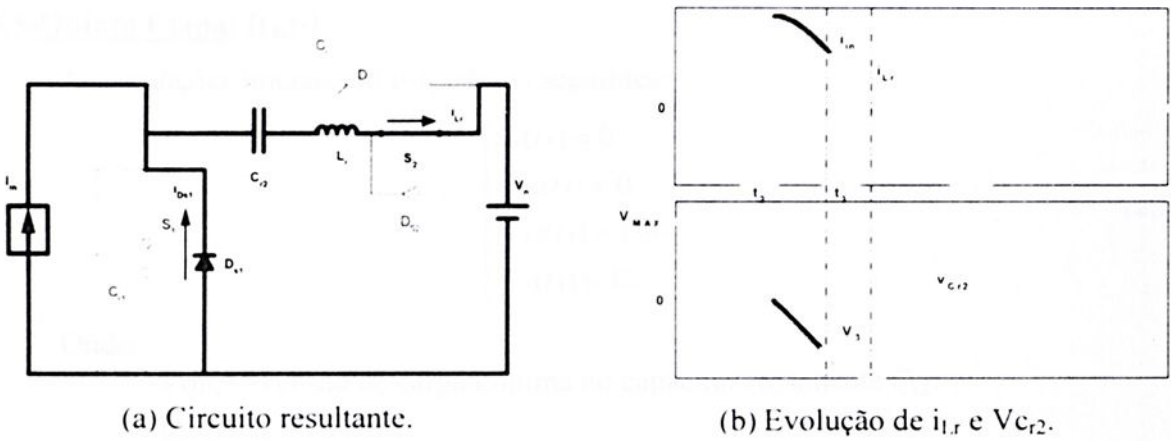
As condições iniciais em $t=t_2$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I_2 \\ V_{Cr1}(t_2) = 0 \\ V_{Cr2}(t_2) = V_2 \\ V_{Cr}(t_2) = V_o \end{cases} \quad (2.3)$$

Onde:

V_2 = Tensão de carga inicial no capacitor ressonante C_{r2} .

I_2 = Corrente inicial através do capacitor ressonante C_{r2} .

Fig.2.6-Terceira Etapa. $[t_2, t_3]$.

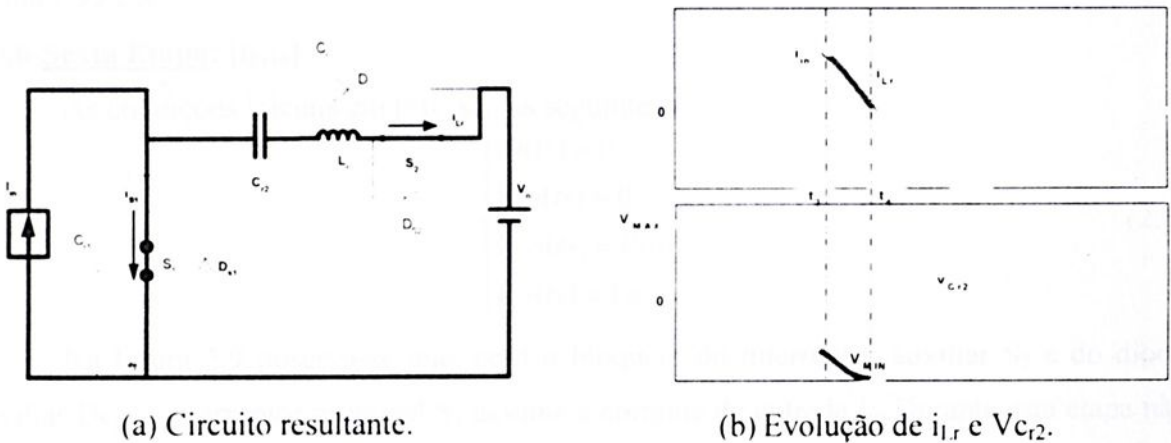
Nesta etapa, conforme mostrado na figura 2.6, a corrente através de L_r continua evoluindo de forma ressonante, sendo que em $t=t_3$, torna-se I_{in} ($i_{Lr}(t_3) = I_{in}$), acarretando o bloqueio do diodo D_{s1} , pois, ao mesmo tempo, a corrente no diodo D_{s1} torna-se nula e a tensão em V_{Cr2} chega ao valor V_3 .

2.3.4-Quarta Etapa: $[t_3, t_4]$

As condições iniciais em $t=t_3$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_3) = I_{in} \\ V_{Cr1}(t_3) = 0 \\ V_{Cr2}(t_3) = V_3 \\ V_{Cr}(t_3) = V_s \end{cases} \quad (2.4)$$

Nesta etapa, conforme mostrado na figura 2.7, o interruptor principal S_1 entra em condução de forma ZVS em $t=t_3$ com o bloqueio de D_{s1} . A corrente através de L_r continua decrescendo de forma ressonante, sendo que em $t=t_4$, torna-se nula, permitindo a entrada em condução do diodo D_{s2} em anti-paralelo com S_2 . Ao mesmo tempo, a corrente através de S_1 torna-se igual a I_{in} , e, a tensão em V_{Cr2} chega ao seu valor mínimo.

Fig.2.7-Quarta Etapa. $[t_3, t_4]$.

2.3.5-Quinta Etapa: $[t_4, t_5]$

As condições iniciais em $t=t_4$, são as seguintes:

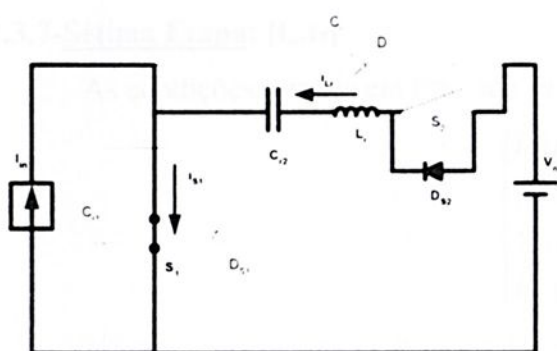
$$\begin{cases} i_{Lr}(t_4) = 0 \\ V_{Cr1}(t_4) = 0 \\ V_{Cr2}(t_4) = V_{MIN} \\ V_{Cr}(t_4) = V_o \end{cases} \quad (2.5)$$

Onde:

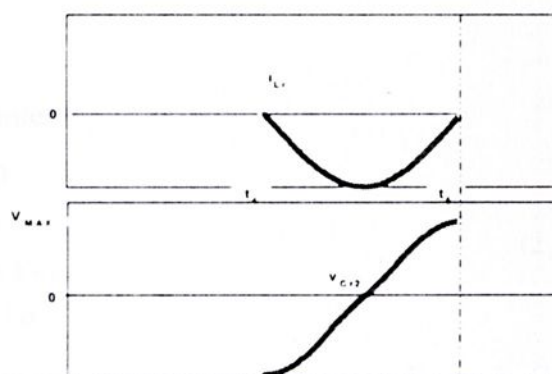
V_{MIN} = Tensão de carga mínima no capacitor ressonante C_{r2} .

$V_{MIN} < 0$

Nesta etapa, conforme mostrado na figura 2.8, a corrente no indutor ressonante L_r inverte o seu sentido e evolui de forma ressonante até que em $t=t_5$ atinge novamente o seu valor nulo, causando o bloqueio do diodo D_{S2} . Com o bloqueio do diodo D_{S2} , o ramo auxiliar é retirado do circuito. A tensão no capacitor V_{Cr2} evolui de forma ressonante até que no final desta etapa assume o seu valor V_{MAX} .



(a) Circuito resultante.



(b) Evolução de i_{Lr} e V_{Cr2} .

Fig.2.8-Quinta Etapa. $[t_4, t_5]$.

Durante esta etapa o interruptor auxiliar S_2 pode ser comandado para o bloqueio de forma ZVZCS.

2.3.6-Sexta Etapa: $[t_5, t_6]$

As condições iniciais em $t=t_5$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_5) = 0 \\ V_{Cr1}(t_5) = 0 \\ V_{Cr2}(t_5) = V_{MAX} \\ V_{Cr}(t_5) = V_o \end{cases} \quad (2.6)$$

Na figura 2.9 observa-se que, com o bloqueio do interruptor auxiliar S_2 e do diodo auxiliar D_{S2} , o interruptor principal S_1 assume a corrente de entrada I_m . Durante esta etapa não ocorrem mudanças nas variáveis de estado da estrutura, sendo esta a principal etapa para a regulação e controle da tensão média de saída V_o .

Em $t=t_6$, o interruptor principal S_1 é comandado para o bloqueio com tensão nula (ZVS), uma vez que a sua capacitância intrínseca C_{r1} limita a derivada da tensão $\frac{dV_{Cr1}}{dt}$, impedindo que a tensão sobre o mesmo varie instantaneamente durante o bloqueio.

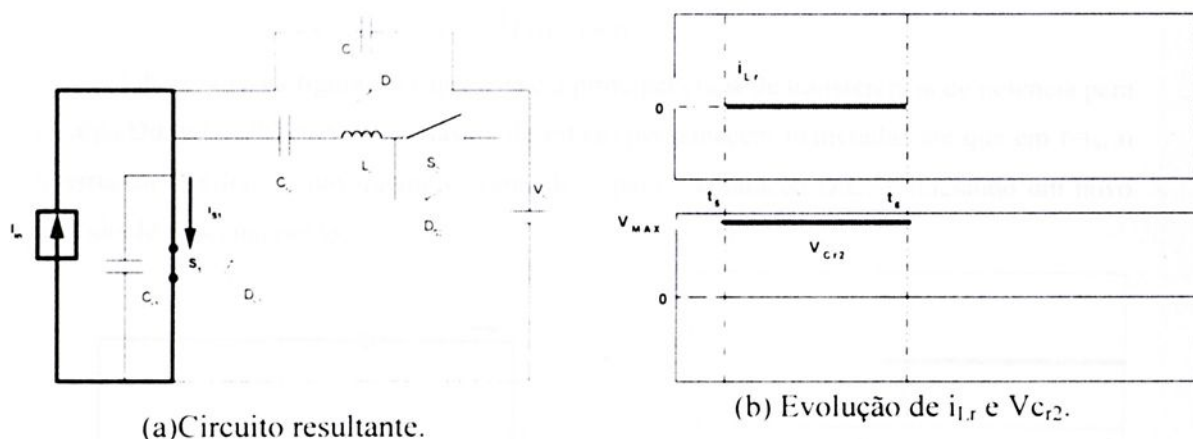


Fig.2.9- Sexta Etapa. $[t_5, t_6]$.

2.3.7-Sétima Etapa: $[t_6, t_7]$

As condições iniciais em $t=t_6$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_6) = 0 \\ V_{Cr1}(t_6) = 0 \\ V_{Cr2}(t_6) = V_{MAX} \\ V_{Cr}(t_6) = V_0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Conforme mostrado na figura 2.10, durante esta etapa ocorre a descarga linear de C_r e a carga linear de C_{r1} . Assim, em $t=t_7$, a tensão V_{Cr1} assume o valor V_0 ao mesmo tempo em que a tensão V_{Cr} torna-se nula. Com a tensão em C_r nula, o diodo D entra em condução de forma ZVS, assumindo a corrente de entrada I_{in} .

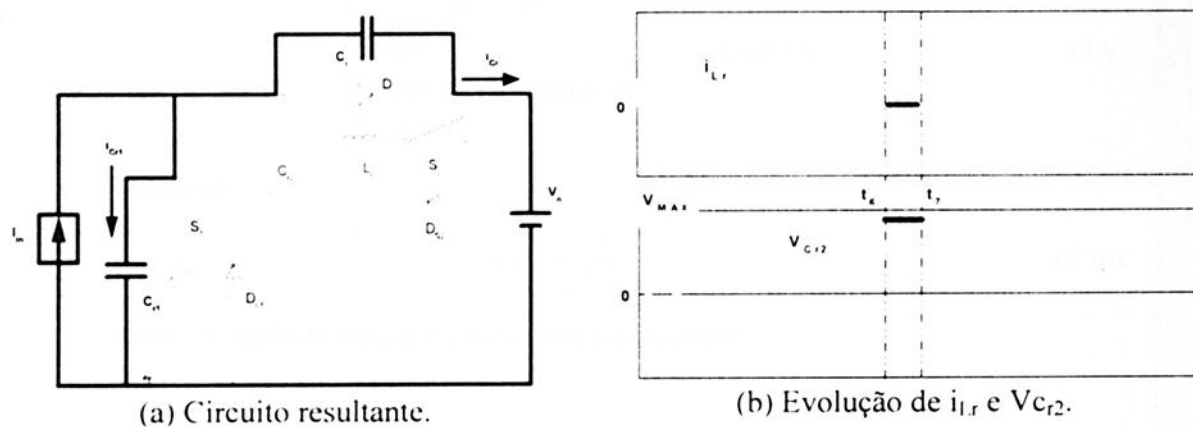


Fig.2.10-Sétima Etapa. $[t_6, t_7]$.

2.3.8-Oitava Etapa: $[t_7, t_8]$

As condições iniciais em $t=t_7$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_7) = 0 \\ V_{Cr1}(t_7) = V_o \\ V_{Cr2}(t_7) = V_{MIV} \\ V_{Cr}(t_7) = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Observa-se na figura 2.11 que esta é a principal etapa de transferência de potência para a carga. Durante esta etapa as variáveis de estado permanecem inalteradas até que em $t=t_8$, o interruptor auxiliar S_2 novamente é comandado para a condução (ZCS), iniciando um novo período de funcionamento.

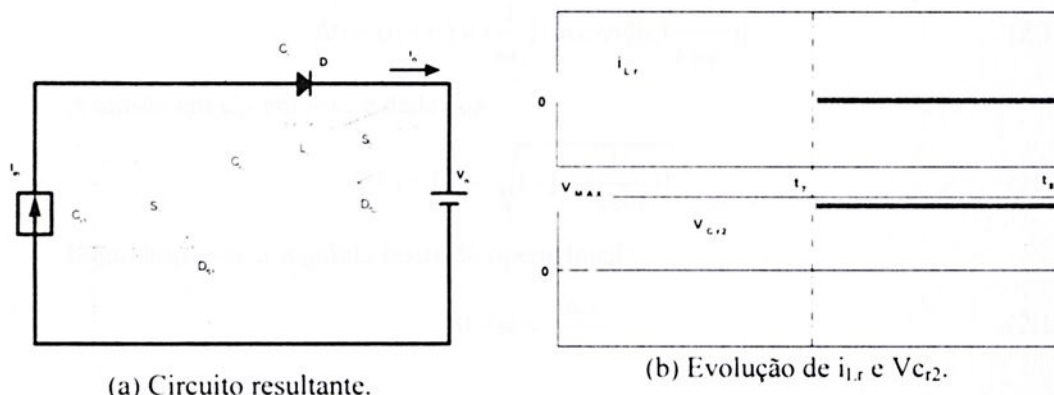


Fig.2.11-Oitava Etapa. $[t_7, t_8]$.

2.4.Análise Quantitativa para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

2.4.1-Primeira Etapa: $[t_0, t_1]$

Da análise e das transformações matemáticas operadas na estrutura apresentada na figura 2.4, tem-se a corrente e as tensões normalizadas:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \left(\frac{I_m}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_{MIV}}{V_o}\right) \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \\ V_{Cr1}(t) = V_o \\ V_{Cr2}(t) = V_{MIV} \cos(\omega_o \cdot t) \\ V_{Cr}(t) = 0 \end{cases} \quad , t_0 < t \leq t_1 \quad (2.9)$$

Define-se:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{r2}}} \quad (2.10)$$

como a frequência angular de ressonância desta etapa.

Define-se também:

$$\alpha = \frac{I_m}{I_o} \cdot Z_o \quad (2.11)$$

como a corrente de carga normalizada.

Além disso:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_{r2}}} \quad (2.12)$$

é a impedância característica de ressonância.

Em $t=t_1$, tem-se que: $i_{lr}(t_1) = I_m$.

Assim,

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_o) = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \arcsen\left[\alpha \cdot \left(\frac{V_o}{V_{MLN}}\right)\right] \quad (2.13)$$

A tensão em C_{r2} em $t=t_1$, é dada por:

$$V_1 = V_{MLN} \sqrt{1 - \left[\alpha \cdot \left(\frac{V_o}{V_{MLN}}\right)\right]^2} \quad (2.14)$$

Logo, impõe-se a seguinte restrição operacional:

$$0 < \alpha < \frac{V_{MLN}}{V_o} \quad (2.15)$$

2.4.2-Segunda Etapa: $[t_1, t_2]$

Analisando-se as condições iniciais para esta etapa e com a análise da figura 2.5, tem-se:

$$V_o = V_{cr1}(t) + V_{cr}(t) \quad (2.16)$$

$$V_{cr}(t) = V_{cr2}(t) - L_r \frac{di_{lr}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

Onde:

$$i_{cr1}(t) = -C_{r1} \frac{dV_{cr1}(t)}{dt} = -C_{r1} \frac{d(V_o - V_{cr}(t))}{dt} \quad (2.18)$$

representa a "descarga de C_{r1} ", e,

$$i_{cr}(t) = +C_r \frac{dV_{cr}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

representa a "carga de C_r ".

Assim, com:

$$i_{lr}(t) = i_{cr}(t) + i_{cr1}(t) + I_m \quad (2.20)$$

$$i_{lr}(t) = (C_r + C_{r1}) \cdot \frac{dV_{cr}(t)}{dt} + I_m \quad (2.21)$$

Sendo,

$$i_{lr}(t) = -C_{r2} \cdot \frac{dV_{cr2}(t)}{dt} \quad (2.22)$$

Logo,

$$\frac{d^3(V_{cr}(t))}{dt^3} + \left(\frac{1}{L_r \cdot C_{eq}}\right) \cdot \frac{dV_{cr}(t)}{dt} + \frac{I_m}{C_p \cdot C_{r2} \cdot L_r} = 0 \quad (2.23)$$

Onde:

$$C_p = C_r + C_{r1} \quad (2.24)$$

$$C_{eq} = \frac{C_p \cdot C_{r2}}{C_p + C_{r2}} \quad (2.25)$$

Com as condições iniciais em $t=t_1$, resolvendo-se (2.23), obtém-se que:

$$V_{cr}(t) = \frac{I_m \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{eq}}}{(C_{r2} + C_p)} \cdot \text{sen}(\omega_2 t) + \frac{V_o \cdot C_{eq}}{C_p} \cdot (1 - \cos(\omega_2 t)) - \frac{I_m}{(C_{r2} + C_p)} \quad (2.26)$$

Onde:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{eq}}} \quad (2.27)$$

Adotando-se que:

$$\beta = \frac{C_{r2}}{C_p} = \frac{C_{r2}}{(C_r + C_{r1})} \quad (2.28)$$

Então,

$$\frac{C_{eq}}{C_p} = \frac{\beta}{(1 + \beta)} \quad (2.29)$$

$$\frac{C_{r2}}{C_{eq}} = (1 + \beta) \quad (2.30)$$

$$\omega_2 = \omega_o \cdot \sqrt{1 + \beta} \quad (2.31)$$

Portanto, a corrente e as tensões normalizadas são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = I_m \cdot \left[\frac{\beta}{(\beta + 1)} + \frac{1}{(\beta + 1)} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) + \left(\frac{1}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_o}\right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\beta + 1}}\right) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right] \\ V_{cr1}(t) = V_1 \cdot \left[\left(\frac{V_o}{V_1}\right) - \frac{\beta}{(\beta + 1)} \right] + \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta + 1) \cdot V_1} \cdot \omega_o \cdot t + \frac{\beta \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)}{(\beta + 1)} - \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta + 1)^{3/2} \cdot V_1} \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \\ V_{cr2}(t) = V_1 \cdot \left[\frac{\beta}{(\beta + 1)} - \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta + 1) \cdot V_1} \cdot \omega_o \cdot t - \frac{\alpha \cdot V_o}{V_1 \cdot (\beta + 1)^{3/2}} \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) + \frac{1}{(\beta + 1)} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \right] \\ V_{cr}(t) = V_o - V_{cr1}(t) \end{cases}$$

$$t_1 < t \leq t_2 \quad (2.32)$$

Em $t=t_2$, tem-se que:

$$V_{cr}(t_2) = V_o \quad (2.33)$$

e:

$$V_{cr1}(t_2) = 0 \quad (2.34)$$

Assim:

$$0 = V_1 \cdot \left[\left(\frac{V_o}{V_1} \right) - \frac{\beta}{(\beta+1)} \right] + \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta+1) \cdot V_1} \cdot \omega_o \cdot t + \frac{\beta \cdot \cos(\omega_o \cdot t)}{(\beta+1)} - \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta+1)^{3/2} \cdot V_1} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (2.35)$$

Resolvendo-se a equação 2.35, de forma numérica, é possível obter $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$.

Ainda, em $t=t_2$, tem-se que:

$$\begin{aligned} i_{lr}(t_2) &= I_2 \\ V_{cr2}(t_2) &= V_2 \end{aligned} \quad (2.36)$$

Assim,

$$\begin{aligned} I_2 &= I_m \cdot \left[\frac{\beta}{(\beta+1)} + \frac{1}{(\beta+1)} \cdot \cos(\omega_o \cdot \Delta t_2) + \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_o} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\beta+1}} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot \Delta t_2) \right] \\ V_2 &= V_1 \cdot \left[\frac{\beta}{(\beta+1)} - \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta+1) \cdot V_1} \cdot \omega_o \cdot \Delta t_2 - \frac{\alpha \cdot V_o}{V_1 \cdot (\beta+1)^{3/2}} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot \Delta t_2) + \frac{1}{(\beta+1)} \cdot \cos(\omega_o \cdot \Delta t_2) \right] \end{aligned} \quad (2.37)$$

2.4.3-Terceira Etapa: $[t_2, t_3]$

Pela análise da figura 2.6 e com as condições iniciais para esta etapa, tem-se que:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = I_2 \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + \left(\frac{I_m}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_2 - V_o}{V_o} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \\ V_{cr1}(t) = 0 \\ V_{cr2}(t) = V_o - \left(\alpha \cdot V_o \right) \cdot \left(\frac{I_2}{I_m} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + (V_2 - V_o) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \\ V_{cr}(t) = V_o \end{cases}, t_2 < t \leq t_3 \quad (2.38)$$

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

$$i_{lr}(t_3) = I_m \quad (2.39)$$

Assim,

$$\Delta t_3 = \left(\frac{1}{\omega_o} \right) \cdot \arcsen \left\{ \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \right\} \quad (2.40)$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 a &= 1 + \left[\left(\frac{I_m}{I_2} \right) \cdot \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_o - V_2}{V_o} \right) \right]^2 \\
 b &= 2 \cdot \left(\frac{I_m}{I_2} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_o - V_2}{V_o} \right) \\
 c &= \left(\frac{I_o}{I_2} \right)^2 - 1
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Portanto:

$$V_{Cr2}(t) = V_o - (\alpha \cdot V_o) \cdot \left(\frac{I_2}{I_m} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot \Delta t_3) + (V_2 - V_o) \cdot \cos(\omega_o \cdot \Delta t_3) \tag{2.42}$$

2.4.4-Quarta Etapa: [t₃,t₄]

De acordo com as condições iniciais e análise da figura 2.7, tem-se:

$$\begin{cases} i_{Cr}(t) = I_m \cdot \cos(\omega_o t) + \left(\frac{I_m}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_3 - V_o}{V_o} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o t) \\ V_{Cr1}(t) = 0 \\ V_{Cr2}(t) = V_o + (V_3 - V_o) \cdot \cos(\omega_o t) - (\alpha \cdot V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o t) \\ V_{Cr}(t) = V_o \end{cases}, t_3 < t \leq t_4 \tag{2.43}$$

Em t=t₄, tem-se que:

$$i_{Cr}(t_4) = 0 \tag{2.44}$$

e,

$$V_{Cr2}(t_4) = V_{MIN} \tag{2.45}$$

O intervalo de tempo é dado por:

$$\Delta t_4 = \left(\frac{1}{\omega_o} \right) \cdot \arcsen \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_o - V_3}{V_o} \right) \right]^2}} \right) \tag{2.46}$$

A tensão mínima no capacitor ressonante C_{r2} é dado por:

$$V_{MIN} = V_o + (V_3 - V_o) \cdot \cos(\omega_o \cdot \Delta t_4) - (\alpha \cdot V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot \Delta t_4) \tag{2.47}$$

2.4.5-Quinta Etapa: [t₄,t₅]

De acordo com as condições iniciais e análise da figura 2.8, tem-se:

$$\begin{cases} i_{Cr}(t) = \left(\frac{I_m}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_{MIN} - V_o}{V_o} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o t) \\ V_{Cr1}(t) = 0 \\ V_{Cr2}(t) = V_o + (V_{MIN} - V_o) \cdot \cos(\omega_o t) \\ V_{Cr}(t) = V_o \end{cases}, t_4 < t \leq t_5 \tag{2.48}$$

Em t=t₅ tem-se que:

$$i_{Cr}(t_5) = 0 \tag{2.49}$$

O intervalo de tempo é dado por:

$$\Delta t_s = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \pi \quad (2.50)$$

A tensão máxima no capacitor ressonante C_{r2} é dado por:

$$V_{MAX} = 2 \cdot V_o - V_{MIN} \quad (2.51)$$

2.4.6-Sexta Etapa: $[t_5, t_6]$

De acordo com as condições iniciais e análise da figura 2.9, tem-se:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = 0 \\ V_{Cr1}(t) = 0 \\ V_{Cr2}(t) = V_{MAX} \\ V_{Cr}(t) = V_o \end{cases}, t_5 < t \leq t_6 \quad (2.52)$$

Em $t=t_6$, o interruptor principal S_1 é comandado para bloqueio de forma ZVS.

O intervalo de tempo de controle, é dado por:

$$\Delta t_6 = D \cdot T \quad (2.53)$$

Onde:

D: Razão cíclica de trabalho do interruptor principal

T: Período de chaveamento para o interruptor principal S_1 .

2.4.7 - Sétima Etapa: $[t_6, t_7]$

De acordo com as condições iniciais e análise da Figura 2.10, tem-se:

$$V_o = V_{Cr1}(t) + V_{Cr}(t) \quad (2.54)$$

$$I_m = i_{Cr1}(t) + i_{Cr}(t) \quad (2.55)$$

Onde:

$$i_{Cr1}(t) = C_{r1} \cdot \frac{dV_{Cr1}(t)}{dt} \quad (2.56)$$

$$i_{Cr}(t) = -C_r \cdot \frac{dV_{Cr}(t)}{dt} = -C_r \cdot \frac{d(V_o - V_{Cr1}(t))}{dt} \quad (2.57)$$

Assim,

$$I_m = (C_r + C_{r1}) \cdot \frac{dV_{Cr1}(t)}{dt} = C_r \cdot \frac{dV_{Cr1}(t)}{dt} \quad (2.58)$$

Logo:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = 0 \\ V_{cr1}(t) = V_o \cdot (\alpha \cdot \beta) \cdot (\omega_o \cdot t) \\ V_{cr2}(t) = V_{MVA} \\ V_{cr}(t) = V_o - V_o \cdot (\alpha \cdot \beta) \cdot (\omega_o \cdot t) \end{cases}, t_6 < t \leq t_7 \quad (2.59)$$

Em $t=t_7$, tem-se que :

$$\begin{aligned} V_{cr}(t_7) &= 0 \\ e \\ V_{cr1}(t_7) &= V_o \end{aligned} \quad (2.60)$$

Assim, o intervalo de tempo desta etapa é obtido conforme a equação (2.61)

$$\Delta t_7 = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \left(\frac{1}{\alpha \cdot \beta}\right) \quad (2.61)$$

2.4.7 - Oitava Etapa: $[t_7, t_8]$

Esta etapa, conforme ilustrado na figura 2.11 é caracterizada pelo intervalo de condução do diodo D, transferindo potência à carga, de acordo com a equação (2.62).

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = 0 \\ V_{cr1}(t) = V_o \\ V_{cr2}(t) = V_{MVA} \\ V_{cr}(t) = 0 \end{cases}, t_7 < t \leq t_8 \quad (2.62)$$

O intervalo de tempo desta etapa é dado por:

$$\Delta t_8 = T \cdot (1 - D) - \Delta t_7 - \sum_{i=1}^5 \Delta t_i \quad (2.63)$$

2.5 Restrições para operação ZVS-PWM

Para que o interruptor principal S_1 realize as comutações de forma ZVS é necessário que a tensão V_{cr1} sobre o interruptor principal S_1 se torne nula antes que a corrente i_{lr} (através do indutor ressonante L_r) passe pelo valor zero e inverta de sentido. Matematicamente, isto pode ser analisado da seguinte forma:

Em $t=t_2$, devem ser satisfeitas as seguintes condições:

$$\begin{aligned} V_{cr1}(\Delta t_2) &= 0 \\ e \\ i_{lr}(\Delta t_2) &> 0 \end{aligned} \quad (2.64)$$

Na condição crítica tem-se que:

$$V_{cr2}(\Delta t_{2cr}) = 0 \quad (2.65)$$

Para obter o intervalo de tempo crítico deve-se resolver a equação (2.66):

$$0 = V_1 \cdot \left[\frac{\beta}{(\beta + 1)} - \frac{\alpha \cdot \beta \cdot V_o}{(\beta + 1) \cdot V_1} \cdot \omega_o \cdot \Delta t_{2cr} - \frac{\alpha \cdot V_o}{V_1 \cdot (\beta + 1)^{3/2}} \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot \Delta t_{2cr}) + \frac{1}{(\beta + 1)} \cdot \cos(\omega_2 \cdot \Delta t_{2cr}) \right] \quad (2.66)$$

Então na condição crítica, tem-se que:

$$\Delta t_{2cr} = \left(\frac{1}{\omega_o} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\beta + 1}} \right) \cdot \arcsen \left(\left(\frac{1}{2 \cdot A} \right) \cdot (-B \pm \sqrt{B^2 - 4 \cdot A \cdot C'}) \right) \quad (2.67)$$

Onde:

$$\begin{aligned} A &= 1 + \left[\left(\frac{V_o}{V_1} \right) \cdot \left(\frac{\alpha}{\sqrt{\beta + 1}} \right) \right]^2 \\ B &= -2 \cdot \left(\frac{V_o}{V_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{\alpha}{\sqrt{\beta + 1}} \right) \\ C' &= \left(\frac{V_o}{V_1} \right)^2 - 1 \end{aligned} \quad (2.68)$$

Considerando que:

$$\Delta t_{2cr} > 0 \quad (2.69)$$

Para que a restrição da equação (2.69) seja verificada é necessário que as condições estabelecidas pela equação (2.70) sejam satisfeitas.

$$\begin{aligned} V_{MLV} &> V_o \\ V_{MLV} &> \alpha \cdot V_o \cdot \sqrt{\frac{\beta + 2}{\beta + 1}} \\ V_{MLV} &> V_o \cdot \sqrt{\alpha^2 + 1} \end{aligned} \quad (2.70)$$

Por outro lado, a relação das capacitâncias β , e a corrente de carga normalizada α , devem satisfazer:

$$\begin{aligned} 0 &< \alpha < 1 \\ \beta &< \frac{1}{1 - \alpha^2} \\ \beta &> 0 \end{aligned} \quad (2.71)$$

2.6 Ganho Estático para o novo conversor Boost ZVS-PWM

Definindo-se o Ganho Estático q por:

$$q = \frac{V_o}{V_m} \quad (2.72)$$

Ou,

$$q = \frac{I_m}{I_{omed}} \quad (2.73)$$

Onde:

I_m = Corrente média de entrada

I_{omed} = Corrente média na carga

Na primeira etapa, $[t_0, t_1]$, a contribuição para a corrente média na carga é representada pela equação (2.74):

$$I_{omed1} = (I_m) \cdot \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot X \quad (2.74)$$

A relação de frequências f é definida como:

$$f = \frac{f_s}{f_o} \quad (2.75)$$

Sendo:

f_s : a frequência de chaveamento

f_o : a frequência de ressonância

Onde:

$$X = \arcsen\left[\alpha \cdot \left(\frac{V_o}{V_{MVA}}\right)\right] \quad (2.76)$$

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} \quad (2.77)$$

Na segunda etapa, $[t_1, t_2]$, a contribuição para a corrente média na carga é dada por:

$$I_{omed2} = I_m \cdot \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot Y \quad (2.78)$$

Onde:

$$Y = \left(\frac{1}{\beta+1} \right) \cdot \left(\beta - \frac{1}{\sigma+1} \right) \cdot (\omega_o \cdot \Delta t_2) + \left(1 + \frac{1}{\sigma+1} \right) \cdot \left\{ \left(\frac{1}{\beta+1} \right) \cdot \sin(\omega_o \cdot \Delta t_2) + \left(\frac{1}{\alpha \cdot \sqrt{\beta+1}} \right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_o} \right) \cdot (1 - \cos(\omega_o \cdot \Delta t_2)) \right\} \quad (2.79)$$

Na terceira etapa, $[t_2, t_3]$, a contribuição para a corrente média na carga é dada pela equação (2.80).

$$I_{med3} = I_m \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot Z \quad (2.80)$$

Onde:

$$Z = \left\{ \left(\frac{I_2}{I_m} \right) \cdot \left(\frac{-h + \sqrt{h^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \right) + \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{V_2 - V_o}{V_o} \right) \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{-h + \sqrt{h^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \right)^2} \right] \right\} \quad (2.81)$$

Na quarta etapa, $[t_3, t_4]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (2.82).

$$I_{med4} = I_m \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot U \quad (2.82)$$

Onde:

$$U = \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{1}{\alpha} \right) \left(\frac{V_o - V_3}{V_o} \right) \right]^2}} + \left(\frac{1}{\alpha} \right) \left(\frac{V_3 - V_o}{V_o} \right) \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{1}{\alpha} \right) \left(\frac{V_o - V_3}{V_o} \right) \right]^2}} \right)^2} \right] \right\} \quad (2.83)$$

Na quinta etapa, $[t_4, t_5]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (2.84).

$$I_{med5} = I_m \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot W \quad (2.84)$$

Onde:

$$W = 2 \cdot \left(\frac{V_4 - V_o}{V_o} \right) \quad (2.85)$$

Na sétima etapa, $[t_6, t_7]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (2.86).

$$I_{med7} = I_m \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot V \quad (2.86)$$

Onde:

$$V = \left(\frac{1}{\alpha \cdot \beta} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sigma + 1} \right) \quad (2.87)$$

e,

$$\sigma = \frac{C_{r1}}{C_r} \quad (2.88)$$

Na oitava etapa, $[t_7, t_8]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (2.89).

$$I_{omed8} = I_m \cdot \left[(1 - D) - \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot (\omega_n) \cdot (\Delta t + \sum_{i=1}^s \Delta t_i) \right] \quad (2.89)$$

Finalmente, obtêm-se a equação da corrente média de carga I_{omed} , conforme equação (2.90).

$$I_{omed} = I_{omed1} + I_{omed2} + I_{omed3} + I_{omed4} + I_{omed5} + I_{omed7} + I_{omed8} \quad (2.90)$$

O ganho estático q é obtido conforme equação (2.91), assim:

$$q = \frac{1}{1 - \left\{ D + \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot [\omega_n \cdot (\Delta t + \sum_{i=1}^s t_i) - (X + Y + Z + W + U + V)] \right\}} \quad (2.91)$$

2.7.Exemplo de Projeto para o novo conversor Boost ZVS-PWM

A seguir são apresentados os dados de projeto e a metodologia proposta.

2.7.1.Dados do Projeto

$V_m = 220$ [V]	Tensão média nominal de entrada
$V_o = 400$ [V]	Valor médio nominal da tensão de saída
$P_o = 600$ [W]	Potência média nominal de saída
$f_s = 50$ [kHz]	Frequência de chaveamento

2.7.2.Escolha do ponto de operação

a) Calcula-se o Ganho estático (q) nominal

$$q = \frac{V_o}{V_m} \quad (2.92)$$

Logo,

$$q = 1.818$$

b) Define-se o valor da relação de frequências (f) e calculam-se a frequência de ressonância (f_o) e a frequência angular de ressonância (ω_o).

Adotando-se:

$$f = 0,1$$

$$f_o = \left(\frac{f_s}{f} \right) \quad (2.93)$$

Logo,

$$f_o = 5.10^5 \text{ Hz}$$

Onde:

$$\omega_o = 2.\pi.f_o \quad (2.94)$$

Assim:

$$\omega_o = 3.142.10^6 \text{ rad/s}$$

c) Calcula-se o valor médio nominal da corrente de entrada I_m

$$I_m = \frac{P_o}{V_m} \quad (2.95)$$

Logo:

$$I_m = 2.727 \text{ A}$$

2.7.3.Cálculo dos valores dos componentes ressonantes

a) Em função dos esforços de corrente e tensão avaliados pelo projeto, e, com as informações técnicas para o MOSFET (S_1 : IRFP460) e diodo D (MUR860) especificados, obtém-se os valores das capacitâncias intrínsecas dos mesmos.

$$C_{r1} = 800.10^{-12} \text{ F}$$

$$C_r = 350.10^{-12} \text{ F}$$

b) Adota-se o valor da relação das capacitâncias intrínsecas β como sendo:

$$\beta = 5$$

O cálculo da capacitância ressonante externa é obtida por meio da equação (2.96):

$$C_{r2} = \beta.(C_{r1} + C_r) \quad (2.96)$$

Logo,

$$C_{r2} = 5.75.10^{-9} \text{ F}$$

Adota-se o valor comercial mais próximo, sendo,

$$C_{r2} = 5.6.10^{-9} \text{ F}$$

c) De acordo com a equação de ganho estático (2.91) e levando em consideração as restrições impostas pela equação (2.71), obtém-se o valor da corrente de carga normalizada α :

$$\alpha = 0.92$$

d) Calcula-se o valor da impedância característica Z_o :

$$Z_o = \frac{1}{\omega_o.C_{r2}} \quad (2.97)$$

Logo,

$$Z_o = 55.36 \Omega$$

e) Calcula-se a indutância ressonante externa através da equação (2.12):

$$L_r = Z_{r2}^2.C_{r2} \tag{2.98}$$

Logo,

$$L_r = 17.62.10^{-6} \text{ H}$$

2.7.4.Cálculo da tensão máxima sobre o capacitor ressonante C_{r2}

O valor máximo da tensão sobre o capacitor ressonante V_{cr2} é calculado por meio das restrições impostas na equação (2.70):

$$V_{MAX} = V_m.\sqrt{\alpha^2 + 1} \tag{2.99}$$

Logo,

$$V_{MAX} = 544 \text{ V}$$

2.7.5.Cálculo da Razão cíclica nominal D

O calculo da razão ciclica nominal D é obtida isolando D da equação do ganho estático (2.91):

$$D = 1 - \{ (\frac{1}{q}) + (\frac{f}{2.\pi}) \cdot [\omega_m.(\Delta t) + \sum_{i=1}^s t_i) - (X + Y + Z + W + U + V)] \}; \tag{2.100}$$

Logo,

$$D = 0.320$$

2.7.6.Cálculo dos instantes de disparo e bloqueio dos interruptores

A seguir, apresentam-se na Tabela 2.1 os valores para os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento, utilizando-se as equações obtidas no capítulo 2, seção 2.4.

Tabela 2.1-Valores dos intervalos de tempo para cada etapa

	Etapas	Δt_i (s)	t_i (s)
1	[t ₀ ,t ₁]	2.341 10 ⁻⁷	2.341 10 ⁻⁷
2	[t ₁ ,t ₂]	3.000 10 ⁻⁷	5.341 10 ⁻⁷
3	[t ₂ ,t ₃]	1.462 10 ⁻⁸	5.487 10 ⁻⁷
4	[t ₃ ,t ₄]	2.251 10 ⁻⁷	7.738 10 ⁻⁷
5	[t ₄ ,t ₅]	5.851 10 ⁻⁷	1.359 10 ⁻⁶
6	[t ₅ ,t ₆]	6.4 10 ⁻⁶	7.759 10 ⁻⁶
7	[t ₆ ,t ₇]	6.902 10 ⁻⁸	7.782 10 ⁻⁶
8	[t ₇ ,t ₈]	12.17 10 ⁻⁶	2.000 10 ⁻⁵

A seguir, apresentam-se na Tabela 2.2 os instantes de disparo e de bloqueio para os interruptores principal e auxiliar, bem como a largura de pulso de comando para estes interruptores ativos.

Tabela 2.2 Instantes de comando e largura de pulsos para os interruptores ativos

Interruptor	t_{on} (s)	t_{off} (s)	Δt_{pulso} (s)
S ₁	$5,341 \cdot 10^{-7}$	$1,359 \cdot 10^{-6}$	$8,249 \cdot 10^{-7}$
S ₂	0	$6,613 \cdot 10^{-7}$	$6,613 \cdot 10^{-7}$

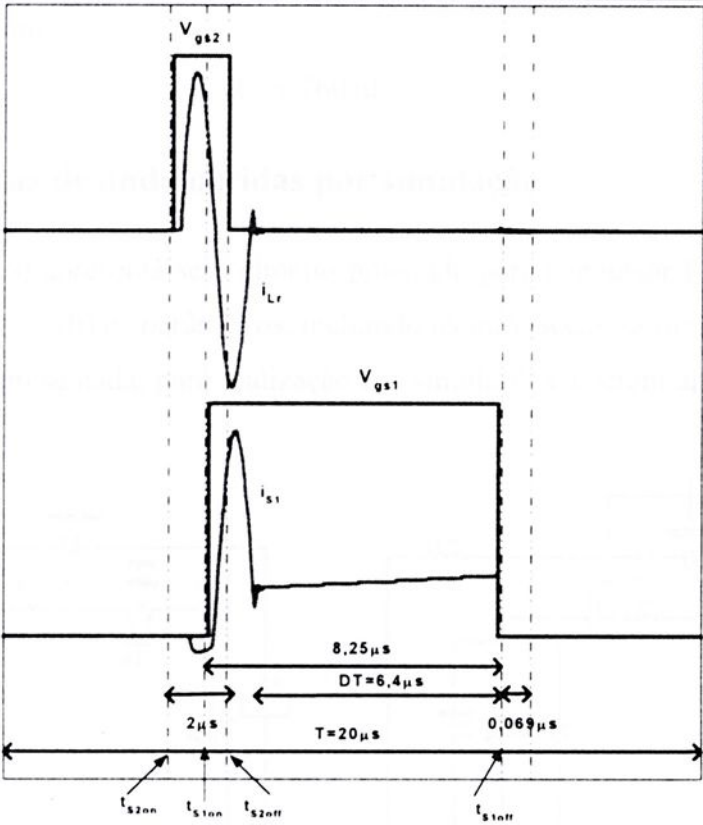


Fig.2.12- Instantes de disparo e de bloqueio dos interruptores.

Na figura 2.12 apresentam-se os instantes de disparo e de bloqueio dos interruptores controlados, utilizados no exemplo de simulação.

2.7.7. Cálculo da indutância de entrada e a capacitância de saída

a)Calcula-se a indutância de entrada L_m

Para calcular o indutância boost de entrada L_m , faz-se uso da equação (2.101):

$$L_m = \frac{V_m}{\Delta I} \cdot D \cdot T \tag{2.101}$$

Onde ΔI é o ripple da corrente de entrada i_{Lm} .
Adotando,

$$\Delta I = 40\% \cdot I_m \text{ (A)}$$

Logo,

$$\Delta I = 1,091 \text{ (A)}$$

Finalmente,

$$L_m = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

b) Calcula-se a capacitância do filtro de saída C_o .

Considerando-se a necessidade de $1\mu\text{F}$ para cada Watt de potência a processar, adota-se dois capacitores iguais em paralelo para o filtro de saída, sendo cada um deles de $380\mu\text{F}$, totalizando $760\mu\text{F}$. Assim,

$$C_o = 760 \mu\text{F}$$

2.8 Principais formas de onda obtidas por simulação

Na figura 2.13 (a) apresenta-se o circuito projetado para conversor Boost-ZVS-PWM em análise e na figura 2.13 (b) os parâmetros, incluindo os intrínsecos, conforme metodologia e exemplo de projeto apresentada, para realização das simulações a serem apresentadas neste capítulo.

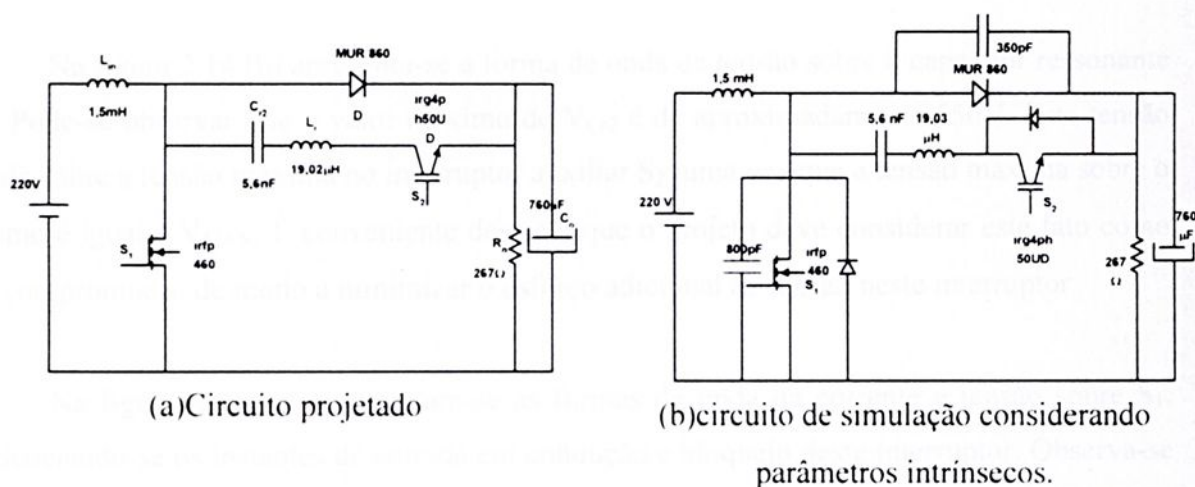
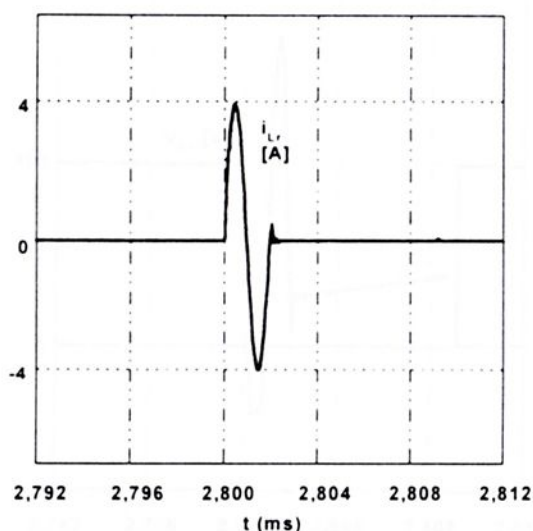
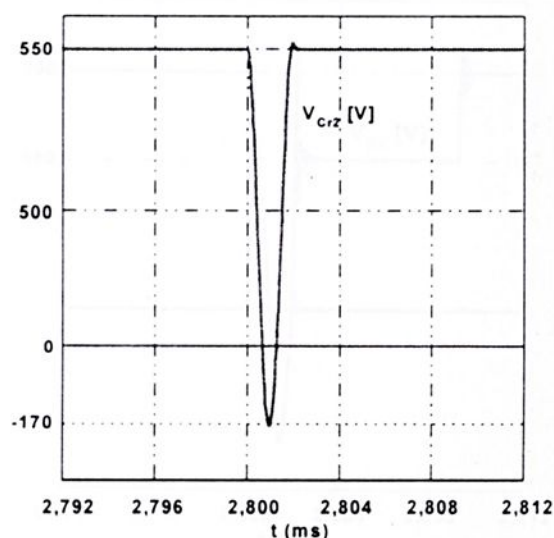


Fig.2.13-Circuito e parâmetros de projeto e simulação para o conversor Boost-ZVS-PWM.

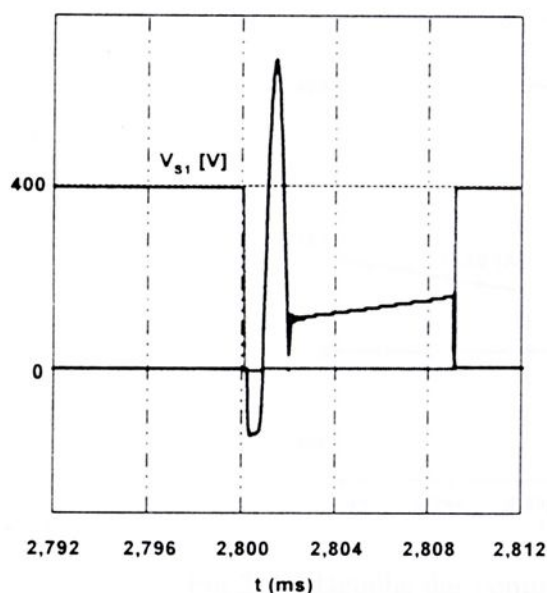
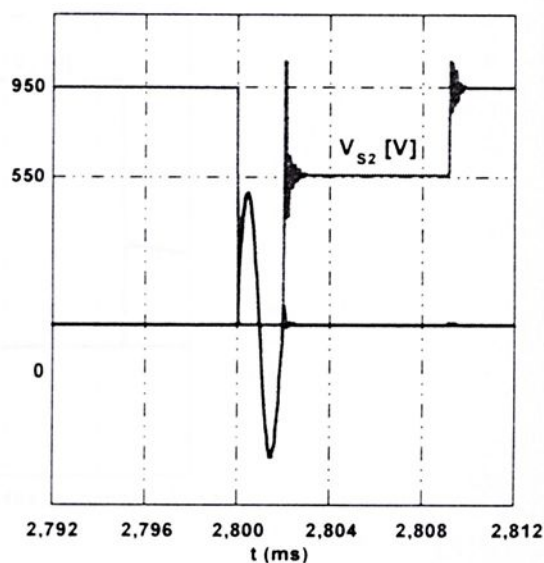
Na figura 2.14 (a) apresenta-se a forma de onda da corrente através do indutor ressonante L_r . Observa-se um valor de pico de aproximadamente 3.6 A, porém o valor médio de i_{L_r} é muito pequeno, o que significa que as perdas em condução no interruptor auxiliar S_2 são reduzidas. Observa-se também que o tempo total de ressonância está dentro dos 10% do período T ($2\mu\text{s}$), valor este que proporciona boa condição de regulação de tensão para o conversor, sem grandes influências do circuito ressonante.

(a) Corrente ressonante através de L_r .(b) Tensão ressonante sobre C_{r2} .Fig.2.14- Corrente através do indutor ressonante L_r e tensão ressonante sobre C_{r2} .

Na figura 2.14 (b) apresenta-se a forma de onda de tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2} . Pode-se observar que o valor máximo de V_{Cr2} é de aproximadamente 550V. Esta tensão incide sobre a tensão máxima no interruptor auxiliar S_2 , uma vez que a tensão máxima sobre o mesmo é igual à V_{MAX} . É conveniente destacar que o projeto deve considerar este fato como um compromisso, de modo a minimizar o esforço adicional de tensão neste interruptor.

Na figura 2.15 (a), apresentam-se as formas de onda da corrente e tensão sobre S_1 , evidenciando-se os instantes de entrada em condução e bloqueio deste interruptor. Observa-se que uma parte da corrente ressonante do circuito auxiliar circula pelo interruptor S_1 . Este fato deve ser levado em conta no projeto, de modo a não permitir o aumento excessivo da corrente de pico e do seu conseqüente valor eficaz, já que o interruptor poderá apresentar um aumento nas perdas em condução.

Pode observar-se na mesma figura que o interruptor principal S_1 entra em condução e bloqueia de modo ZVS, em conseqüência, eliminam-se as perdas por comutação do interruptor principal S_1 .

(a) Detalhe das comutações de S_1 .(b) Detalhe das comutações de S_2 .Fig.2.14- Detalhe das comutações dos interruptores principal S_1 e auxiliar S_2 .

Na Figura 2.15 (b) tem-se os detalhes das comutações para o interruptor auxiliar S_2 . Observa-se que a entrada em condução é do tipo ZCS e o bloqueio é do tipo ZCZVS. Este fato resulta em perdas de comutação praticamente nulas para S_2 . Além disso, a onda de corrente através do interruptor auxiliar S_2 que, apesar do elevado valor de pico, possui um valor médio muito reduzido. Este fato é desejável, devido ao fato de que as perdas em condução no IGBT são diretamente proporcionais ao valor médio da corrente através do mesmo. Observa-se ainda o esforço adicional de tensão sobre o interruptor auxiliar sendo este valor aproximadamente de 950V, como comentado anteriormente, o qual provoca esforço de tensão indesejável.

Na figura 2.16 apresentam-se os detalhes das comutações para o diodo principal D. Observa-se que a entrada em condução é do tipo ZVS. Uma vantagem adicional da estrutura proposta é que se consegue reduzir os problemas associados à recuperação reversa do diodo, quando o mesmo é bloqueado.

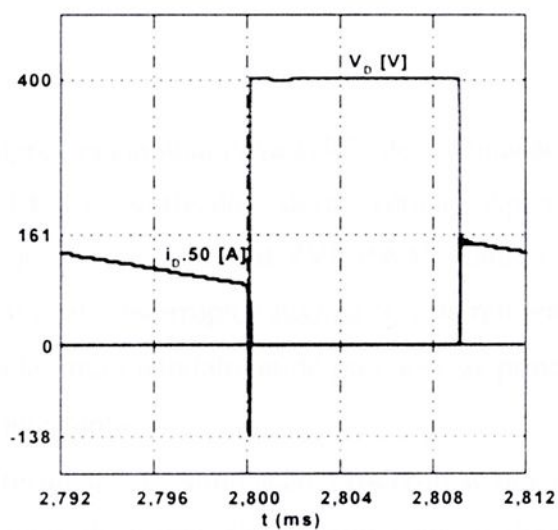


Fig.2.16- Detalhe das comutações do diodo principal D.

2.9. Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma nova célula de comutação ZVS-PWM e uma nova família de conversores CC-CC derivados desta célula. Apresentaram-se as análises quantitativa e qualitativa do conversor Boost-ZVS-PWM, com o objetivo de estudar seu desempenho, para o caso no qual o interruptor auxiliar S_2 está referenciado na tensão de carga V_o . A seguir, foi apresentada uma metodologia de projeto e as principais formas de onda de tensões e de correntes nos interruptores.

De acordo com os resultados de simulação, observou-se que o interruptor principal S_1 entra em condução e bloqueia de forma ZVS, assim como o diodo principal D entra em condução de forma ZVS. Por outro lado, o interruptor auxiliar S_2 entra em condução de forma ZCS e bloqueia ZVZCS. Observou-se ainda que, o interruptor auxiliar sofre um elevado esforço adicional de tensão, sendo que seu valor máximo é igual ao valor máximo da tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2} . Este fato é uma desvantagem da estrutura, que pode ser reduzida com um projeto adequado. Além disso, o mesmo interruptor auxiliar precisa de um comando isolado, visto que está referenciado na tensão de carga V_o .

No próximo capítulo será apresentada uma nova célula ZVS-PWM para o caso em que o interruptor auxiliar está na mesma referência do interruptor principal S_1 , resultando em redução de custos para a estrutura proposta.



Capítulo 3 – Uma nova família de conversores CC-CC ZVS-PWM com o interruptor auxiliar na mesma referencia do interruptor principal

3.1.Introdução

No capítulo 2 foi apresentada uma nova célula de comutação ZVS e uma nova família de conversores CC-CC derivados desta nova célula. De acordo com a análise apresentada, observou-se que o sinal de gate do interruptor auxiliar S_2 está referenciado na tensão de saída V_o . Este fato exige que o comando de gate seja isolado, exigindo-se ainda um circuito de comando mais elaborado. Neste capítulo é apresentada uma nova célula ZVS-PWM com o interruptor auxiliar S_2 na mesma referência do interruptor principal S_1 , com os objetivos de facilitar a obtenção dos sinais de controle e ainda tentar reduzir os esforços de tensão sobre o interruptor auxiliar. Na figura 3.1 apresentam-se os novos conversores CC/CC ZVS-PWM, sem a necessidade do uso de comandos isolados entre si para S_1 e S_2

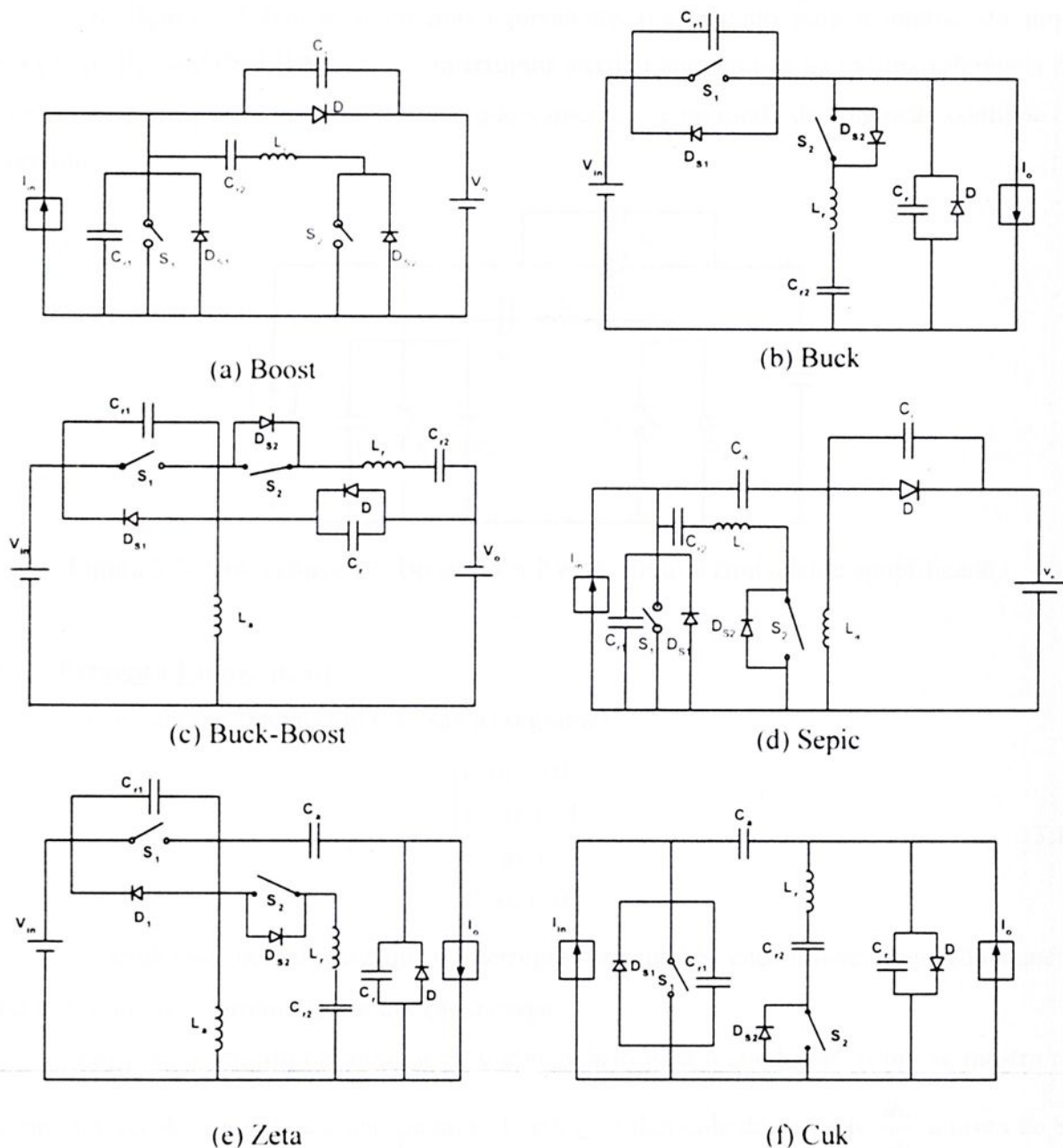


Fig.3.1-Nova família de conversores CC/CC ZVS-PWM.

Na sequência, são apresentadas a análises qualitativa e quantitativa para o novo conversor Boost ZVS-PWM, conforme ilustrado na figura 3.1(a), para comprovar suas principais características de funcionamento.

3.2.Novo conversor Boost-ZVS-PWM com o interruptor auxiliar na mesma referência do interruptor principal - Análise Qualitativa

Para analisar as etapas de funcionamento do conversor Boost-ZVS-PWM proposto, conforme mostrado na figura 3.1.(a), são assumidas as mesmas simplificações apresentadas no capítulo 2.

Na figura 3.2 tem-se o circuito equivalente simplificado para a análise do novo conversor Boost ZVS-PWM, onde o interruptor auxiliar encontra-se na mesma referência do interruptor principal. Considera-se ainda que a operação é no modo de condução contínua de corrente.

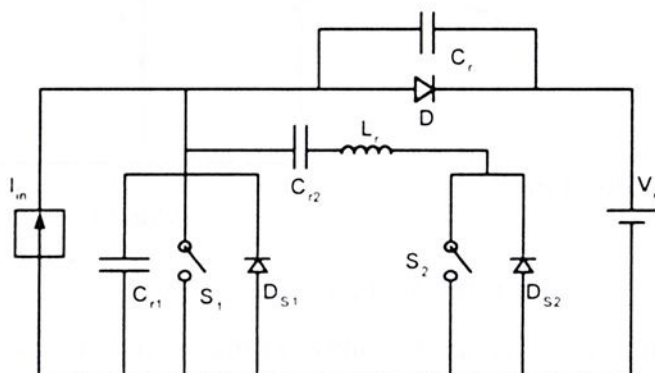


Figura 3.2- Novo conversor Boost ZVS-PWM, circuito equivalente simplificado.

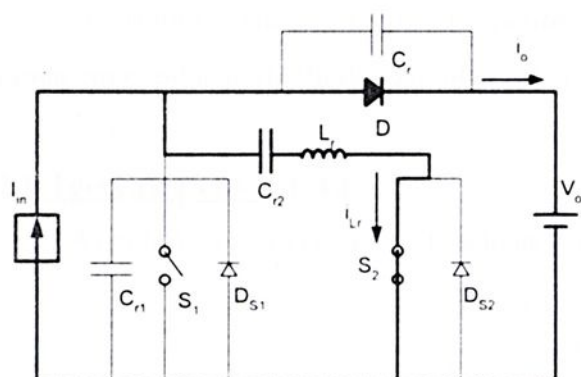
3.2.1-Primeira Etapa: $[t_0, t_1]$

As condições iniciais em $t=t_0$, são as seguintes:

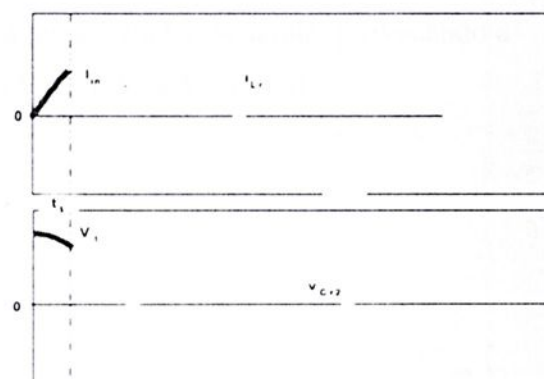
$$\begin{cases} i_{L_r}(t_0) = 0 \\ V_{C_{r1}}(t_0) = V_o \\ V_{C_{r2}}(t_0) = V_{M1V} \\ V_{C_r}(t_0) = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Considera-se inicialmente que o interruptor principal S_1 encontra-se bloqueado e que o diodo D conduz a corrente I_m em direção à carga.

Em $t=t_0$, o interruptor auxiliar S_2 é comandado para a condução, como se mostra na figura 3.3, dando início à ressonância entre L_r e C_{r2} . A derivada de corrente $\frac{di_{L_r}}{dt}$ através de S_2 é limitada pelo indutor ressonante, permitindo então que a entrada em condução deste dispositivo semiconductor possa ser considerada do tipo ZCS.



(a) Circuito resultante.

(b) Evolução de i_{Lr} e V_{Cr2} .Fig.3.3 - Primeira Etapa. $[t_0, t_1]$.

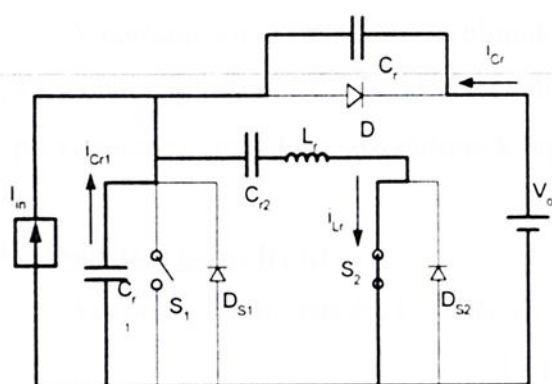
Durante esta etapa a corrente em L_r evolui até que em $t=t_1$, torna-se igual a I_m , sendo que a tensão em C_{r2} decresce de forma ressonante. Assim, em $t=t_1$ tem-se o bloqueio do diodo D, em função do desvio da corrente I_m para o ramo de L_r .

3.2.2-Segunda Etapa: $[t_1, t_2]$

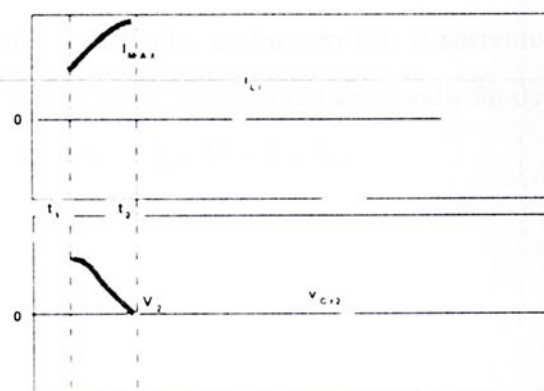
As condições iniciais em $t=t_1$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_m \\ V_{Cr1}(t_1) = V_o \\ V_{Cr2}(t_1) = V_1 \\ V_{Dr}(t_1) = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Com o bloqueio do diodo D, em $t=t_1$, tem-se o circuito equivalente da figura 3.4.



(a) Circuito resultante.

(b) Evolução de i_{Lr} e V_{Cr2} .Fig.3.4-Segunda Etapa. $[t_1, t_2]$.

Durante esta etapa a corrente em L_r continua a aumentar, de forma ressonante, agora com a associação das capacitâncias C_r , C_{r1} e C_{r2} . A tensão em C_{r2} continua a decrescer de forma ressonante.

O término desta etapa, em $t=t_2$, ocorre quando a tensão em C_{r1} se anula, provocando a entrada em condução do diodo D_{S1} , além disso a tensão $V_{cr}(t_2)=V_o$ e $V_{cr2}(t_2)=0$

3.2.3-Terceira Etapa: $[t_2, t_3]$

As condições iniciais em $t=t_2$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I_{MLV} \\ V_{cr1}(t_2) = 0 \\ V_{cr2}(t_2) = 0 \\ V_{cr}(t_2) = V_o \end{cases} \quad (3.3)$$

Com, $V_{cr}(t_2)=V_o$ e $V_{cr1}(t_2)=0$, o diodo D_{S1} entra em condução, conforme figura 3.5.

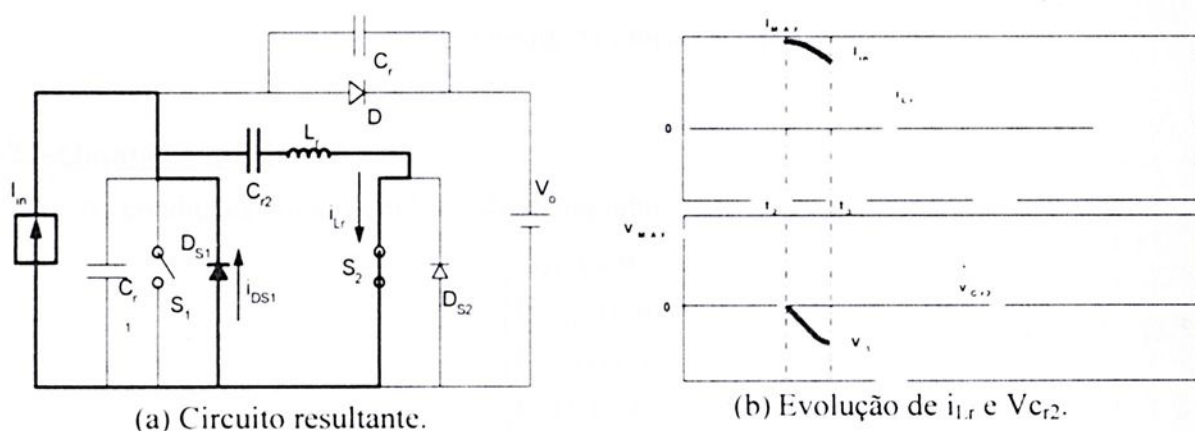


Fig.3.5-Terceira Etapa. $[t_2, t_3]$.

Com a condução de D_{S1} o interruptor principal S_1 pode ser comandado para a condução, a partir de $t=t_2$, com tensão nula ZVS.

A corrente em L_r continua evoluindo de forma ressonante, assim, em $t=t_3$ a corrente em L_r torna-se igual a I_m . Logo, ocorrerá o bloqueio do diodo D_{S1} e a entrada em condução de S_1 , previamente comandada. Ao mesmo tempo, em $t=t_3$, tem-se que $V_{cr2}(t_3)=V_3$.

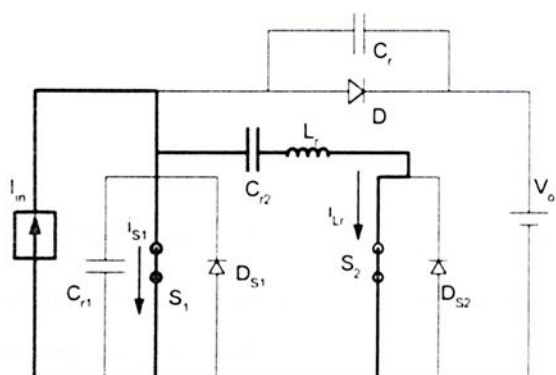
3.2.4-Quarta Etapa: $[t_3, t_4]$

As condições iniciais em $t=t_3$, são as seguintes:

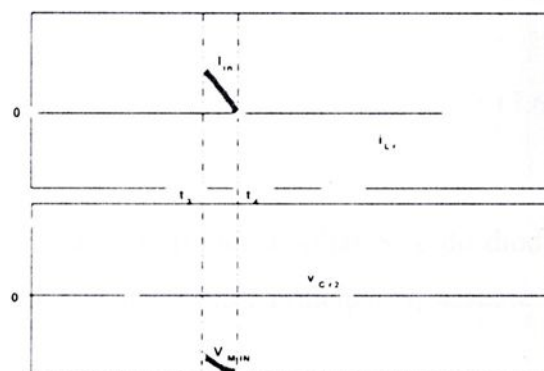
$$\begin{cases} i_{Lr}(t_3) = I_m \\ V_{cr1}(t_3) = 0 \\ V_{cr2}(t_3) = V_3 \\ V_{cr}(t_3) = V_o \end{cases} \quad (3.4)$$

Nesta etapa, conforme mostrado na figura 3.6, o interruptor principal S_1 entra em condução de forma ZVS em $t=t_3$ com o bloqueio de D_{S1} . A corrente através de L_r continua decrescendo de forma ressonante, sendo que em $t=t_4$, torna-se nula, permitindo a entrada em

condução do diodo D_{S2} em anti-paralelo com S_2 . Ao mesmo tempo, a corrente através de S_1 torna-se igual a I_m , e a tensão em V_{cr2} chega ao seu valor mínimo.



(a) Circuito resultante.



(b) Evolução de i_{Lr} e V_{cr2} .

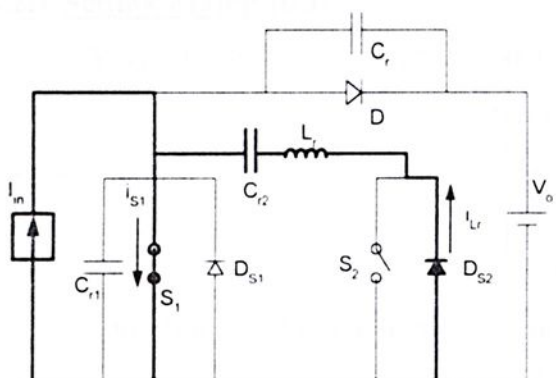
Fig.3.6-Quarta Etapa. $[t_3, t_4]$.

3.2.5-Quinta Etapa: $[t_4, t_5]$

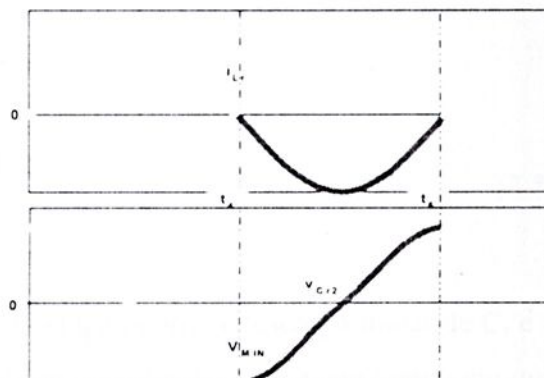
As condições iniciais em $t=t_4$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_4) = 0 \\ V_{cr1}(t_4) = 0 \\ V_{cr2}(t_4) = V_{MIN} \\ V_{cr}(t_4) = V_o \\ V_{MIN} < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Nesta etapa, conforme indicado na figura 3.7, o interruptor principal S_1 assume a corrente de entrada e a corrente ressonante i_{Lr} , ocorrendo esforços adicionais na condução de S_1 . Uma vez que a corrente no indutor L_r inverte o seu sentido e evolui em forma ressonante, em $t=t_5$ torna-se novamente nula, causando o bloqueio do diodo D_{S2} . A tensão no capacitor ressonante V_{cr2} no final desta etapa torna-se máxima.



(a) Circuito resultante.



(b) Evolução de i_{Lr} e V_{cr2} .

Fig.3.7-Quinta Etapa. $[t_4, t_5]$.

3.2.6-Sexta Etapa: $[t_5, t_6]$

As condições iniciais em $t=t_5$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_5) = 0 \\ V_{Cr1}(t_5) = 0 \\ V_{Cr2}(t_5) = V_{MLIV} \\ V_{Cr}(t_5) = V_o \end{cases} \quad (3.6)$$

Na figura 3.10 observa-se que com o bloqueio do interruptor auxiliar S_2 e do diodo auxiliar D_{S2} , o ramo ressonante é retirado do circuito e o interruptor principal S_1 assume a corrente de entrada I_m .

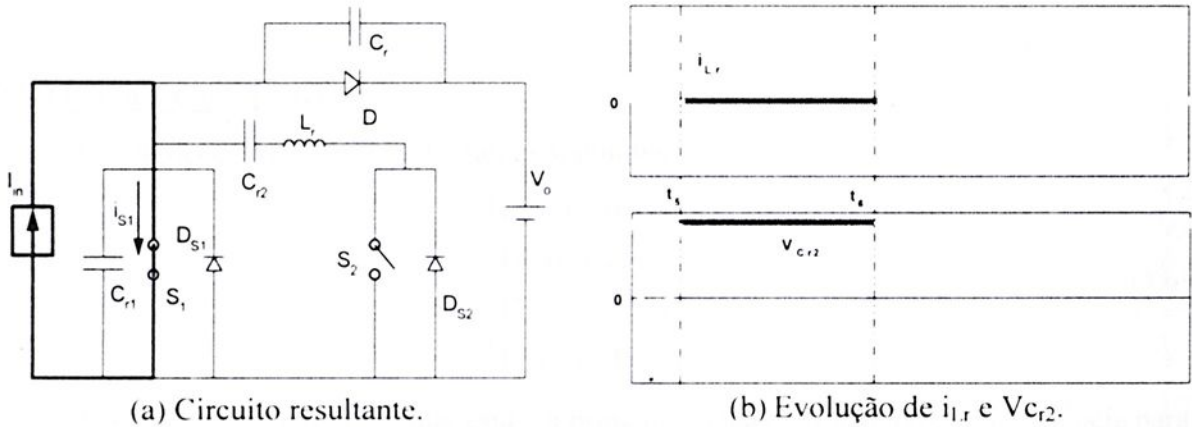


Fig.3.8-Sexta Etapa. $[t_5, t_6]$.

Durante esta etapa não ocorrem mudanças nas variáveis de estado da estrutura, sendo esta a principal etapa para a regulação e controle da tensão média de saída.

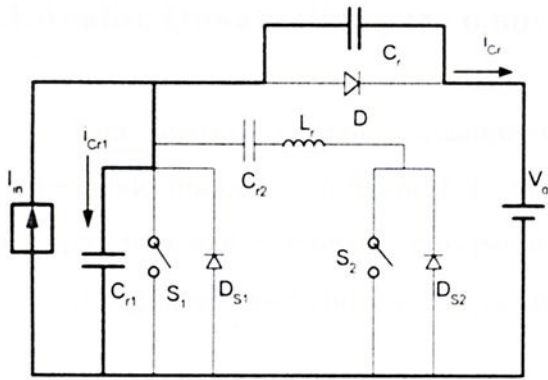
Em $t=t_6$, o interruptor principal S_1 é comandado para o bloqueio com tensão nula (ZVS), uma vez que sua capacitância intrínseca C_{r1} limita a derivada da tensão $\frac{dV_{Cr1}}{dt}$, impedindo que a tensão sobre o mesmo varie instantaneamente durante o bloqueio.

3.2.7-Sétima Etapa: $[t_6, t_7]$

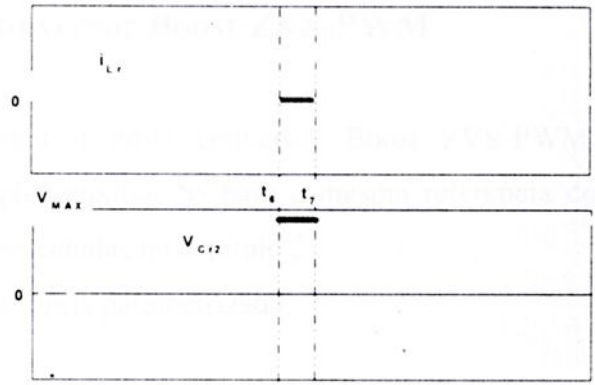
As condições iniciais em $t=t_6$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_6) = 0 \\ V_{Cr1}(t_6) = 0 \\ V_{Cr2}(t_6) = V_{MLIV} \\ V_{Cr}(t_6) = V_o \end{cases} \quad (3.8)$$

Conforme ilustrado na figura 3.9, durante esta etapa ocorre a descarga linear de C_r e a carga linear de C_{r1} . Assim, em $t=t_7$, a tensão V_{Cr1} assume o valor V_o ao mesmo tempo em que a tensão V_{Cr} torna-se nula. Com a tensão em C_r nula, o diodo D entra em condução de forma ZVS, assumindo a corrente de entrada I_m .



(a) Circuito resultante.

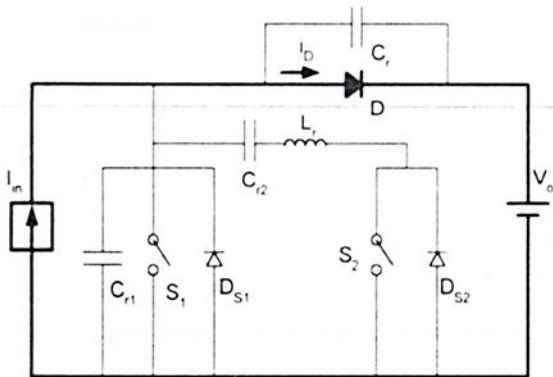
(b) Evolução de i_{Lr} e V_{Cr2} .Fig.3.9-Sétima Etapa. $[t_6, t_7]$.

3.2.8-Oitava Etapa: $[t_7, t_8]$

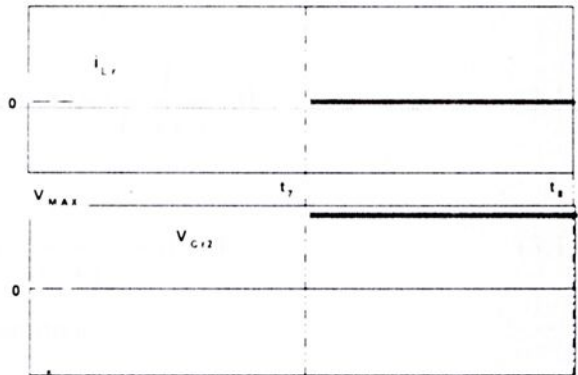
As condições iniciais em $t=t_7$, são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_7) = 0 \\ V_{Cr1}(t_7) = V_o \\ V_{Cr2}(t_7) = V_{MAX} \\ i_{Cr}(t_7) = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

Observa-se na figura 3.10 que esta é a principal etapa de transferência de potência para a carga. Durante esta etapa as variáveis de estado permanecem inalteradas até que em $t=t_8$, o interruptor auxiliar S_2 novamente seja comandado para a condução (ZCS), iniciando um novo período de funcionamento.



(a) Circuito resultante.

(b) Evolução de i_{Lr} e V_{Cr2} .Fig.3.10-Oitava Etapa. $[t_7, t_8]$.

3.3. Análise Quantitativa para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

Para realizar a análise quantitativa para o novo conversor Boost ZVS-PWM, simplesmente muda-se a referência do interruptor auxiliar S_2 para a mesma referência do interruptor principal S_1 e repete-se os passos apresentadas no capítulo 2.

A seguir são apresentadas as equações na forma parametrizada.

3.3.1-Primeira Etapa: $[t_0, t_1]$

Para esta nova configuração, define-se inicialmente α como:

$$\alpha = \frac{Z_o \cdot I_m}{V_o} \quad (3.12)$$

Onde: V_o , Z_o , I_m , foram definidos no capítulo 2, item 3.

Então as equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = \left(\frac{I_m}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_o + V_{MAX}}{V_o}\right) \cdot \sin(\omega_o t) \\ V_{cr1}(t) = V_o \\ V_{cr2}(t) = (V_o + V_{MAX}) \cdot \cos(\omega_o t) - V_o \\ V_{cr}(t) = 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

$$t_0 < t \leq t_1$$

Em $t=t_1$, tem-se que: $i_{lr}(t_1) = I_m$

Assim,

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_0) = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \arcsen\left[\alpha \cdot \left(\frac{V_o}{V_o + V_{MAX}}\right)\right] \quad (3.14)$$

e,

$$V_1 = (V_o + V_{MAX}) \cdot \sqrt{1 - \left[\alpha \cdot \left(\frac{V_o}{V_o + V_{MAX}}\right)\right]^2} - V_o \quad (3.15)$$

Logo, impõe-se a seguinte restrição operacional:

$$0 < \alpha < 1 \quad (3.16)$$

3.3.2-Segunda Etapa: $[t_1, t_2]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = I_m \left[\frac{\beta}{(\beta+1)} + \frac{1}{(\beta+1)} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) + \frac{(V_o + V_1)}{\alpha V_o \sqrt{(\beta+1)}} \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right] \\ V_{lrl}(t) = V_1 \cdot \left\{ \left[\frac{(V_o + V_1)}{(\beta+1)} \right] - 1 + \left(\frac{\alpha \beta V_o}{(\beta+1) V_1} \right) \cdot (\omega_o t) + \frac{\beta \cdot (V_o + V_1)}{(\beta+1) V_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) - \left(\frac{\alpha \beta V_o}{V_1 \cdot (\beta+1)^{3/2}} \right) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right\} \\ V_{lrl2}(t) = V_1 \cdot \left\{ \left[\frac{(V_o + V_1)}{(\beta+1)} \right] - 1 + \left(\frac{\alpha \beta V_o}{(\beta+1) V_1} \right) \cdot (\omega_o t) + \frac{\beta \cdot (V_o + V_1)}{(\beta+1) V_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) - \left(\frac{\alpha \beta V_o}{V_1 \cdot (\beta+1)^{3/2}} \right) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right\} \\ V_{lr}(t) = V_o - V_{lrl}(t) \end{cases} \quad (3.17)$$

$$t_1 < t \leq t_2$$

Onde:

$$\omega_2 = \sqrt{\beta+1} \cdot \omega_o \quad (3.18)$$

Em $t=t_2$, tem-se que:

$$V_{lr}(t_2) = V_o \quad (3.19)$$

e,

$$V_{lrl}(t_2) = 0 \quad (3.20)$$

Além disso:

$$V_{lrl2}(t_2) = 0 \quad (3.21)$$

Assim:

$$0 = V_1 \cdot \left\{ \left[\frac{(V_o + V_1)}{(\beta+1)} \right] - 1 + \left(\frac{\alpha \beta V_o}{(\beta+1) V_1} \right) \cdot (\omega_o t) + \frac{\beta \cdot (V_o + V_1)}{(\beta+1) V_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) - \left(\frac{\alpha \beta V_o}{V_1 \cdot (\beta+1)^{3/2}} \right) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right\} \quad (3.22)$$

$$0 = V_1 \cdot \left\{ \left[\frac{(V_o + V_1)}{(\beta+1)} \right] - 1 + \left(\frac{\alpha \beta V_o}{(\beta+1) V_1} \right) \cdot (\omega_o t) + \frac{\beta \cdot (V_o + V_1)}{(\beta+1) V_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) - \left(\frac{\alpha \beta V_o}{V_1 \cdot (\beta+1)^{3/2}} \right) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right\} \quad (3.23)$$

Resolvendo-se simultaneamente as equações (3.22) e (3.23), obtém-se:

$$\Delta t_2 = (t_2 - t_1) = \left(\frac{1}{\omega_o} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\beta+1}} \right) \cdot \arcsen \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{\alpha}{\sqrt{\beta+1}} \right) \cdot \left(\frac{V_o}{V_o + V_1} \right) \right]^2}} \right] \quad (3.24)$$

Ainda em $t=t_2$, tem-se:

$$\begin{cases} I_{MAX} = I_m \left[\frac{\beta}{(\beta+1)} + \frac{1}{(\beta+1)} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) + \frac{(V_o + V_1)}{\alpha V_o \sqrt{(\beta+1)}} \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right] \\ 0 = V_1 \cdot \left\{ \left[\frac{(V_o + V_1)}{(\beta+1)} \right] - 1 + \left(\frac{\alpha \beta V_o}{(\beta+1) V_1} \right) \cdot (\omega_o t) + \frac{\beta \cdot (V_o + V_1)}{(\beta+1) V_1} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) - \left(\frac{\alpha \beta V_o}{V_1 \cdot (\beta+1)^{3/2}} \right) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) \right\} \end{cases} \quad (3.25)$$

3.3.3-Terceira Etapa: $[t_2, t_3]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_{MAX} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \\ V_{Cr1}(t) = 0 \\ V_{Cr2}(t) = -(\alpha \cdot V_o) \cdot \left(\frac{I_{MAX}}{I_m}\right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \\ V_{Cr}(t) = V_o \end{cases} \quad (3.26)$$

$$t_2 < t \leq t_3$$

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

$$i_{Lr}(t_3) = I_m \quad (3.27)$$

Assim,

$$\Delta t_3 = (t_3 - t_2) = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \arcsen \sqrt{1 - \left(\frac{I_m}{I_{MAX}}\right)^2} \quad (3.28)$$

Portanto:

$$V_3 = -(\alpha \cdot V_o) \cdot \left(\frac{I_{MAX}}{I_m}\right) \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{I_m}{I_{MAX}}\right)^2} \quad (3.29)$$

3.3.4-Quarta Etapa: $[t_3, t_4]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_m \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + \left(\frac{I_m}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_3}{V_o}\right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \\ V_{Cr1}(t) = 0 \\ V_{Cr2}(t) = V_3 \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - (\alpha \cdot V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \\ V_{Cr}(t) = V_o \end{cases} \quad (3.30)$$

$$t_3 < t \leq t_4$$

Assim, em $t=t_4$ tem-se que:

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

Então:

$$\Delta t_4 = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \arccos \left[\frac{1}{1 + \left[\left(\frac{1}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_3}{V_o}\right)\right]^2} \right] \quad (3.32)$$

Também:

$$I_{MAX} = V_3 \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{1}{1 + \left[\left(\frac{1}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_3}{V_o}\right)\right]^2} \right]^2} - (\alpha \cdot V_o) \cdot \left[\frac{1}{1 + \left[\left(\frac{1}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_3}{V_o}\right)\right]^2} \right] \quad (3.33)$$

3.3.5-Quinta Etapa: $[t_4, t_5]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = \left(\frac{I_m}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{V_{MIN}}{V_o}\right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \\ V_{cr1}(t) = 0 \\ V_{cr2}(t) = V_{MIN} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \\ V_{cr}(t) = V_o \end{cases} \quad (3.34)$$

$$t_4 < t \leq t_5$$

Assim, em $t=t_5$ tem-se:

$$\Delta t_5 = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \pi \quad (3.35)$$

Portanto:

$$V_{MAX} = -V_{MIN} \quad (3.36)$$

3.3.6-Sexta Etapa: $[t_5, t_6]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = 0 \\ V_{cr1}(t) = 0 \\ V_{cr2}(t) = V_{MAX} \\ V_{cr}(t) = V_o \end{cases} \quad (3.37)$$

$$t_5 < t \leq t_6$$

Assim, em $t=t_6$ tem-se:

$$\Delta t_6 = D \cdot T \quad (3.38)$$

3.3.7-Sétima Etapa: $[t_6, t_7]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = 0 \\ V_{cr1}(t) = (\alpha \cdot \beta \cdot V_o) \cdot (\omega_o \cdot t) \\ V_{cr2}(t) = V_{MAX} \\ V_{cr}(t) = V_o - (\alpha \cdot \beta \cdot V_o) \cdot (\omega_o \cdot t) \end{cases} \quad (3.39)$$

$$t_6 < t \leq t_7$$

Assim, em $t=t_7$ tem-se:

$$\Delta t_7 = \left(\frac{1}{\omega_o}\right) \cdot \left(\frac{1}{\alpha \cdot \beta}\right) \quad (3.40)$$

3.3.8-Oitava Etapa: $[t_7, t_8]$

As equações na forma parametrizada para esta etapa são:

$$\begin{cases} i_{lr}(t) = 0 \\ V_{cr1}(t) = 0 \\ V_{cr2}(t) = V_{MIV} \\ V_{cr}(t) = V_o \end{cases} \quad (3.41)$$

$$t_7 < t \leq t_8$$

Em $t=t_8$ tem-se:

$$\Delta t_8 = T \cdot (1 - D) - \left[\Delta t_7 + \sum_{i=1}^s t_i \right] \quad (3.42)$$

Onde:

D: Razão ciclica de trabalho para o interruptor principal S_1 .

T: Período de chaveamento do interruptor principal S_1 .

3.4 Restrições para operação ZVS-PWM

Para que o interruptor principal S_1 realize as comutações de forma ZVS é necessário que a tensão V_{cr1} , sobre o interruptor principal S_1 , se torne nula antes que a tensão V_{cr2} , passe pelo valor zero e inverta de sentido. Matematicamente, isto pode ser analisado da seguinte forma:

Em $t=t_2$, devem ser satisfeitas as seguintes relações:

$$V_{cr1}(\Delta t_2) = 0 \quad (3.43)$$

e,

$$V_{cr2}(\Delta t_{2cr}) = 0 \quad (3.44)$$

Para que a restrição da equação (3.44) seja verificada é necessário que as condições estabelecidas pela equação (3.45) sejam satisfeitas.

$$\begin{aligned} & \checkmark V_{MIV} < V_o \\ & \checkmark V_{MIV} < V_o(1 - \alpha) \\ & \checkmark V_{MIV} > 0 \end{aligned} \quad (3.45)$$

Por outro lado, a relação das capacitâncias β , e a corrente de carga normalizada α , devem satisfazer:

$$0 < \alpha < 1$$

$$\beta < 2 \cdot \left| \frac{(\alpha^2 - 1)}{(1 - \alpha^2)} \right| \quad (3.46)$$

$$\beta > 0$$

3.5 Ganho Estático para o novo conversor Boost ZVS-PWM

Definindo-se o Ganho Estático q por:

$$q = \frac{V_o}{V_m} \quad (3.48)$$

Ou,

$$q = \frac{I_m}{I_{omed}} \quad (3.49)$$

Onde:

I_m = Corrente média de entrada

I_{omed} = Corrente média na carga

Na primeira etapa, $[t_0, t_1]$, a contribuição para a corrente média na carga é representada pela equação (2.74):

$$I_{omed1} = (I_m) \cdot \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot X \quad (3.50)$$

A relação de frequências f é definida como:

$$f = \frac{f_s}{f_o} \quad (3.51)$$

Sendo:

f_s : a frequência de chaveamento

f_o : a frequência de ressonância

Onde:

$$X = \arcsen \left\{ \alpha \cdot \left| \frac{V_o}{(V_o + V_{MAX})} \right| + \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot \left| \frac{(V_o + V_{MAX})}{V_o} \right| \cdot \left[\sqrt{1 - \left| \alpha \cdot \left(\frac{V_o}{(V_o + V_{MAX})} \right) \right|^2} - 1 \right] \right\} \quad (3.52)$$

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} \quad (3.53)$$

Na segunda etapa, $[t_1, t_2]$, a contribuição para a corrente média na carga é dada por:

$$I_{omed2} = I_m \cdot \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot Y \quad (3.54)$$

Onde:

$$Y = \left[\frac{1}{\alpha \cdot (\sigma + 1)} \right] \cdot \left\{ \left(\frac{\alpha}{\beta + 1} \right) \cdot (\omega_n \cdot \Delta t_2) + \left(\frac{I''_n}{I'_n + I''_n} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\beta + 1}} \right) \cdot [\cos(\omega_n \cdot \Delta t_2) - 1] - \left(\frac{\alpha}{\beta + 1} \right) \cdot \text{sen}(\omega_n \cdot \Delta t_2) \right\} \quad (3.55)$$

Na terceira etapa, $[t_2, t_3]$, a contribuição para a corrente média na carga é dada pela equação (3.56).

$$I_{omed3} = 0 \quad (3.56)$$

Na quarta etapa, $[t_3, t_4]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (3.57).

$$I_{omed4} = 0 \quad (3.57)$$

Na quinta etapa, $[t_4, t_5]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (3.58).

$$I_{omed5} = 0 \quad (3.58)$$

Na sétima etapa, $[t_6, t_7]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (3.59).

$$I_{omed7} = I_m \cdot \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot Z \quad (3.59)$$

Onde:

$$Z = \left(\frac{1}{\alpha \cdot \beta} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sigma + 1} \right) \quad (3.60)$$

e,

$$\sigma = \frac{C_{r1}}{C_r} \quad (3.61)$$

Na oitava etapa, $[t_7, t_8]$, a contribuição para a corrente média na carga é conforme equação (3.62).

$$I_{omed8} = I_m \cdot \left[(1 - D) - \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot (\omega_n) \cdot (\Delta t_7 + \sum_{i=1}^s \Delta t_i) \right] \quad (3.62)$$

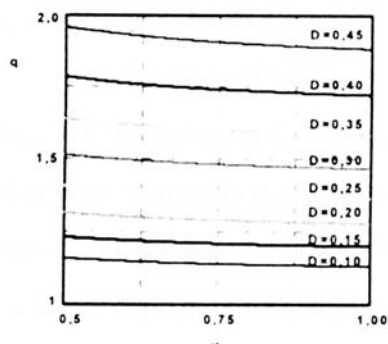
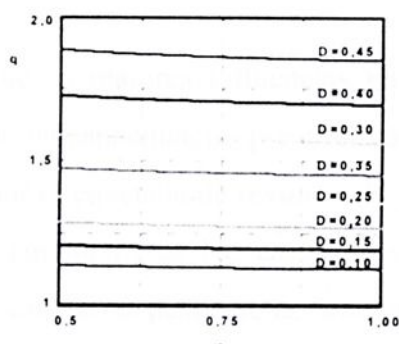
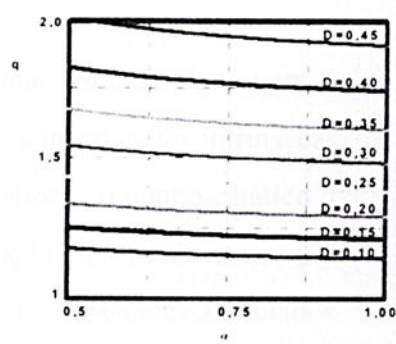
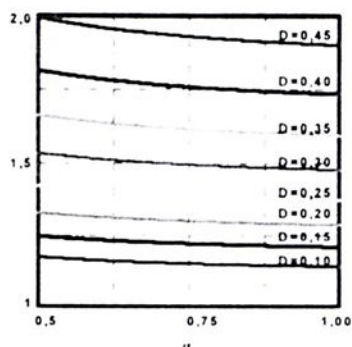
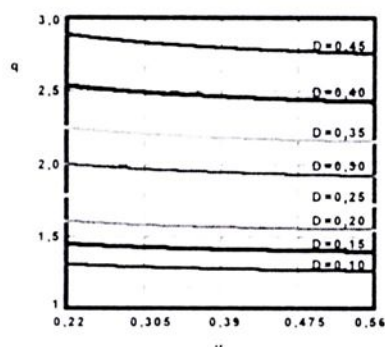
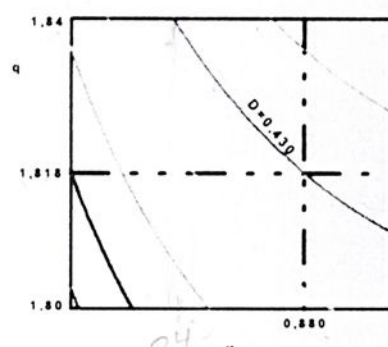
Finalmente, obtêm-se a equação da corrente média de carga I_{omed} , conforme equação (3.63).

$$I_{omed} = I_{omed1} + I_{omed2} + I_{omed3} + I_{omed4} + I_{omed5} + I_{omed7} + I_{omed8} \quad (3.63)$$

O ganho estático q é obtido conforme equação (3.64), assim:

$$q = \frac{1}{1 - \left\{ D + \left(\frac{f}{2\pi} \right) \cdot [\omega_n \cdot (\Delta t_7 + \sum_{i=1}^s t_i) - (X + Y + Z)] \right\}} \quad (3.64)$$

Na Figura 3.11 apresentam-se algumas curvas características de saída, ou seja, o ganho estático q em função da corrente de carga normalizada α , para dados valores de f , σ , V_{MAX} , e β , tomando-se D como parâmetro de controle.

(a) $f=0.1$; $\beta=5$; $\sigma=2$ $V_{max}=550V$ (b) $f=0.05$; $\beta=5$; $\sigma=2$ $V_{max}=550V$ (c) $f=0.1$; $\beta=2$; $\sigma=2$ $V_{max}=550V$ (d) $f=0.1$; $\beta=5$; $\sigma=1$ $V_{max}=550$ (e) $f=0.1$; $\beta=5$; $\sigma=2$ $V_{max}=200V$ (f) $f=0.1$; $\beta=5$; $\sigma=2$ $V_{max}=400V$ Figura 3.11- Ganho Estático q .

Tomando como referência de comparação o ganho estático q com os valores dos parâmetros apresentados na figura 3.11 (a), observa-se que o efeito de operar o conversor com menor relação de frequência f , o ganho estático q é praticamente independente do parâmetro α , significando uma boa regulação da tensão de carga, como se observa na figura 3.11 (b).

Na figura 3.11 (c) é apresentado o ganho estático com o valor de β sendo menor, quando comparado com o ganho estático da figura 3.11 (a). Neste caso, para se obter um mesmo valor de ganho estático, exige-se maior valor da razão cíclica de controle D para processar a mesma potência. Além disso, a regulação da tensão de carga é ligeiramente afetado pela variação da corrente de carga normalizada α .

Uma situação similar ao caso anterior ocorre quando a relação das capacitâncias intrínsecas σ é menor, como mostrado na figura 3.11 (d).

Na figura 3.11 (e) observa-se que com um valor menor de V_{MAX} , praticamente não é observado efeitos significativos na curva do ganho estático q com a variação da corrente de carga normalizada.

Finalmente, observa-se que as maiores influências no ganho estático se devem à relação de frequências f , a relação de capacitâncias β e a relação de capacitâncias intrínsecas σ . Ou seja, à medida que f é menor (frequência de ressonância f_0 maior), o ganho estático q torna-se quase independente do parâmetro α . No caso da variação dos parâmetros que relacionam capacitâncias, o ganho estático depende de α . Entretanto, os problemas associados com menores valores de f_0 são problemas de interferências eletromagnéticas, e, com maiores valores de β , o aumento do volume dos elementos ressonantes capacitivos.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma nova célula de comutação ZVS-PWM e uma nova família de conversores CC-CC derivados desta célula. Nesta nova configuração, o interruptor auxiliar S_2 está na mesma referência do interruptor principal S_1 . Na sequência foram apresentadas as análises qualitativa e quantitativa para o novo conversor Boost ZVS-PWM, a partir das etapas de funcionamento da estrutura. Além disso, foram apresentadas as restrições de funcionamento que garantem a comutação ZVS-PWM no modo de condução contínua.

A seguir, apresentou-se o ganho estático q em função da corrente de carga normalizada α , da relação das capacitâncias de ressonância β , da relação das capacitâncias intrínsecas σ ; da tensão máxima através do capacitor ressonante V_{MAX} , e da relação de frequências f .

Apresentaram-se diversas interações para os parâmetros que influenciam o ganho estático, verificando-se que as relações f , σ e β são as principais parâmetros a serem devidamente consideradas no projeto para este conversor ZVS-PWM.



Capítulo 4- Metodologia de Projeto para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

4.1.Introdução

Neste capítulo apresenta-se uma metodologia de projeto para o conversor Boost-ZVS-PWM fazendo uso da nova célula de comutação apresentada no capítulo 3.

A metodologia proposta inicia-se com os dados especificados de projeto tais como a potência a ser processada, os valores das tensões de entrada e de saída e a frequência de chaveamento, considerando-se valores nominais. No projeto são levados em conta os valores das capacitâncias intrínsecas do diodo D e do interruptor principal S_1 para o cálculo da capacitância de ressonância externa C_{r2} necessária.

De acordo com as equações obtidas no capítulo 3, a metodologia exige compromisso para a tensão máxima V_{MAX} sobre capacitor ressonante C_{r2} , uma vez que, V_{MAX} impõe esforços adicionais de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 . O critério adotado neste trabalho será aquele para obter um valor adequado de V_{MAX} , sem ser necessariamente o valor ótimo.

A seguir são apresentados os dados de projeto e a metodologia proposta.

4.2.Metodologia de Projeto

4.2.1.Dados do Projeto

$V_m = 220$ [V]	Tensão média nominal de entrada
$V_o = 400$ [V]	Valor médio nominal da tensão de saída
$P_o = 600$ [W]	Potência média nominal de saída
$f_s = 50$ [kHz]	Frequência de chaveamento

4.2.2.Escolha do ponto de operação

a) Calcula-se o Ganho estático (q) nominal

$$q = \frac{V_o}{V_m} \quad (4.1)$$

Logo,

$$q = 1.818$$

b) Adota-se o valor da relação de freqüências (f) e calculam-se as freqüência de ressonância (f_0) e a freqüência angular de ressonância (ω_0).

Adotando-se:

$$f = 0,1$$

$$f_0 = \left(\frac{f_c}{f}\right) \quad (4.2)$$

Logo,

$$f_0 = 5.10^5 \text{ Hz}$$

Onde:

$$\omega_0 = 2.\pi.f_0 \quad (4.3)$$

Assim:

$$\omega_0 = 3.142.10^6 \text{ rad/s}$$

c) Calcula-se o valor médio nominal da corrente de entrada I_m

$$I_m = \frac{P_m}{V_m} \quad (4.4)$$

Logo:

$$I_m = 2.727 \text{ A}$$

4.2.3 Cálculo dos valores dos componentes ressonantes

a) Em função dos esforços de corrente e tensão avaliados por simulação, e, com as informações técnicas para o MOSFET (S_1 : IRFP460) e diodo D (MUR860) especificados, obtém-se os valores das capacitâncias intrínsecas dos mesmos.

$$C_{r1} = 800.10^{-12} \text{ F}$$

$$C_r = 350.10^{-12} \text{ F}$$

b) Calcula-se o valor de C_{r2} a partir da definição de β em (2.29)

$$C_{r2} = \beta.(C_r + C_{r1}) \quad (4.5)$$

Adota-se valor de β como sendo:

$$\beta = 5$$

Logo,

$$C_{r2} = 5.75.10^{-9} \text{ F}$$

Adota-se capacitor com valor comercial mais perto:

$$C_{r2} = 5.6.10^{-9} \text{ F}$$

c) Calcula-se o valor da impedância característica (Z_0)

De acordo com a equação (4.6):

$$Z_o = \frac{1}{\omega_o C_{r2}} \quad (4.6)$$

Logo,

$$Z_o = 55,36 \, \Omega$$

d) Calcula-se o valor da indutância ressonante (L_r)

Aplicando-se a equação (2.12):

$$L_r = Z_o^2 C_{r2} \quad (4.7)$$

Logo,

$$L_r = 1,76 \cdot 10^{-8} \, \text{H}$$

e) Adota-se o valor da tensão máxima sobre o capacitor ressonante C_{r2} (V_{MAX})

$$V_{MAX} = 200 \, \text{V}$$

Logo, aplicando-se a equação (4.8)

$$I_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{Z_o} \quad (4.8)$$

Assim,

$$I_{MAX} = 3,63 \, \text{A}$$

f) De acordo com a metodologia proposta na referencia [20], calcula-se o elemento magnético, a seção de fio e o número de espiras para L_r

Adotando-se os seguintes parâmetros magnéticos:

$$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \, \text{H/m} \, (\text{Permeabilidade magnética})$$

$$J_{\max} = 300 \, \text{A/cm}^2 \, (\text{Densidade de corrente})$$

$$K_r = 4 \cdot 10^{-10} \, (\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas})$$

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5} \, (\text{Coeficiente de perdas por histerese - ferrite})$$

$$B_{\max} = 3000 \cdot 10^{-4} \, \text{W/m}^2$$

$$k = 0,7 \, \text{Coeficiente de ajuste de parâmetros magnéticos}$$

O produto da área da perna central A_c com a área da janela do carretel A_w é dado pela equação (4.9):

$$(A_c A_w)_{lr} = \frac{L_r I_{MAX}^2 \cdot 10^4}{k B_{\max} J_{\max}} \quad (4.9)$$

Logo,

$$(A_c A_w)_{lr} = 0,048 \, \text{cm}^4$$



Do catalogo do fabricante Thornton, escolhe-se o núcleo de ferrite IP12, EE30/7 do qual obtém-se:

$$(A_c.A_w)_{fab} = 0,48 \text{ cm}^4$$

Logo conclui-se que a escolha está correta, visto que este valor ($0,48 \text{ cm}^4$) é bem maior que o valor calculado de projeto ($0,048 \text{ cm}^4$).

O número de espiras é calculado de acordo com a equação (4.10):

$$N_{lr} = \frac{L_r.I_{MLV}.10^4}{B_{\max}.A_c} \quad (4.10)$$

Logo,

$$N_{lr} = 5$$

O entreferro é calculado de acordo com a equação (4.11):

$$l_{g\ lr} = \frac{\mu_o.A_c.N_{lr}^2.10^{-2}}{L_r} \quad (4.11)$$

Logo,

$$l_{g\ lr} = 10 \text{ mm}$$

A área da seção do condutor, sendo $I_{\text{eff}(lr)}$ aproximadamente igual a $2A$, é calculado de acordo com a equação (4.12):

$$S_{lr} = \frac{I_{\text{eff}(lr)}}{J_{\max}} \quad (4.12)$$

Logo,

$$S_{lr} = 6,7.10^{-3} \text{ cm}^2$$

Adota-se o fio AWG 19, sendo o diâmetro do fio igual a 0,091cm. Como o fio estará sujeito a elevadas frequências, podendo sofrer o efeito de condução superficial (efeito "skin"), calcula-se a profundidade de penetração com a equação (4.13).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (4.13)$$

Logo,

$$\Delta = 0,034 \text{ cm}$$

Como este valor (0,034cm) é menor quando comparado com o raio do fio AWG22 (0,046cm), recomenda-se o uso do fio Litz. Neste caso adota-se o fio AWG26, utilizando-se dois fios trançados.

4.2.4. Cálculo do valor da corrente de carga normalizada α

Obtem-se o valor da corrente de carga normalizada usando a curva de ganho estático q no ponto de operação escolhido, como se mostra na figura 4.1.



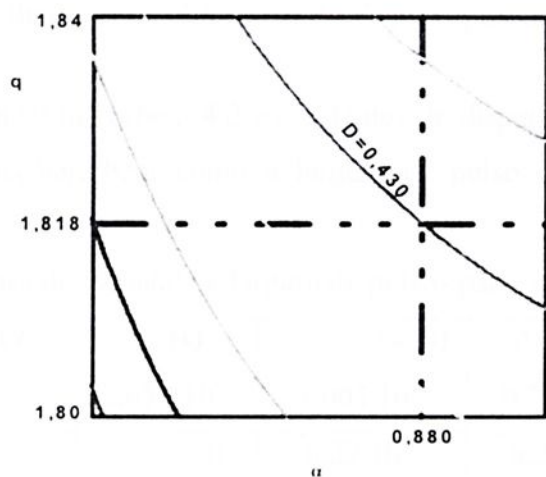


Figura 4.1. Ponto de operação para o exemplo de projeto.

Assim,

$$\alpha = 0.88$$

4.2.5.Cálculo da Razão Cíclica D nominal

Obtém-se a razão cíclica nominal de acordo com o ponto de operação de projeto de projeto como mostrado na figura 4.1.

Assim,

$$D = 0.430$$

4.2.6. Cálculo dos intervalos de tempo para cada etapa de funcionamento

A seguir, apresentam-se na Tabela 4.1 os valores para os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento, utilizando-se as equações obtidas no capítulo 3.

Tabela 4.1.Valores dos intervalos de tempo para cada etapa

	Etapas	Δt_i (s)	t_i (s)
1	$[t_0,t_1]$	$1.996.10^{-7}$	$1.996.10^{-7}$
2	$[t_1,t_2]$	$6.835.10^{-8}$	$2.679.10^{-7}$
3	$[t_2,t_3]$	$2.083.10^{-7}$	$4.762.10^{-7}$
4	$[t_3,t_4]$	$2.917.10^{-7}$	$7.679.10^{-7}$
5	$[t_4,t_5]$	$6.490.10^{-7}$	$3.417.10^{-6}$
6	$[t_5,t_6]$	$8.6.10^{-6}$	$1.002.10^{-5}$
7	$[t_6,t_7]$	$7.234.10^{-8}$	$1.009.10^{-5}$
8	$[t_7,t_8]$	$9.91.10^{-6}$	2.10^{-5}

4.27. Cálculo dos instantes de disparo e bloqueio dos interruptores

A seguir, apresentam-se na Tabela 4.2 os instantes de disparo e de bloqueio para os interruptores principal e auxiliar, bem como a largura de pulso de comando para estes interruptores ativos.

Tabela 4.2 Instantes de comando e largura de pulsos para os interruptores ativos

Interruptor	$t_{on} \text{ (s)}$	$t_{off} \text{ (s)}$	$\Delta t_{pulso} \text{ (s)}$
S ₁	$2,679 \cdot 10^{-7}$	$1,002 \cdot 10^{-6}$	$9,749 \cdot 10^{-6}$
S ₂	0	$6,22 \cdot 10^{-7}$	$6,22 \cdot 10^{-7}$

4.2.8. Cálculo dos filtros de entrada e de saída

a) Ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída

Adotando,

$$\Delta I = 0,30 \cdot I_m \tag{4.15}$$

Logo,

$$\Delta I = 0,818 \text{ A}$$

b) Cálculo da indutância de entrada L_m , da capacitância de saída C_o e da resistência de carga nominal R_c .

Sendo:

$$R_c = \frac{V_o}{P_o} \tag{4.16}$$

Tem-se,

$$R_c = 266,67 \, \Omega$$

De acordo com a metodologia apresentado na referencia [19], calcula-se o valor da indutância de entrada:

$$L_m = \frac{V_m}{\Delta I} \cdot D \cdot T \tag{4.17}$$

Assim:

$$L_m = 1,577 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

O cálculo do elemento magnético, a seção de fio e o número de espiras para L_m segue a mesma metodologia adotada para L_r . A diferença está no valor de pico $I_{pk(L_m)}$, que neste caso é aproximadamente igual a 3,5A.

O produto da área da perna central A_c com a área da janela do carrentel A_w é dado pela equação (4.18):

$$(A_c.A_w)_{lm} = \frac{L_m.I_{pk(l,m)}^2.10^4}{k.B_{\max}.J_{\max}} \quad (4.18)$$

Logo,

$$(A_c.A_w)_{lm} = 2.704 \text{ cm}^4$$

Do catálogo do fabricante Thornton escolhe-se o núcleo de ferrite IP12, EE30/7 do qual obtém-se:

$$(A_c.A_w)_{tab} = 2.842 \text{ cm}^4$$

Logo conclui-se que a escolha está correta, visto que este valor é maior que o valor calculado de projeto.

O número de espiras é calculado de acordo com a equação (4.19):

$$N_{lm} = \frac{L_m.I_{pk(l,m)}.10^4}{B_{\max}.A_c} \quad (4.19)$$

Logo,

$$N_{lm} = 93$$

O entreferro é calculado de acordo com a equação (4.20):

$$l_{g(l,m)} = \frac{\mu_o.A_c.N_{lm}^2.10^{-2}}{L_m} \quad (4.20)$$

Logo,

$$l_{g(l,m)} = 0.131 \text{ cm}$$

A área da seção do condutor, sendo I_{ef} aproximadamente igual a 2,7A, é calculado de acordo com a equação (4.21):

$$S_{lm} = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} \quad (4.21)$$

Logo,

$$S_{lm} = 9.10^{-3} \text{ cm}^2$$

Adota-se o fio AWG 18, sendo o diâmetro do fio igual a 0.111cm. Como o fio estará sujeito a elevadas frequências, podendo sofrer o efeito de condução superficial (efeito "skin"), calcula-se a profundidade de penetração com a equação (4.22).

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad (4.22)$$

Logo,

$$\Delta = 0.034 \text{ cm}$$

Como este valor (0.034cm) é menor quando comparado com o raio do fio AWG18 (0.056cm), recomenda-se o uso do fio Litz. Neste caso adota-se o fio AWG26 utilizando-se seis (6) fios trançados.

Finalmente, considerando-se a necessidade aproximadamente de $1\mu\text{F}$ para cada Watt de potência a processar, adotam-se dois capacitores iguais em paralelo para o filtro de saída sendo cada um deles de $380\mu\text{F}$, totalizando $760\mu\text{F}$. Assim,

$$C_{\text{f}} = 760\mu\text{F}$$



4.3 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se uma metodologia de projeto para o novo conversor Boost-ZVS-PWM, quando o interruptor auxiliar S_2 está na mesma referencia que o interruptor principal S_1 . Esta metodologia impõe um compromisso para a escolha do valor máximo da tensão sobre o capacitor ressonante V_{MAX} . O critério adotado neste projeto, o qual não é um projeto otimizado, resultou na imposição de um valor máximo de 200 V para a tensão sobre Cr_2 , proporcionando um esforço de tensão de $(V_o + V_{Cr2MAX} \cong 600V)$ sobre S_2 , menor que o nível de tensão obtido com a estrutura apresentada no capítulo 2 ($\cong 950V$). Comprova-se que, com uma metodologia de projeto adequada, pode-se obter um esforço de tensão sobre o interruptor auxiliar inferior a duas vezes a tensão de saída ($2V_o = 800V$).

Portanto, com esta metodologia tem-se condições de impor limites para o esforço de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 usando a célula ZVS-PWM proposta, a qual permite o emprego de um interruptor IGBT com menor nível de tensão. Este fato permite reduzir ainda mais o custo final da estrutura.



Capítulo 5 - Principais resultados de simulação para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

5.1.Introdução

Neste capítulo serão apresentados os principais resultados de simulação para o novo conversor Boost-ZVS-PWM proposto, analisado e projetado nos capítulos 3 e 4, fazendo uso da nova célula de comutação proposta neste trabalho.

5.2.Principais resultados de simulação para o conversor Boost-ZVS-PWM

Na figura 5.1 (a) apresenta-se o circuito projetado para conversor Boost-ZVS-PWM em análise e na figura 5.1 (b) os parâmetros, incluindo os intrínsecos, conforme metodologia e exemplo de projeto apresentada no capítulo 4, para realização das simulações a serem executadas neste capítulo.

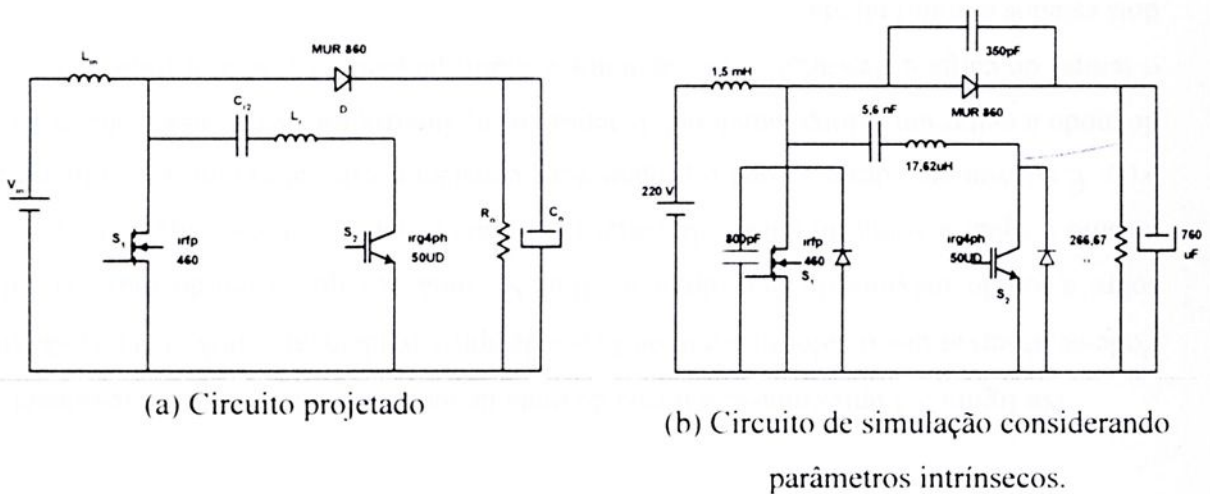


Fig.5.1- Circuito e parâmetros de projeto e simulação para o conversor Boost-ZVS-PWM.

Na figura 5.2 apresenta-se a forma de onda da corrente através do indutor ressonante L_r . Observa-se um valor de pico relativamente elevado (4 A), porém o valor médio de i_{L_r} é muito pequeno, o que significa que as perdas em condução no interruptor auxiliar S_2 são praticamente nulas. Observa-se também que o tempo total de ressonância está dentro dos 10% do período T^* , valor este que proporciona boa condição de regulação de tensão para o conversor, sem grandes influências do circuito ressonante.

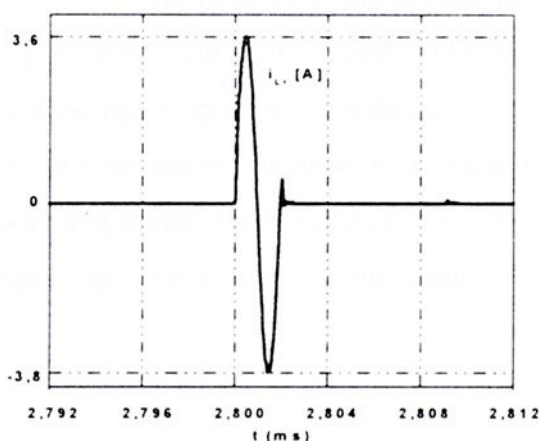


Fig. 5.2- Corrente através do indutor ressonante L_r

Na figura 5.3 apresenta-se a forma de onda de tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2} . Pode-se observar que o valor máximo de V_{Cr2} é de aproximadamente 200V. Esta tensão incide sobre a tensão máxima do interruptor auxiliar S_2 , uma vez que a tensão máxima sobre o mesmo é igual à soma da tensão de carga (V_o) mais a tensão sobre o capacitor ressonante V_{Cr2} . É conveniente destacar que o projeto deve considerar este fato como um compromisso, de modo a evitar um esforço adicional de tensão neste interruptor. Além disso, observa-se que o tempo de carga e descarga deste capacitor é muito pequeno, ou seja, a transição entre os dois estados é muito rápida.

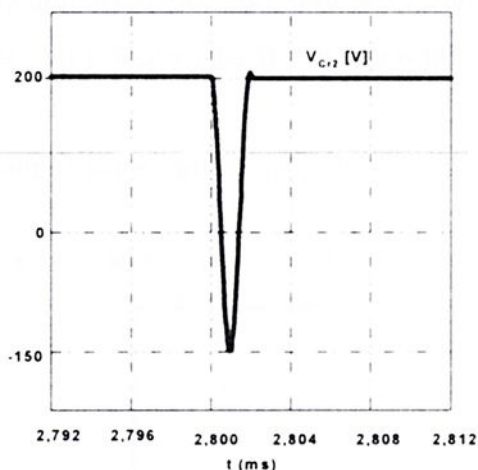


Fig.5.3- Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2}

Na figura 5.4 pode-se observar a forma de onda da tensão sobre o diodo principal D. O diodo deve suportar uma tensão igual a V_o , durante todo o intervalo em que permanece bloqueado.

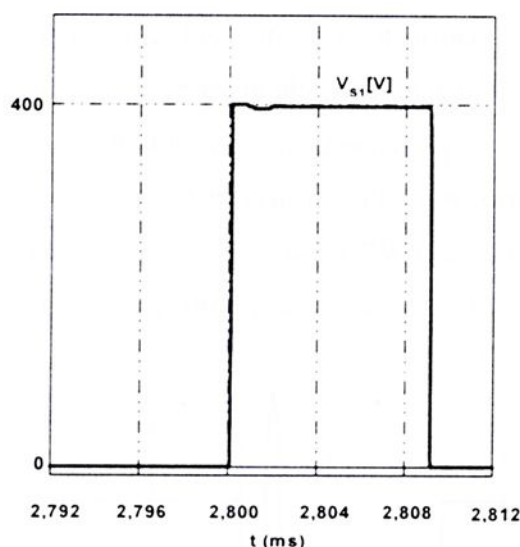


Fig. 5.4- Tensão sobre o diodo principal D

Na figura 5.5 apresenta-se a tensão sobre o interruptor principal S_1 . Das figuras 5.4 e 5.5 pode-se observar que a estrutura proposta neste trabalho não apresenta esforços adicionais de tensão sobre S_1 , nem para D, sendo seus valores máximos iguais a V_o (400 V).

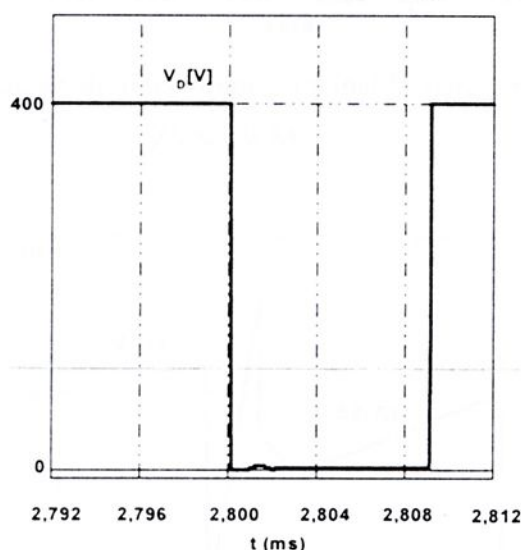


Fig. 5.5-Tensão sobre o interruptor principal S_1 .

Na figura 5.6, apresentam-se às formas de onda da corrente e tensão sobre S_1 , evidenciando-se os instantes de entrada em condução e bloqueio deste interruptor. Observa-se que uma parte da corrente ressonante do circuito auxiliar circula pelo interruptor S_1 . Este fato deve ser levado em conta no projeto, de modo a não permitir o aumento excessivo da corrente de pico ($\cong 6A$) e seu conseqüente do valor eficaz ($\cong 1,2A$), já que o interruptor poderá apresentar um aumento nas perdas em condução.

Pode observar-se na mesma figura que o interruptor principal S_1 entra em condução e bloqueia de modo ZVS. Na figura 5.7 é apresentado a simulação do conversor Boost PWM convencional. Comparando-se os resultados apresentados nas figuras 5.6 e 5.7, comprova-se o melhoramento introduzido, já que não existem cruzamentos das formas de onda de tensão e corrente, como é observado no caso do conversor Boost PWM convencional (figura 5.7). Em consequência, eliminam-se as perdas por comutação do interruptor principal S_1 .

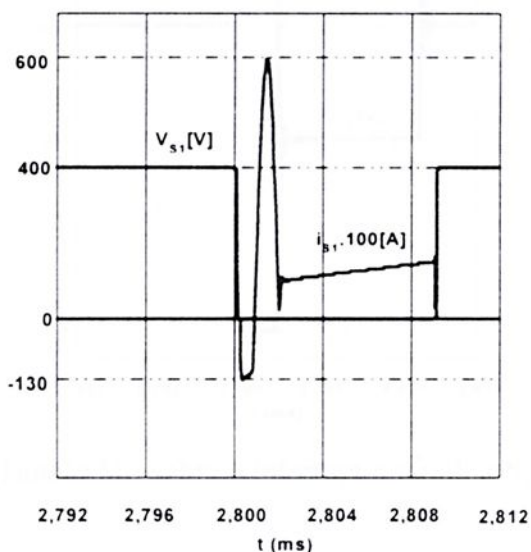


Fig.5.6- Detalhe das comutações do interruptor principal S_1 para o novo conversor Boost-ZVS-PWM.

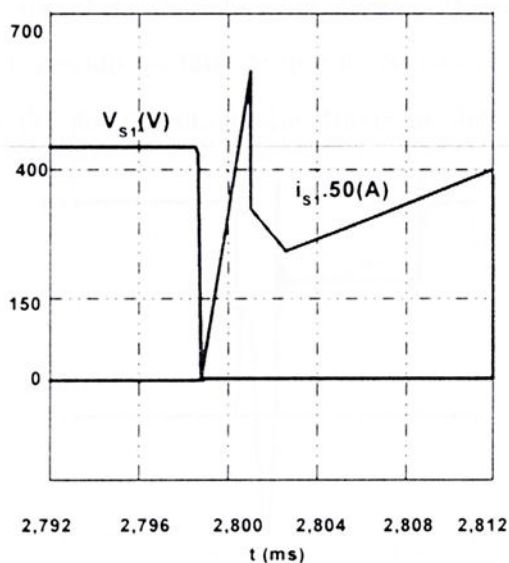


Fig.5.7- Detalhe das comutações do interruptor principal S_1 para o conversor BoostPWM convencional.

Na figura 5.8 apresenta-se a forma de onda de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 . Observa-se que existe um esforço de tensão aproximadamente igual à 600V, igual à soma da tensão de saída V_o mais a tensão máxima sobre V_{Cr2} , quando o interruptor auxiliar está bloqueado. Um outro nível de tensão igual a V_{Cr2} ($\cong 200V$), aparece quando o interruptor principal S_1 está conduzindo.

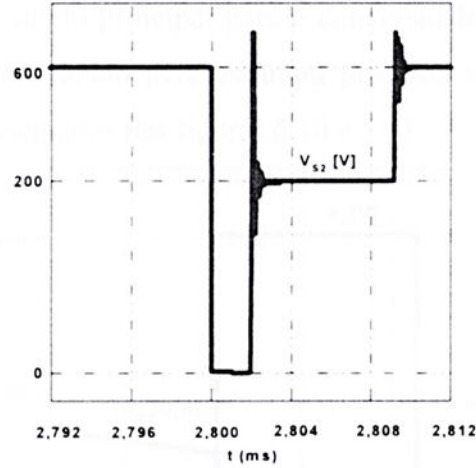


Fig.5.8- Tensão V_{s2} sobre o interruptor auxiliar S_2

Na Figura 5.9 tem-se os detalhes da comutação para o interruptor auxiliar S_2 . Observa-se que a entrada em condução é do tipo ZCS e o bloqueio é do tipo ZCZVS. Este fato resulta em perdas de comutação praticamente nulas para S_2 . Além disso, a onda de corrente através do interruptor auxiliar S_2 que, apesar do elevado valor de pico, possui um valor médio muito reduzido. Este fato é desejável, devido ao fato de que as perdas em condução no IGBT são diretamente proporcionais ao valor da corrente média através do mesmo.

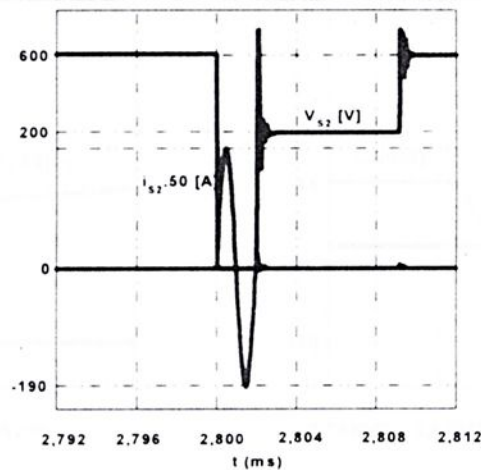


Fig.5.9- Detalhe das comutações do interruptor auxiliar S_2 .

Na figura 5.10 apresentam-se os detalhes das comutações para o diodo principal D. Observa-se na figura 5.11 (a) que a entrada em condução é do tipo ZVS. Uma vantagem adicional da estrutura proposta é a redução dos problemas associados à recuperação reversa do diodo, quando o mesmo é bloqueado, segundo é notado na figura 5.11 (b).

Para efeito de comparação, nas figuras 5.12 e 5.13 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente através do diodo principal para o conversor Boost PWM convencional. Observa-se o melhoramento introduzido pela estrutura proposta neste trabalho, quando se compara com os resultados apresentados nas figuras 5.10 e 5.11.

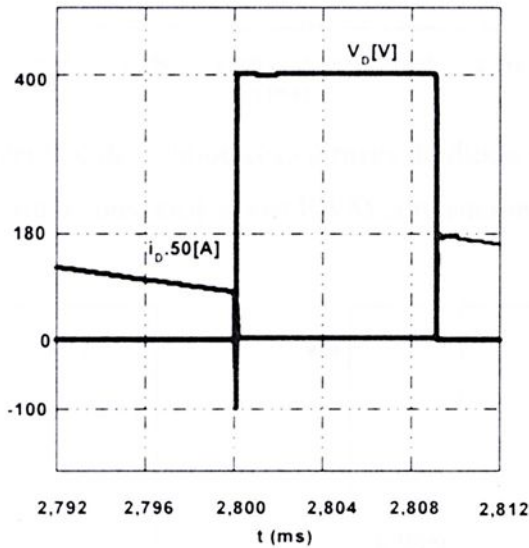
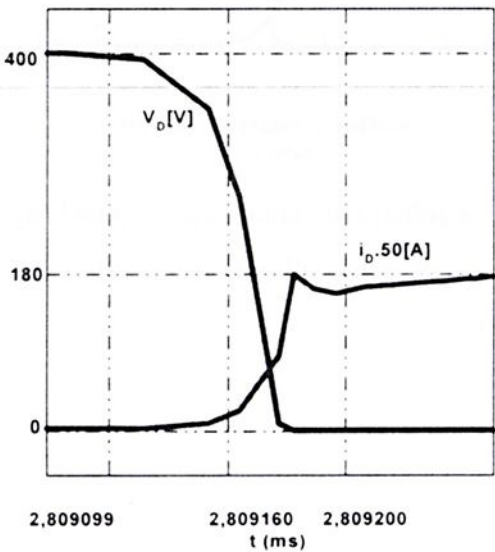
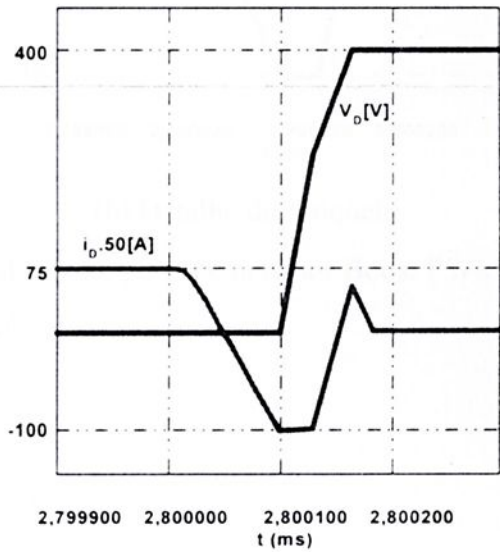


Fig.5.10- Detalhe das comutações para o diodo principal D do conversor Boost ZVS-PWM proposto.



(a) Detalhe da entrada em condução



(b) Detalhe do bloqueio

Fig.5.11- Detalhe das comutações para o diodo D, para o conversor Boost ZVS-PWM proposto.

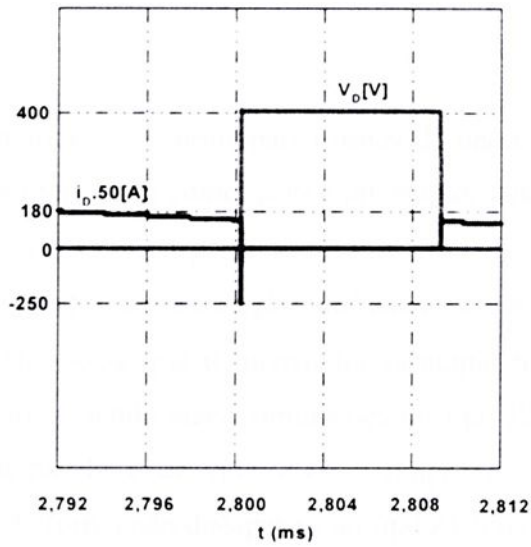
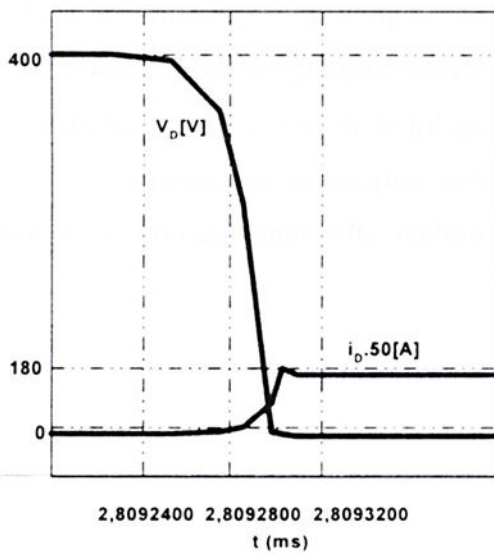
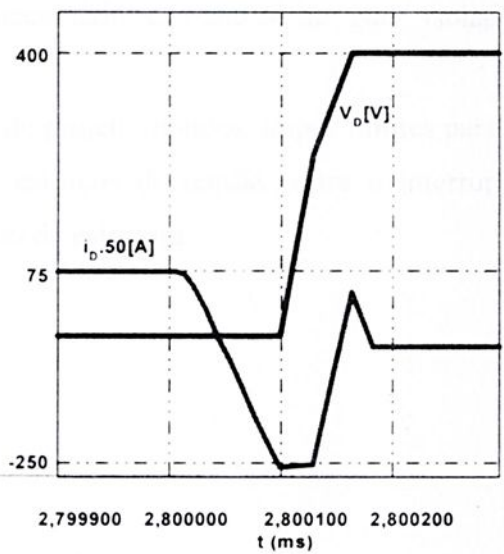


Fig.5.12- Detalhe das comutações através do diodo principal D.
para o conversor Boost PWM convencional.



(a) Detalhe da entrada em condução



(b) Detalhe do bloqueio

Fig.5.13- Detalhe das comutações para o diodo D, para o conversor Boost PWM convencional.

5.3. Conclusões

Neste capítulo apresentaram-se as principais formas de onda das tensões e correntes para o interruptor e diodo principal, assim como, para o interruptor auxiliar do novo conversor Boost-ZVS-PWM, usando a nova célula proposta no capítulo 3.

De acordo com os resultados de simulação, utilizando-se os parâmetros obtidos na metodologia de projeto, comprovou-se que o interruptor principal S_1 entra em condução e bloqueia de forma não dissipativa, sendo suas comutações do tipo ZVS. Também a entrada em condução do diodo principal D é do tipo ZVS. Comprovou-se, além disso, que o interruptor auxiliar S_2 comuta de forma não dissipativa do tipo ZCS na entrada em condução e bloqueia na forma ZCZVS. Verificou-se desta maneira que a estrutura proposta consegue minimizar as perdas de comutação em todos os dispositivos semicondutores.

Adicionalmente, com esta nova célula, estando o interruptor auxiliar S_2 na mesma referência do interruptor principal, não se faz necessário comandos de *gate* isolados, reduzindo-se os custos do circuito de controle.

Finalmente, com uma metodologia adequada de projeto, pode-se impor limites para os esforços de corrente no interruptor principal S_1 e esforços de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 , e, conseqüentemente, melhorar a operação da estrutura.

Capítulo 6- Principais resultados experimentais para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

6.1.Introdução

Neste capítulo apresentam-se as formas de ondas obtidas na implementação prática de um protótipo do conversor Boost ZVS-PWM, fazendo uso da nova célula de comutação apresentada no capítulo 3.

6.2.Protótipo implementado

Na figura 6.1 é apresentada uma foto para o protótipo implementado.



Fig.6.1-Vista superior do protótipo implementado para o novo conversor Boost ZVS-PWM.

Na figura 6.1 pode-se observar a simplicidade e compactação desta nova célula ZVS-PWM proposta, onde apenas L_r e C_{r2} são os elementos reativos adicionais, em relação à célula PWM convencional. Observa-se ainda que os maiores volumes são apresentados pelos filtros de entrada (L_m) e de saída (C_o), porém, de iguais valores e volume também

para o conversor Boost PWM convencional. O volume do dissipador pode ser reduzido, em relação ao conversor Boost PWM convencional, em função da eliminação das perdas nas comutações dos semicondutores, apesar do aumento das perdas em condução, devido as perdas no interruptor auxiliar e perdas adicionais em condução no interruptor principal, por causa da parcela de corrente ressonante que circula através do mesmo. Apesar deste fato, como se verificará adiante, o rendimento para o novo conversor Boost ZVS-PWM é superior àquele apresentado pelo conversor Boost PWM convencional, para as mesmas condições de projeto.

Na figura 6.2 é apresentada o circuito esquemático de controle PWM para o novo conversor Boost ZVS-PWM implementado. Nota-se que, muito embora o projeto pretendia implementar o controle estando o interruptor auxiliar S_2 na mesma referência que o interruptor principal S_1 , neste caso também o controle foi projetado e implementado com um sub-circuito isolado para S_2 , como se pode observar no lado superior direito da figura 6.2.

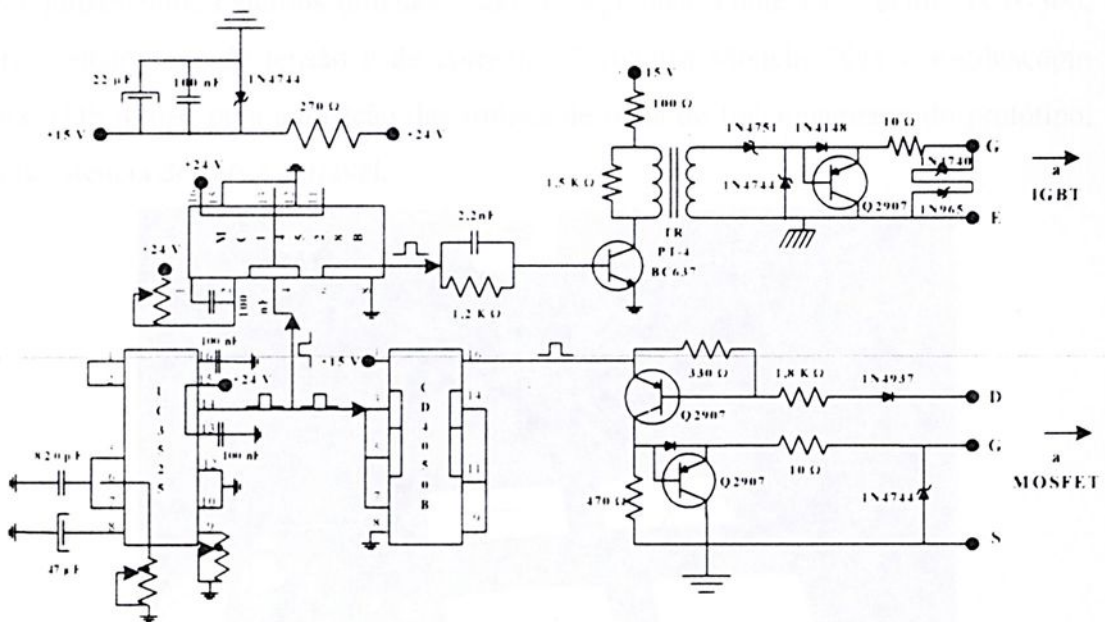


Fig. 6.2- Circuito esquemático de controle PWM para o novo conversor Boost ZVS-PWM.

Na figura 6.3 é apresentada uma foto, vista superior, para o circuito de controle implementado.

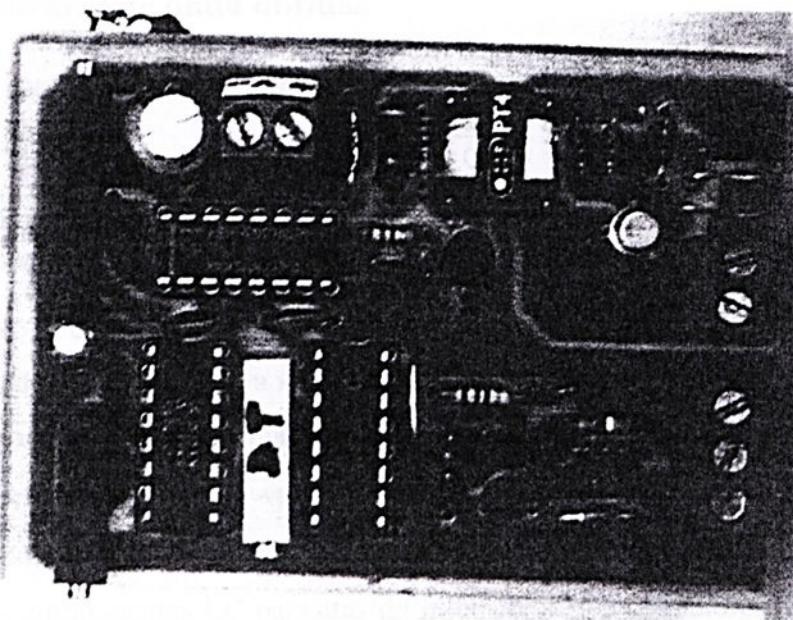


Fig. 6.3- Vista superior do circuito de controle.

Na figura 6.4 apresenta-se a foto uma parte da montagem laboratorial para testes, onde os equipamentos externos utilizados são os seguintes: Fonte CC Tectrol TCA-300, medidores analógicos de tensão e de corrente Yokogawa Modelo 2011 e osciloscópio Tektronix TDS 420A, para aquisição das formas de onda de funcionamento do protótipo, além da resistência de carga variável.

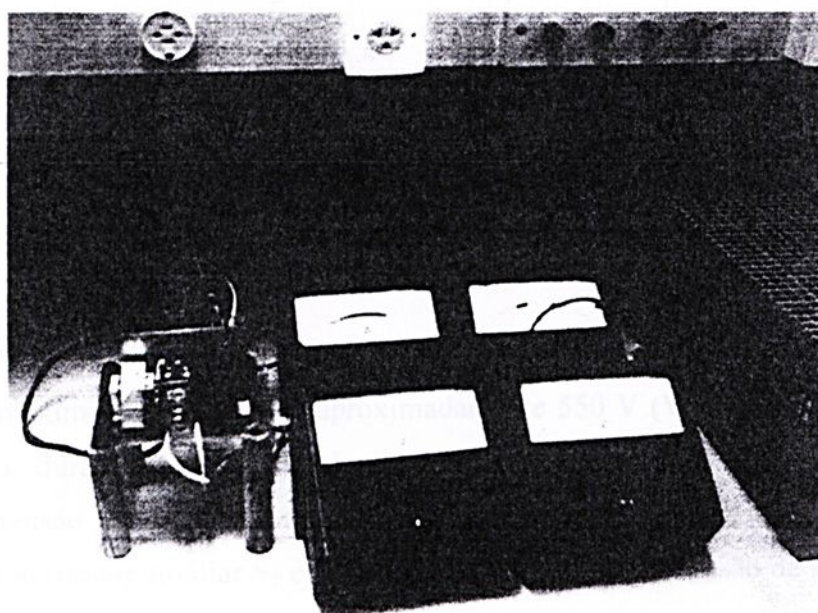


Fig.6.4- Arranjo laboratorial de testes para o protótipo implementado.

6.3.Principais formas de onda obtidas

A seguir são apresentadas as principais formas de onda para o conversor implementado em laboratório.

6.3.1.Operação em meia carga (336Watts)

Na figura 6.5 é apresentada a forma de onda da corrente através do indutor ressonante L_r , sendo esta também a corrente através do interruptor auxiliar S_2 . Pode observar-se que o valor pico da corrente é de aproximadamente 2.6 A, e que o ciclo da ressonância está dentro dos 10% do valor do período T (aproximadamente $2\mu s$), exigido para este tipo de estrutura. As oscilações transitórias que aparecem na figura devem-se às interações entre os componentes LC parasitas do interruptor, os condutores da estrutura e equipamento de aquisição.

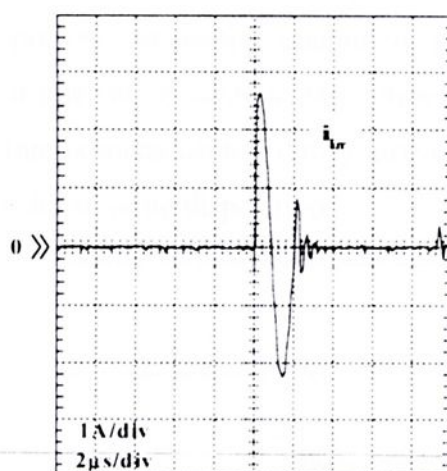


Fig.6.5- Corrente através do indutor ressonante L_r .

Na Figura 6.6 observa-se a forma de onda da tensão no interruptor auxiliar S_2 . Nota-se que o valor máximo da tensão é de aproximadamente 550 V ($V_0 + V_{MAX}$) e que o outro nível de tensão, durante a condução de S_1 é de aproximadamente 150 V, valor que corresponde à tensão máxima no capacitor ressonante V_{MAX} . Nota-se que o esforço de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 é bem inferior à duas vezes a tensão de saída (800V), o qual é uma vantagem da estrutura.

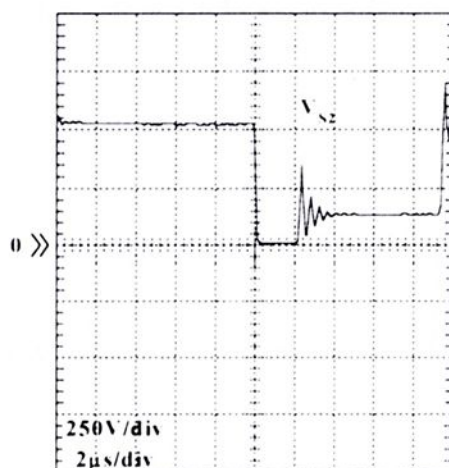


Fig.6.6- Tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 .

Na figura 6.7 tem-se a superposição das formas de onda da tensão e corrente através do interruptor auxiliar S_2 . Nota-se que a entrada em condução é do tipo ZCS e o bloqueio é do tipo ZCZVS, tal como foi previsto na análise qualitativa apresentada no capítulo 2. Assim, pode-se comprovar que o interruptor auxiliar não apresenta perdas de comutação. Além disso, a corrente média (aproximadamente 10mA) através do mesmo é reduzida, minimizando-se as perdas em condução neste dispositivo.

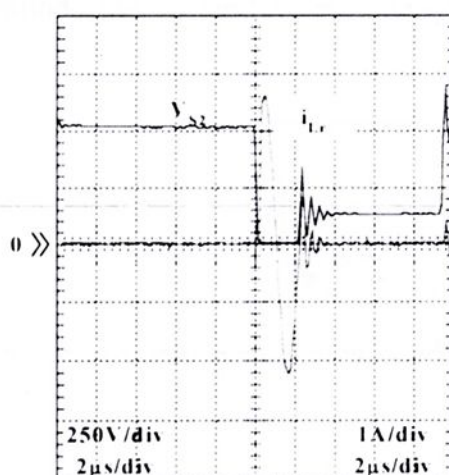


Fig.6.7- Detalhes das comutações para o interruptor auxiliar S_2 .

Na figura 6.8 pode-se observar a forma de onda da tensão sobre o interruptor principal S_1 . Nota-se que a estrutura permite manter o nível de tensão no valor V_o (400V).

sendo este esforço de mesma amplitude quando comparado com um conversor Boost convencional.

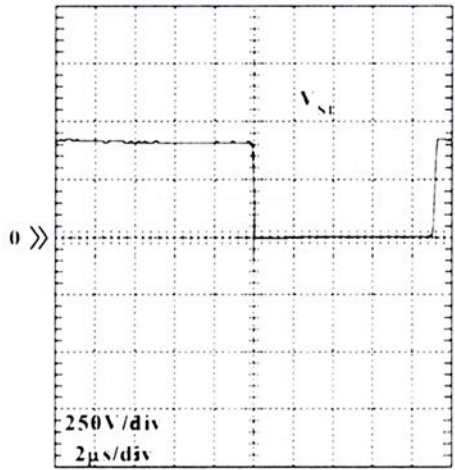


Fig.6.8- Tensão sobre o interruptor principal S_1

Na Figura 6.9 tem-se a forma de onda da corrente através do interruptor principal S_1 . Nota-se que uma parte da corrente ressonante também circula por ele, elevando o seu valor pico em cerca de 38 % (3.3A). Entretanto, observa-se que o ciclo ressonante é de curta duração (2μs), incrementando muito pouco o valor eficaz da corrente através de S_1 (aproximadamente 0.8A), permitindo que as perdas em condução neste interruptor não sofra importante aumento.

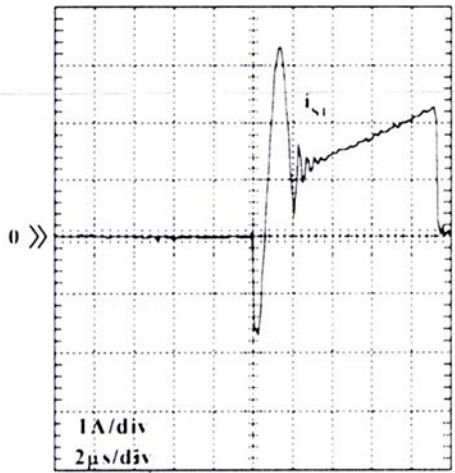


Fig.6.9- Corrente através do interruptor principal S_1 .

Na Figura 6.10 tem-se a superposição das formas de onda da tensão e corrente através do interruptor principal S_1 . Nota-se que a entrada em condução é do tipo ZVS e o

bloqueio é também do tipo ZVS, tal como foi previsto na análise qualitativa apresentada no capítulo 2. Assim, pode-se comprovar que o interruptor principal não apresenta perdas de comutação.

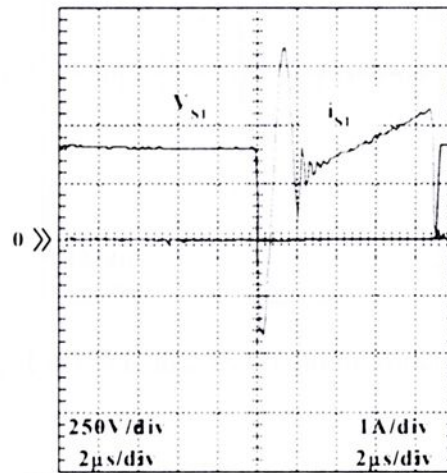


Fig.6.10-Detalhes das comutações para o interruptor principal S_1 .

Na figura 6.11 pode-se observar a forma de onda da tensão sobre o diodo principal D. O nível de tensão é de V_o (400V), sendo este esforço de tensão de mesma amplitude que o apresentado pelo diodo boost na célula PWM convencional.

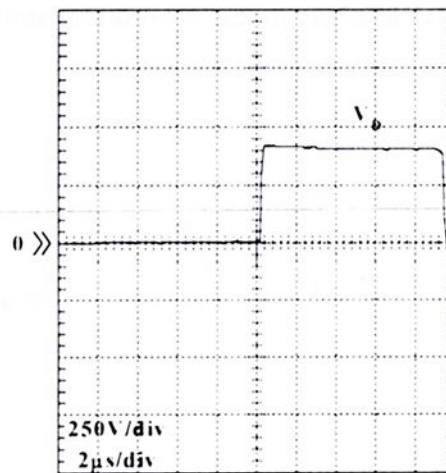


Fig.6.11- Tensão através do diodo principal D.

Na figura 6.12 tem-se a forma de onda da corrente através diodo principal D.

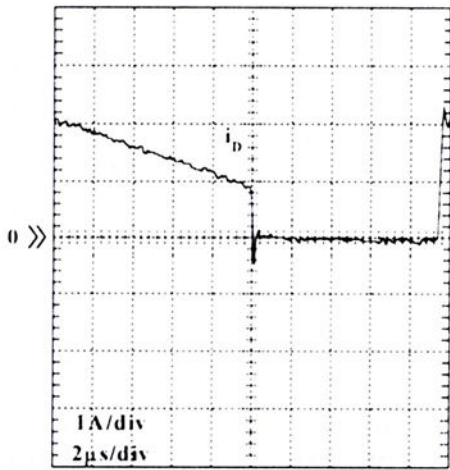


Fig.6.12- Corrente através do diodo principal D.

Na figura 6.13 tem-se a superposição das formas de onda da tensão e corrente através do diodo principal D, durante a entrada em condução. Nota-se que a entrada em condução é do tipo ZVS. De acordo com a figura 6.14, comprova-se que o diodo apresenta reduzidos efeitos de recuperação reversa (0.4A), proporcionando condições para a redução de interferência eletromagnéticas.

Assim, pode-se comprovar que o diodo praticamente não apresenta perdas de comutação, colaborando com o aumento do rendimento global da estrutura.

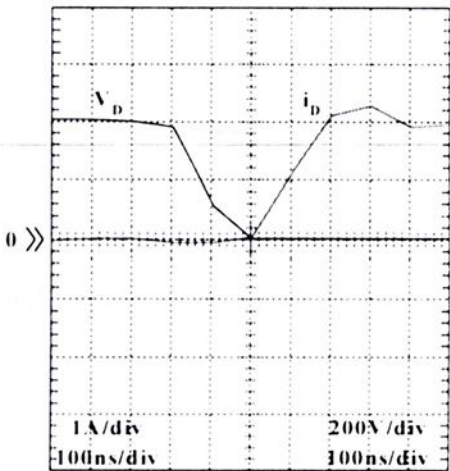


Fig.6.13-Detalhes das comutações para o diodo principal D (entrada em condução).

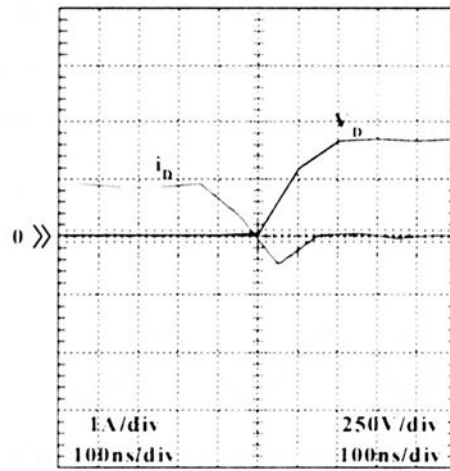


Fig.6.14-Detalhes das comutações para o diodo principal D (bloqueio).

Na Figura 6.15 tem-se a forma de onda da tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2} . De acordo com análise e projeto apresentado no capítulo 4, o seu valor máximo (150V) afeta o valor máximo de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 (550V). Pode-se comprovar que o produto da impedância Z_o (55.36 Ω) vezes a corrente máxima do indutor ressonante (2.6A) dá 143.94V, muito perto dos 150V medidos. Assim, é conveniente manter o nível de V_{MAX} em um valor o mais baixo possível, o que exige um compromisso com o máximo valor da corrente através do indutor ressonante L_r . Para os resultados obtidos, o esforço adicional de 150 V sobre S_2 é muito reduzido, quando comparado com outras técnicas ZVS presentes na literatura.

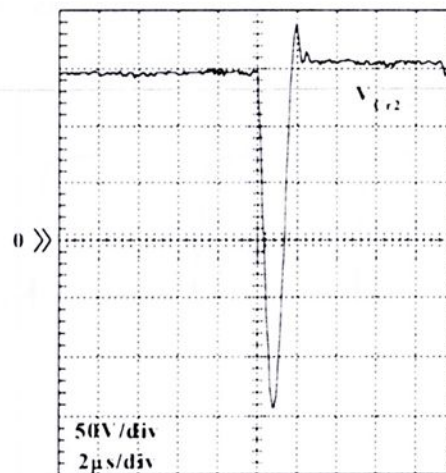


Fig.6.15- Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2} .

Na figura 6.16 tem-se a forma de onda da corrente através do indutor boost de entrada L_{in} . Observa-se que a estrutura funciona no modo de condução contínuo de corrente, tal como foi previsto nas análises quantitativa e qualitativa apresentadas nos capítulos anteriores.

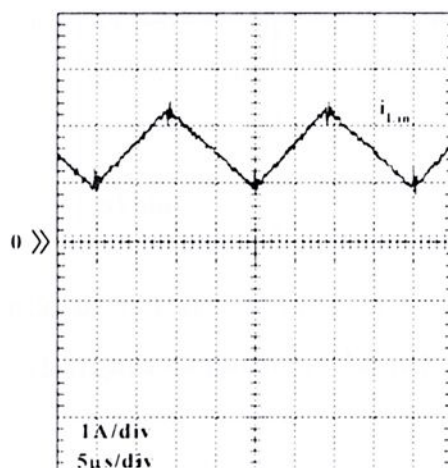
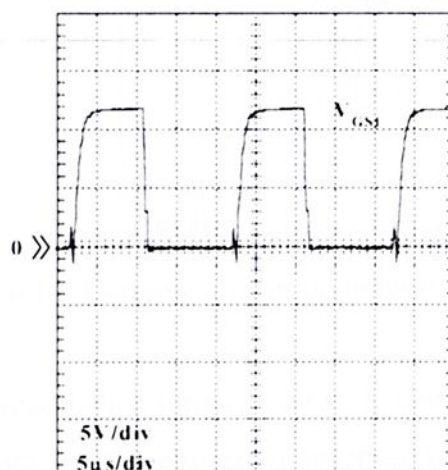


Fig.6.16- Corrente através do indutor de entrada L_{in} .

Nas figuras 6.17 e 6.18 são apresentadas as formas de onda das tensões de *gate* dos circuitos de controle para o MOSFET (S_1) e para o IGBT (S_2). Observa-se a diferença de duração dos tempos de disparo, tal como esperado. É interessante notar o efeito das capacitâncias intrínsecas de *gate* dos interruptores sobre os mesmos, chegando a deformar ligeiramente os pulsos, entretanto, sem comprometê-los.



* Fig.6.17- Tensão de *gate* de controle para o interruptor principal S_1 .

(Largura de pulso $S_1 = 9,8 \mu s$)

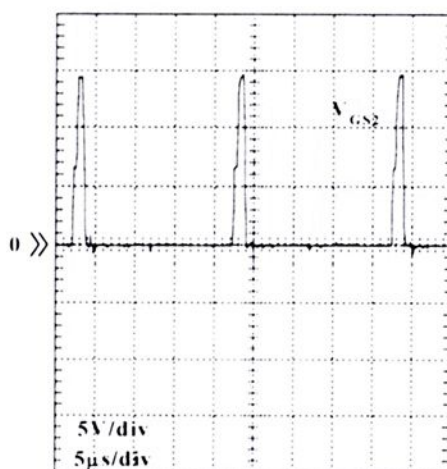


Fig.6.18- Tensão de *gate* de controle para o interruptor auxiliar S_2 .

(Largura de pulso $S_2 = 1,8 \mu s$)

6.3.2. Operação em plena carga (600Watts)

Na figura 6.19 apresenta-se a corrente através de L_r , para a condição de carga nominal. Nesta condição, seu valor máximo é de 4 A.

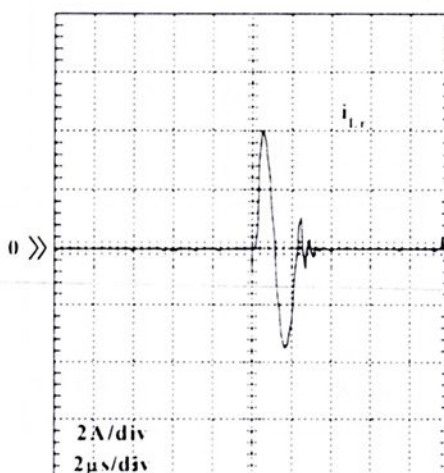


Fig.6.19- Corrente através do indutor ressonante L_r .

Na figura 6.20 é apresentada a forma de onda de tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 , de acordo com esta figura, o esforço máximo de tensão sobre S_2 é de aproximadamente 575V.

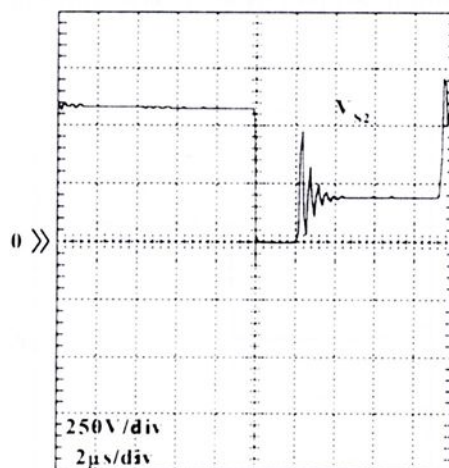


Fig.6.20- Tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 .

Na figura 6.21 apresentam-se os detalhes das comutações para S_2 , na condição de carga nominal. Mais uma vez verificam-se que as comutações não dissipativas são preservadas para este semicondutor, sendo ZVS na entrada em condução e ZVZCS no bloqueio.

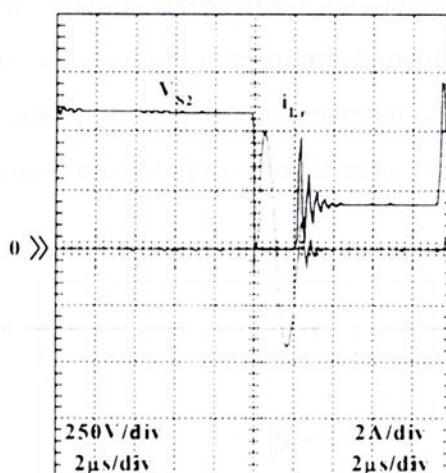


Fig.6.21- Detalhes das comutações para o interruptor auxiliar S_2 .

Na figura 6.22 apresenta-se a tensão sobre S_1 , na condição de carga nominal, não havendo problemas de esforços adicionais de tensão.

Torna-se importante observar que não foram usados quaisquer circuitos de *snubber* para nenhum semicondutor ativo (S_1 e S_2), nem passivo (D), uma vez que as oscilações das

tensões sobre os mesmos são bem comportadas e de reduzidas amplitudes, devido à técnica ZVS empregada.

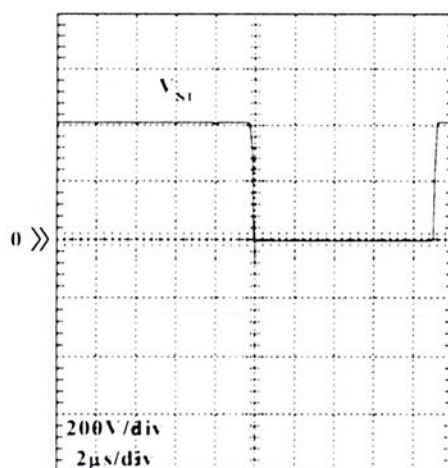


Fig.6.22- Tensão sobre o interruptor principal S_1 .

Na figura 6.23 tem-se a corrente através de S_1 , de acordo com a condição de carga nominal. nota-se o esforço adicional de corrente através do mesmo (5.6A) devido à contribuição da corrente através do circuito ressonante $i_{Lr}(t)$, adicionado à corrente média de entrada I_{in} . Entretanto, este pico de corrente é aproximadamente 18% menor do que o valor de pico da corrente em um conversor Boost convencional. Além disso, este pico de corrente e a corrente eficaz (que neste caso é aproximadamente 2.95A) pode ser reduzido com um projeto adequado.

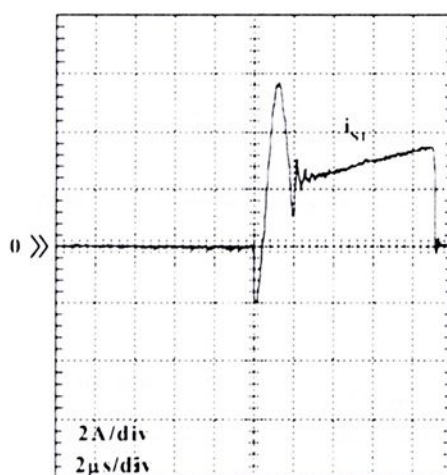


Fig.6.23- Corrente através do interruptor principal i_{S1} .

Na figura 6.24 apresentam-se os detalhes das comutações para S_1 , mais uma vez comprova-se que, na condição de carga nominal, as comutações são preservadas e são do tipo ZVS.

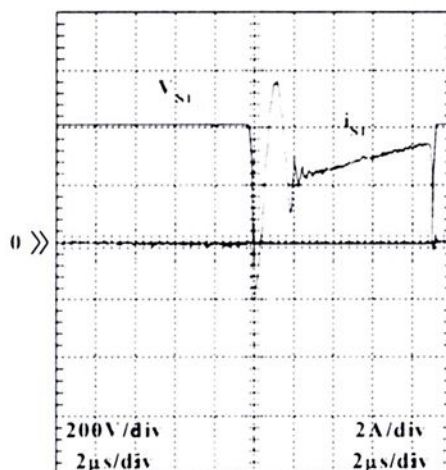


Fig.6.24- Detalhes das comutações para S_1 para o conversor Boost ZVS- PWM.

Na figura 6.25 apresentam-se os detalhes para as comutações para do interruptor S_1 (MOSFET IRFP460) da estrutura Boost PWM convencional, na condição de carga nominal. Observou-se, além das perdas durante as comutações, o elevado esforço de corrente na entrada em condução (6.8A), devido em grande parte ao efeito de recuperação reversa do diodo Boost.

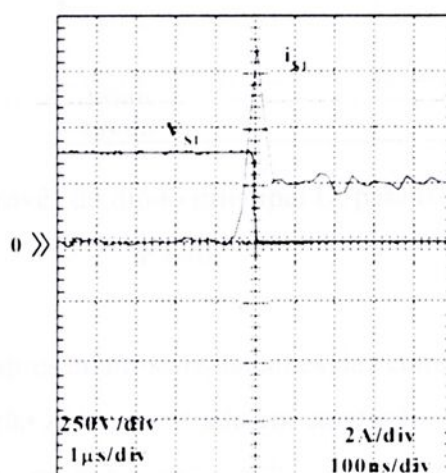


Fig.6.25- Detalhes das comutações para S_1 para o conversor Boost PWM- Convencional.

Nas figuras 6.26 e 6.27 apresentam-se a tensão e a corrente através do diodo principal D, respectivamente, para a condição de carga nominal, para o novo conversor Boost ZVS-PWM.

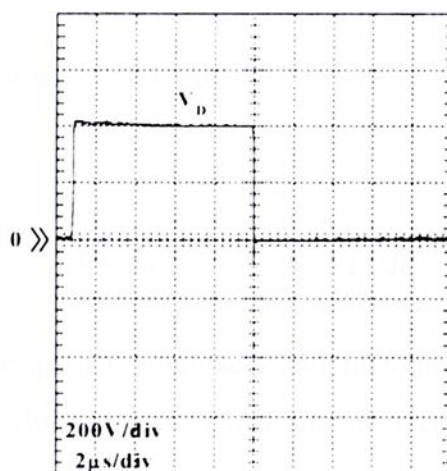


Fig.6.26- Tensão sobre diodo principal D, para o conversor Boost ZVS-PWM.

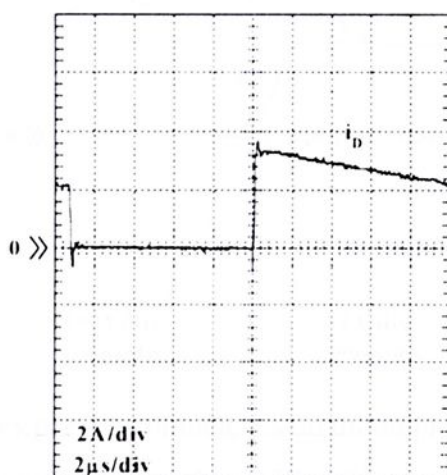


Fig.6.27- Corrente através do diodo principal D, para o conversor Boost ZVS-PWM.

Nas figuras 6.28 e 6.29 apresentam-se os detalhes das comutações para D, mais uma vez, verificando-se sua comutação ZVS na entrada em condução, e, a reduzida recuperação reversa durante seu bloqueio, proporcionada pela célula de comutação ZVS-PWM proposta.

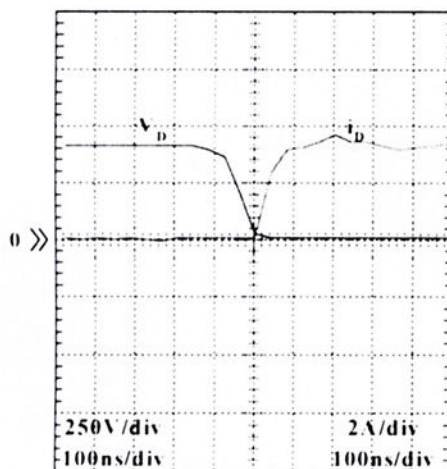


Fig.6.28- Detalhes para as comutações do diodo principal D para o conversor Boost ZVS-PWM (Entrada em condução).

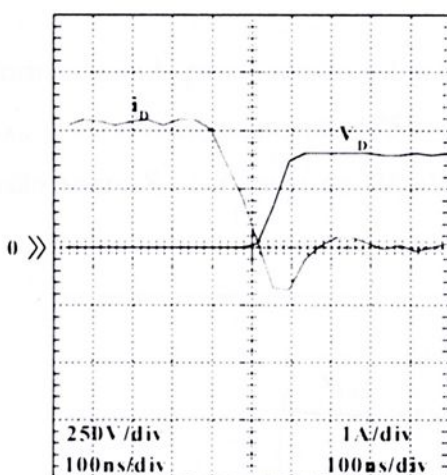


Fig.6.29- Detalhes para as comutações do diodo principal D para o conversor Boost ZVS-PWM (Bloqueio).

Na figura 6.30 apresentam-se os detalhes para as comutações do diodo Boost D (MUR 860) da estrutura Boost PWM convencional, na condição de carga nominal. Além da observação das perdas durante as comutações, torna-se importante observar a severa corrente de recuperação reversa, com valor máximo (negativo) de aproximadamente 5.2A. Esta corrente reversa, além de provocar perdas durante o bloqueio do diodo, e aumento das perdas na entrada em condução do interruptor, pode resultar em elevados níveis de interferência eletromagnética.

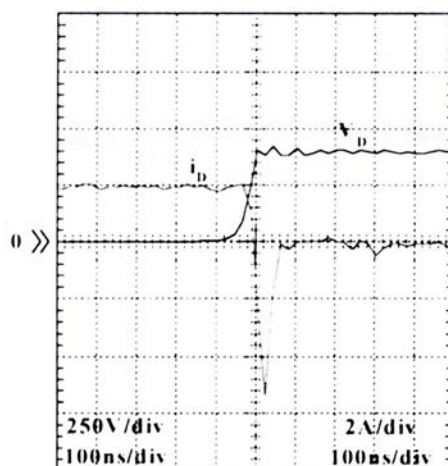


Fig.6.30- Detalhes para as comutações do diodo principal D para o conversor Boost PWM- Convencional.

Na figura 6.31 tem-se a forma de onda para a tensão sobre C_{r2} , na condição de carga nominal, verificando-se que V_{MAX} é de aproximadamente 175V. Portanto, mais uma vez, comprova-se que a máxima tensão sobre S_2 é a soma de $(V_o + V_{MAX})$ (aproximadamente 575V).

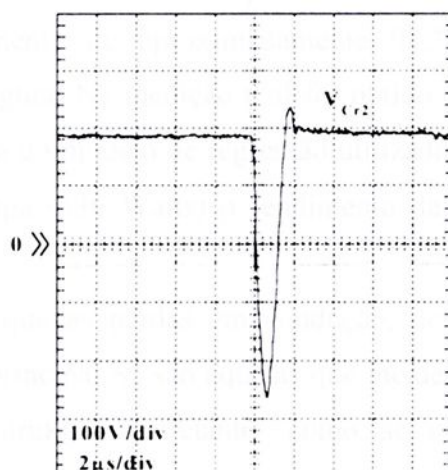


Fig.6.31- Tensão sobre o capacitor ressonante C_{r2} .

Na figura 6.32 pode-se observar que o máximo ripple de corrente de entrada i_{Lm} , para carga nominal, é de 3.6 A, ou seja, de 1.3 %, em relação ao valor médio de corrente de entrada I_m , de acordo ao esperado.

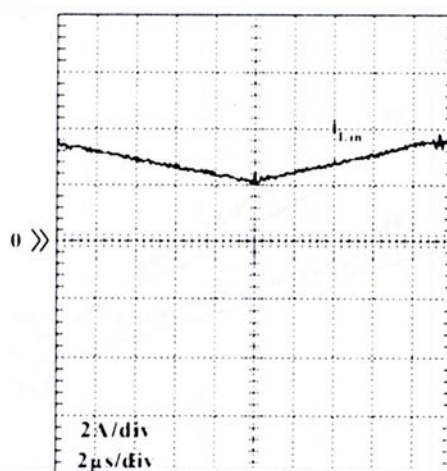


Fig.6.32- Corrente através do indutor de entrada L_m .

6.4.Rendimento para o novo conversor Boost-ZVS-PWM

Na figura 6.33 apresentam-se as curvas de rendimento percentual (η %), em função da potência média de saída P_o (Watts), para o novo conversor Boost ZVS-PWM e para o conversor Boost PWM convencional. Pode-se observar que na condição de plena carga a estrutura consegue um rendimento de aproximadamente 97,3%, de acordo com os resultados apresentados nesta figura. Na medição real foi obtido o valor de 97,4%, sendo esta diferença uma consequência do modelo de regressão utilizado para obtenção da figura 6.31. Na condição de meia carga (336 Watts) o rendimento da estrutura está acima de 95,5%.

É interessante destacar que as perdas em condução, devido ao valor eficaz da corrente através do interruptor principal S_1 , são aquelas que incidem em maior grau, para a redução do rendimento da estrutura. Entretanto, como se observa, em relação ao rendimento do conversor Boost convencional, as perdas totais para o novo conversor Boost ZVS-PWM, são inferiores, resultando num melhor rendimento global.

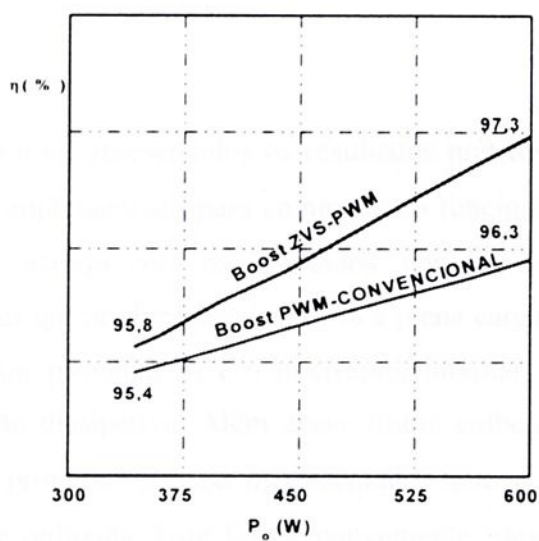


Fig.6.33- Rendimentos para o novo conversor Boost-ZVS-PWM e para o Boost PWM convencional.

6.5. Conclusões:

Neste capítulo foram apresentados os resultados práticos obtidos em laboratório a partir de um protótipo implementado para comprovar o funcionamento do novo conversor Boost ZVS-PWM. De acordo com os resultados, comprova-se que a nova célula de comutação permite obter um rendimento de 97.3% à plena carga. Isto é possível devido ao fato de que o interruptor principal S_1 e o interruptor auxiliar S_2 entram em condução e bloqueiam de forma não dissipativa. Além disso, muito embora o valor pico da corrente através do interruptor principal S_1 seja incrementado, nota-se que a corrente eficaz no mesmo é relativamente reduzida. Este fato é conveniente, sabendo-se que as perdas em condução em um MOSFET são proporcionais ao quadrado da corrente eficaz que circula através do mesmo (S_1). Por outro lado, a corrente média através do interruptor auxiliar S_2 também é reduzida, a qual também permite minimizar as perdas em condução neste dispositivo, sabendo-se que em um IGBT estas perdas são diretamente proporcionais ao valor médio da corrente através do mesmo..

É interessante notar que a estrutura permite comutações não dissipativas tanto a plena carga como também à meia carga, como pode-se comprovar nos resultados apresentados. Na realidade, a faixa de manutenção de comutações ZVS, permitida para este conversor, é mais ampla, podendo ser preservada também para menores condições de carga.

Além disso, o projeto permite a obtenção de um nível de tensão máxima (575V) sobre o interruptor auxiliar S_2 , de acordo com o critério adotado na metodologia de projeto apresentado no capítulo 4, sendo este nível de tensão bem inferior ao valor $2V_{ce}$ (800V).



Capítulo 7- Conclusões Gerais

De acordo com os resultados experimentais apresentados no capítulo 6, verificou-se que as comutações para o interruptor principal S_1 são do tipo ZVS durante o processo de entrada em condução e bloqueio, eliminando-se as perdas associadas à estas comutações neste interruptor.

As comutações do interruptor auxiliar S_2 são também não-dissipativas e do tipo ZCS na entrada em condução e ZCZVS durante o bloqueio. Portanto, também as perdas de comutação de S_2 são praticamente nulas.

Verificou-se ainda, que a entrada em condução do diodo principal D é também do tipo ZVS, e que a recuperação reversa do mesmo é muito reduzida, reduzindo-se os esforços e perdas em S_1 durante sua entrada em condução, e, permitindo que o rendimento global da estrutura seja elevado (superior a 97% em carga nominal).

A corrente de recuperação reversa do diodo D não somente influencia nas perdas da estrutura, mas também, no nível de interferência eletromagnética conduzida. Assim, este novo conversor proposto, propicia condições de redução para este problema que, para frequências elevadas de operação, permite a redução acentuada do volume de filtros de EMI, quando comparado com o Boost PWM convencional, permitindo ainda a redução adicional de custos.

Observa-se que a corrente de pico através do interruptor principal S_1 é de aproximadamente 55 % a mais do que a amplitude da corrente de entrada através de L_m . Desta forma, apesar da comutação suave, o interruptor principal S_1 fica sujeito a valores eficazes de corrente maiores que o conversor PWM convencional, e, em consequência, resultando em pequeno aumento das perdas em condução. Para minimizar este problema, o valor eficaz da corrente através do interruptor principal S_1 , assim como o seu valor de pico, pode ser controlado através do controle do intervalo de tempo do interruptor auxiliar (intervalo de ressonância), em função de um projeto adequado na escolha de α , β e da relação de frequências f .

De acordo com os resultados apresentados, a estrutura consegue manter a comutação ZVS desde à plena carga até meia carga. Entretanto, afirma-se que as comutações podem ser preservadas, como analisado, mesmo para menores potências na carga. Observa-se ainda que para comparar o desempenho do novo conversor Boost-ZVS-PWM, foram realizadas simulações e implementação prática do conversor Boost PWM convencional, nas mesmas condições de projeto. Comparando-se os resultados experimentais para o conversor Boost

convencional, com os resultados para o conversor Boost ZVS-PWM proposto, comprova-se que a nova estrutura apresenta um desempenho em rendimento melhor, que neste caso é de aproximadamente 97,3% para a condição de plena carga, contra 96,3% para o Boost convencional, na mesma condição de carga.

Finalmente, como continuidade para a pesquisa, propõe-se a análise qualitativa e quantitativa de uma variante desta nova célula que consiste na inclusão de um diodo em antiparalelo com o capacitor ressonante C_{r2} de maneira a limitar o valor máximo da tensão sobre o interruptor auxiliar S_2 no valor V_o , conforme figura 7.1. Propõe-se ainda que no modelo se leve em consideração o efeito do "ripple" da corrente no indutor de entrada ($i_{l,an}$), que neste trabalho foi considerado nulo. Além disso, é conveniente realizar um estudo mais aprofundado sobre o nível de interferência eletromagnética conduzida, devido aos efeitos das comutações. Finalmente, propõe-se ainda a implementação desta nova célula para uma aplicação inversora (CC-CA).

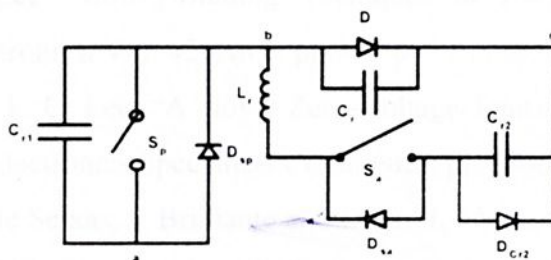


Fig.7.1-Variante proposta para a célula ZVS-PWM apresentada neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] K. H. Liu, R. Oruganti and F. C. Lee. "Resonant Switches- Topologies and Characteristics". Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp.62-67, 1985.
- [2] K. H. Liu and F. C. Lee. "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits". Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp.58-70, 1986.
- [3] W. A. Tabisz and F. C. Lee. "Zero-Voltage Switching Techniques – A novel approach to improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converter". Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp.9-17, 1988.
- [4] F. C. Lee. "High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies". Proceedings of International Conference on Industrial Electronics, pp.509-521, 1988.
- [5] G. Hua and F. C. Lee. "Soft-Switching Techniques in PWM Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 42, No.6, pp.595-603, 1995.
- [6] G. Hua, C. S. Leu, and F. C. Lee. "A Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converter". Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp. 55-61, 1992.
- [7] D. C. Martins, F. J. M. de Seixas, J. Brilhante and I. Barbi. "A Family of DC to DC PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell". Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp. 524-530, 1993.
- [8] J. Y. Zhu, and D. H. Ding. "A Zero Voltage and Zero Current Switched PWM DC-DC Converters Using Active Snubber Technique". Proceedings of the Industry Applications Society Annual Meeting, pp.1574-1579, 1998.
- [9] G. Moschopoulos, P. K. Jain, Y. F. Liu and G. Joós. "A Zero-Voltage-Switched PWM Boost Converter With an Energy Feedforward Auxiliary Circuit". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 14, No.4, pp.653-662, July 1999.
- [10] S. H. Ryu, D. Y. Lee, S. B. Yoo, D. S. Hyun. "Novel ZVZCS PWM DC-DC Converter Using One Auxiliary Switch". IEEE Transactions on Power Electronics, pp.853-859, June 1999.
- [11] P. J. M. Menegaz, M. A. Co, D. S. L. Simonetti and J. L. F. Vieira. "Improving the Operation of ZVT DC-DC Converters". Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference, Vol 1, pp. 293-297, April 1999.



- [12] J. H. Kim, D. Y. Lee, H. S. Choi, and B. H. Cho, "High Performance Boost PFP (Power Factor Pre-Regulator) with An Improved ZVT (Zero Voltage Transition) Converter", Proceedings of the Applied Power Electronics Conference, pp., August 2001
- [13] N. Nakamura, M. Shimada, T. Myoui, H. Sadakata, S. Moisseev, and M. Nakaoka "Performance Evaluations on Soft-Switching Boost Power Converter With a Single Auxiliary Passive Resonant Snubber", Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference, pp.1057-1062, August 2001.
- [14] L. R. Barboza, J. B. Vieira Jr. and et al "A family of PWM soft-single-switched converters with low voltage and current stresses", Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference, pp.469-474, 1997.
- [15] K. M. Smith Jr. and K. M. Smedley, "Property and synthesis of passive, lossless soft switching PWM converters", Proceedings of the International Congress in Israel on Energy Power & Motion Control, pp.112-119, 1997.
- [16] C. J. Tseng, and C. L. Chen, "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers", IEEE transaction on Power Electronics, Vol 13, pp.861-869, Setember 1998.
- [17] R. Gurunathan, and A.K.S Bath, "A Soft-Switched Boost Converter for High Frequency Operation", Proceedings of the Electronics Specialists Conference, pp.463-468,1999.
- [18] H. Bodur, and A. F. Bakan, "A New ZVT-PWM DC-DC Converter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 17, No.1, pp. 40-47, January 2002.
- [19] Rachid, Muhammad, Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações- São Paulo: Makron Books, 1999.
- [20] Barbi, Ivo, Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas- Florianópolis: Ed. Do autor, 2001, 334p.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"

Câmpus de Ilha Solteira
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Av. Brasil Centro, 56
15385-000 Ilha Solteira - SP
www.dee.feis.unesp.br

