

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM
COMUTAÇÃO ZCS NA ABERTURA E FECHAMENTO
DAS CHAVES

EMMANUEL CORDEIRO DIAS

Uberlândia
2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM COMUTAÇÃO ZCS NA
ABERTURA E FECHAMENTO DAS CHAVES

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do
título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Professor Dr. Luiz Carlos de Freitas.

Uberlândia
2008

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

D541n Dias, Emmanuel Cordeiro, 1983-

Uma nova família de conversores com comutação ZCS na abertura e fechamento das chaves / Emmanuel Cordeiro Dias. - 2008.

107 f. : il.

Orientador: Luiz Carlos de Freitas.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Eletrônica de potência - Teses. 2. Conversores de corrente elétrica - Teses. I. Freitas, Luiz Carlos de. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.38

EMMANUEL CORDEIRO DIAS

UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM COMUTAÇÃO ZCS NA ABERTURA
E FECHAMENTO DAS CHAVES

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do
título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Uberlândia, 13 de dezembro de 2008

Banca Examinadora

Professor Dr. Luiz Carlos de Freitas – FEELT/UFU

Professor Dr. João Batista Vieira Jr. – FEELT/UFU

Professor Dr. Valdeir José Faria. – FEELT/UFU

Professor Dr. Ernane Antônio Alves Coelho. – FEELT/UFU

Professor Dr. Sidelmo Magalhães Silva. – CEFET/MG

Professor Dr. Aniel Silva de Moraes. – FEELT/MG

Professor Dr. Fábio Vincenze Romualdo da Silva. – FEELT/MG

Professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas. – FEELT/MG

Aos meus pais, Zilmar e Marina, e minha irmã
Ana Carolina pela luta e confiança.

AGRADECIMENTOS

A Deus pela oportunidade e pela força fornecida nos momentos difíceis.

Aos meus pais Zilmar e Marina, pelo apoio e incentivo, fornecidos no decorrer deste trabalho.

Ao professor Luiz Carlos de Freitas pelo empenho sempre constante, auxiliando através de seus pensamentos, criações e ensinamentos, imprescindíveis para a realização desse trabalho.

Aos professores do grupo de Eletrônica de Potência, João Batista Vieira Jr., Valdeir J. Farias e Ernane A. A. Coelho por participarem da minha formação acadêmica.

Aos amigos de laboratório Henrique J. Avelar, Fábio Cunha, Fabian Rezende e Diógenes Rodovalho pela amizade e contribuições fornecidas.

A todos os amigos e familiares que contribuíram direta ou indiretamente na realização desse trabalho, incentivando e torcendo por sua conclusão.

Ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pela ajuda financeira fornecida.

“...Há duas formas para viver sua vida:
Uma é acreditar que não existe milagre.
A outra é acreditar que todas as coisas são
um milagre.”

Albert Einstein
1879-1955

RESUMO

Dias, E.C. Uma Nova Família de Conversores com Comutação ZCS na Abertura e Fechamento das Chaves, Uberlândia, 2008, 107 p.

Este trabalho apresenta uma nova célula de comutação não dissipativa com aplicação estendida a qualquer topologia tradicional de conversores CC-CC através da substituição da célula PWM dessas estruturas.

A célula proposta consiste de uma chave principal e duas auxiliares, sendo que todas as chaves operam em ZCS na entrada em condução e ZCS na saída de condução. Chaves semicondutoras do tipo MOSFETs, transistores e IGBTs podem ser utilizados em seu funcionamento, sendo, contudo, necessário um controle mais sofisticado para o acionamento das mesmas.

Já o uso de SCRs exige um controle mais simples, promovendo maior robustez à célula. Todavia, com o preço de se trabalhar em frequências muito inferiores às aquelas possíveis de serem utilizadas com as chaves acima mencionadas. Simulações realizadas comprovam o princípio de funcionamento da estrutura.

A construção de um protótipo utilizando a topologia Buck foi realizada e os resultados experimentais obtidos foram comparados com os resultados de simulação para comprovar e validar o modelo.

Palavras-chave: comutação não dissipativa, conversores CC-CC, ZCS.

ABSTRACT

Dias, E.C. A New Converter Family Zero Current Turn-On and Turn-Off, Uberlândia, 2008, 105p.

This work presents a new non-dissipative commutation cell applicable to any traditional DC-DC converters topology.

The proposed cell is composed of one main switch and two auxiliary switches operating with zero current turn on and off. Semiconductor as MOSFETs, transistors and IGBTs can be used in the cell, but it needs a more sophisticated control.

The use of SCRs requires a more simple control, promoting greater robustness to the cell, although, with the price of working at frequencies far below those likely to be used with the switch above mentioned. Simulations presented the principle of operation of the structure.

A prototype using the Buck topology was developed and the experimental results obtained were compared with the results of simulation to demonstrate and validate the research.

Key words: non-dissipative commutation, DC-DC converters, zero current.

UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM COMUTAÇÃO ZCS NA ABERTURA E FECHAMENTO DAS CHAVES

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

FIGURA 1. 1 – A NOVA CÉLULA ON-OFF ZCS.....	21
FIGURA 1. 2 – O CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS.....	22
FIGURA 1. 3 – BOOST ON-OFF ZCS.....	22
FIGURA 1. 4 – BUCK-BOOST ON-OFF ZCS.....	23
FIGURA 1. 5 – CÚK1 ON-OFF ZCS.....	23
FIGURA 1. 6 – CÚK2 ON-OFF ZCS.....	23
FIGURA 1. 7 – SEPIC1 ON-OFF ZCS.....	24
FIGURA 1. 8 – SEPIC2 ON-OFF ZCS.....	24
FIGURA 1. 9 – ZETA ON-OFF ZCS.....	24
FIGURA 1. 10 – FLYBACK ON-OFF ZCS.....	25
FIGURA 1. 11 – FORWARD ON-OFF ZCS À UMA CHAVE.....	25
FIGURA 1. 12 – FORWARD ON-OFF ZCS À DUAS CHAVES.....	25

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS PROPOSTO

FIGURA 2. 1 – (A) FORMA DE ONDA DO CONVERSOR BUCK PWM-ZCS-QRC; (B) FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS.....	28
FIGURA 2. 2 - O CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS PROPOSTO.....	29
FIGURA 2. 3 – PRIMEIRA ETAPA ($t_0 - t_1$).....	30
FIGURA 2. 4 – SEGUNDA ETAPA ($t_1 - t_2$).....	30
FIGURA 2. 5 – TERCEIRA ETAPA ($t_2 - t_3$).....	31
FIGURA 2. 6 – QUARTA ETAPA ($t_3 - t_4$).....	31
FIGURA 2. 7 – QUINTA ETAPA ($t_4 - t_5$).....	32
FIGURA 2. 8 – SEXTA ETAPA ($t_5 - t_6$).....	32
FIGURA 2. 9 – PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA E REGIME PERMANENTE.....	34
FIGURA 2. 10 – PRIMEIRO PLANO DE FASE DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS.....	35
FIGURA 2. 11 – SEGUNDO PLANO DE FASE DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS.....	35

CAPÍTULO 3

ABORDAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR BUCK PROPOSTO

FIGURA 3. 1 - PLANO DE FASE DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS, $i_{LR1} \times V_{Cr}$	43
FIGURA 3. 2 – CÁLCULO DE $\text{SEN}(\text{ARCOS}(A))$	44
FIGURA 3. 3 – GANHO ESTÁTICO PARA O NOVO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS COM $w_{01} < w_{02}$	52
FIGURA 3. 4 - GANHO ESTÁTICO PARA O NOVO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS COM $w_{01} = w_{02}$	52
FIGURA 3. 5 - GANHO ESTÁTICO PARA O NOVO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS COM $w_{01} > w_{02}$	53
FIGURA 3. 6 – QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO.....	55

CAPÍTULO 4

PROCEDIMENTOS DE COMANDO

FIGURA 4. 1 – SINAIS PWMS DE COMANDO.	62
FIGURA 4. 2 – TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO.	63
FIGURA 4. 3 – PULSO VGS2 MENOR QUE VGS1.	64
FIGURA 4. 4 – PULSO VGS1 IGUAL AO VGS2.	64
FIGURA 4. 5 – DIAGRAMA INTERNO DAS FUNCIONALIDADES DO CI 3524.	65
FIGURA 4. 6 – VARIAÇÃO DO SINAIS PWMS.	67
FIGURA 4. 7 – ESCOLHA DO INSTANTE SEGURO PARA ABERTURA DA CHAVE S1.	69
FIGURA 4. 8 – VARIAÇÃO DO SINAL DE COMANDO VGS3.	70
FIGURA 4. 9 – CIRCUITO DE COMANDO CRIADO.	71
FIGURA 4. 10 – FLYBACK PARA ALIMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO.	72
FIGURA 4. 11 – PLACA DE COMANDO CRIADA.	72
FIGURA 4. 12 – FORMAS DE ONDA GERADAS.	73
FIGURA 4. 13 – CIRCUITO DE ISOLAÇÃO PARA OS SINAIS DE DISPARO DAS CHAVES S1, S2 E S3.	74

CAPÍTULO 5

PARÂMETROS DO CONVERSOR

FIGURA 5. 1 – CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE PARA OS INDUTORES.	79
FIGURA 5. 2 – FORMA DE ONDA DE CORRENTE NO INDUTOR E NO CAPACITOR DE FILTRO.	84

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

FIGURA 6. 1 – CIRCUITO DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS SIMULADO.	88
FIGURA 6. 2 – GRÁFICO DA TENSÃO (V_{DS1}) E CORRENTE (i_{LR1}) NA CHAVE S1.	88
FIGURA 6. 3 – GRÁFICO DA TENSÃO (V_{DS2}) E CORRENTE (i_{LR1}) NA CHAVE S2.	89
FIGURA 6. 4 – GRÁFICO DA TENSÃO (V_{DS3}) E CORRENTE (i_{S3}) NA CHAVE S3.	89
FIGURA 6. 5 – TENSÃO SOBRE O DIODO DE SAÍDA D0.	90
FIGURA 6. 6 – CORRENTE NO INDUTOR DE FILTRO I0.	90
FIGURA 6. 7 – PRIMEIRO PLANO DE FASE PARA O CONVERSOR PROPOSTO ($i_{LR1} \times V_{CR}$).	91
FIGURA 6. 8 – SEGUNDO PLANO DE FASE PARA O CONVERSOR PROPOSTO ($i_{LR2} \times V_{CR}$).	91
FIGURA 6. 9 – GRÁFICO DA TENSÃO DE ENTRADA E DA TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONVERSOR SIMULADO.	92
FIGURA 6. 10 – FOTO DO PROTÓTIPO CONSTRUÍDO.	93
FIGURA 6. 11 – TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE S1 (ESCALA DE TENSÃO-50V/DIV; ESCALA DE CORRENTE-2A/DIV).	93
FIGURA 6. 12 – ZOOM DA FIG. 6.11; A) ENTRADA EM CONDUÇÃO; B) SAÍDA DE CONDUÇÃO.	94
FIGURA 6. 13 – TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE S2 (ESCALA DE TENSÃO-50V/DIV; ESCALA DE CORRENTE-2A/DIV).	94
FIGURA 6. 14 – ZOOM DA FIG. 6.13; A) ENTRADA EM CONDUÇÃO; B) SAÍDA DE CONDUÇÃO.	95
FIGURA 6. 15 – TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE S3 (ESCALA DE TENSÃO-50V/DIV; ESCALA DE CORRENTE-2A/DIV).	95
FIGURA 6. 16 – ZOOM DA FIG. 6.13; A) ENTRADA EM CONDUÇÃO; B) SAÍDA DE CONDUÇÃO.	96
FIGURA 6. 17 – TENSÃO NO DIODO D0 (ESCALA DE TENSÃO-100V/DIV).	96
FIGURA 6. 18 – CORRENTE NO INDUTOR DE FILTRO Lf (ESCALA DE CORRENTE-2A/DIV).	97
FIGURA 6. 19 – TENSÃO EM CR, CORRENTE NA CHAVE S1 E NA CHAVE S2.	97
FIGURA 6. 20 – PRIMEIRO PLANO DE FASE OBTIDO ($i_{LR1} \times V_{CR}$).	98
FIGURA 6. 21 – SEGUNDO PLANO DE FASE OBTIDO ($i_{LR2} \times V_{CR}$).	98

FIGURA 6. 22 – TENSÃO DE ENTRADA E DE SAÍDA DO CONVERSOR.....	98
FIGURA 6. 23 – ENSAIO DO PROTÓTIPO CONSTRUÍDO.	99
FIGURA 6. 24 – GRÁFICO DE RENDIMENTO COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES.	100

UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM COMUTAÇÃO ZCS NA ABERTURA E FECHAMENTO DAS CHAVES

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A	Ampère, unidade de corrente elétrica
a	Terminal ativo da nova célula
A_j	Área da janela do núcleo magnético
A_n	Área do núcleo magnético
A_{cobre}	Área de cobre necessária
A_{skin}	Área de cobre dada pelo efeito <i>skin</i>
$A_{condutor}$	Área de cobre tabelada para condutores comerciais
B	Densidade de fluxo magnético
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
c	Terminal comum da nova célula
C_c	Capacitor de entrada do conversor Cúk On-Off ZCS
C_f	Capacitor de filtro
CI	Circuito integrado
C_r	Capacitor de ressonância
C_s	Capacitor de entrada do conversor Sepic On-Off ZCS
D_{min}	Razão cíclica mínima
D_n	Diodos de potência, onde $n=0,1,2,3,\dots$
E	Energia armazenada no indutor de filtro
EMI	Interferência eletromagnética
F	Farad, unidade de capacitância
f	Frequência de chaveamento
f_{01}	Frequência de ressonância entre L_{r1} e C_r
f_{02}	Frequência de ressonância entre L_{r2} e C_r
G	Ganho estático do conversor Buck On-Off ZCS
H	Henry, unidade de indutância
Hz	Hertz, unidade de frequência
I_0	Corrente de carga

$i_{D0_{med}}$	Corrente média no diodo D_0
$i_{D0_{rms}}$	Corrente eficaz no diodo D_0
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada
i_{Lr1}	Corrente circulante no indutor L_{r1}
$i_{Lr1_{max}}$	Corrente máxima na chave S_1
$i_{Lr1_{med}}$	Corrente média no indutor L_{r1}
$I_{Lr1_{rms}}$	Corrente eficaz no indutor L_{r1}
i_{Lr2}	Corrente circulante no indutor L_{r2}
$i_{Lr2_{max}}$	Corrente de pico na chave S_2
$i_{Lr2_{med}}$	Corrente média no indutor L_{r2}
$I_{Lr2_{rms}}$	Corrente eficaz no indutor L_{r2}
I_{max}	Máxima corrente circulante
i_{S3}	Corrente circulante na chave S_3
$I_{S3_{med}}$	Corrente média na chave S_3
$I_{S3_{rms}}$	Corrente eficaz na chave S_3
J	Densidade de corrente elétrica
J	Joule, unidade de energia
K_j	Taxa de utilização pelo cobre da janela do núcleo magnético
L_c	Indutor de entrada do conversor Cúk On-Off ZCS
l_{ef}	Comprimento do entreferro
L_f	Indutor de filtro
l_m	Comprimento do núcleo magnético
L_{min}	Mínimo valor de indutância para o indutor de filtro
L_{r1}	Indutor de ressonância 1
L_{r2}	Indutor de ressonância 2
L_s	Indutor de entrada do conversor Sepic On-Off ZCS
MOSFET	Transistor de efeito de campo de metal-óxido semicondutor
N	Número de espiras
$n_{condutores}$	Número de condutores paralelos necessários
p	Terminal passivo da nova célula
P_0	Potência de saída do conversor
PI	Compensador proporcional e integral
PWM	Modulação por largura de pulso

QRC's	Conversores quase-ressonantes
R_0	Resistor de carga para o conversor
RMS	Valor quadrático médio ou valor eficaz
SCR	Retificador controlado de silício
S_n	Chaves de potência, onde $n=1,2,3,\dots$
T	Período de chaveamento
t_n	Tempo de início de cada etapa onde $n=1,2,3,\dots$
t_r	Metade do período de ressonância
V	Volts, unidade de tensão elétrica
V_{cr}	Tensão sobre o capacitor de ressonância C_r
V_{D0}	Tensão sobre o diodo D_0
V_{D2}	Tensão sobre o diodo D_2
V_{D3}	Tensão sobre o diodo D_3
V_{ds}	Tensão direta entre dreno e source
V_{gs1}	Tensão de disparo da chave S_1
$V_{gs1,2}$	Tensão de disparo utilizada para as chaves S_1 e S_2
V_{gs2}	Tensão de disparo da chave S_2
V_{gs3}	Tensão de disparo da chave S_3
V_{in}	Tensão de entrada contínua
v_{Lr1}	Tensão sobre o indutor L_{r1}
V_{out}	Tensão de saída contínua do conversor
V_{s1}	Tensão sobre a chave S_1
V_{s2}	Tensão sobre a chave S_2
V_{s3}	Tensão sobre a chave S_3
W	Watts, unidade de potência
ω_0	Frequência angular
ω_{01}	Frequência angular para o circuito ressonante que contém L_{r1} e C_r
ω_{02}	Frequência angular para o circuito ressonante que contém L_{r2} e C_r
Z_{01}	Impedância característica para o circuito ressonante que contém L_{r1} e C_r
Z_{02}	Impedância característica para o circuito ressonante que contém L_{r2} e C_r
ZCS	Chaveamento a corrente nula
ZVS	Chaveamento a tensão nula
α	Corrente de saída parametrizada em função da tensão de entrada

μ_0	Permeabilidade do vácuo
μ_e	Permeabilidade efetiva
μ_r	Permeabilidade relativa
$\mathfrak{R}_{ef}$	Relutância do entreferro
$\mathfrak{R}_n$	Relutância do núcleo de ferrite
$\mathfrak{R}$	Relutância magnética
$\mathfrak{R}_e$	Relutância magnética efetiva
Δt_n	Variação do tempo, onde $n=1,2,3,\dots$

UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM COMUTAÇÃO ZCS NA ABERTURA E FECHAMENTO DAS CHAVES

LISTA DE TABELAS

TABELA 5. 1 - PARÂMETROS INICIAIS DO CONVERSOR.....	76
TABELA 5. 2 - PARÂMETROS DE CÁLCULO.....	85
TABELA 6. 1 – PARÂMETROS DO CONVERSOR	92

UMA NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES COM COMUTAÇÃO ZCS NA ABERTURA E FECHAMENTO DAS CHAVES

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO	20
------------------	----

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS PROPOSTO

2.1 INTRODUÇÃO	27
2.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	29
2.2.1. PRIMEIRA ETAPA: $\Delta T_1 [T_0-T_1]$	30
2.2.2. SEGUNDA ETAPA: $\Delta T_2 [T_1-T_2]$	30
2.2.3. TERCEIRA ETAPA: $\Delta T_3 [T_2-T_3]$	31
2.2.4. QUARTA ETAPA: $\Delta T_4 [T_3-T_4]$	31
2.2.5. QUINTA ETAPA: $\Delta T_5 [T_4-T_5]$	32
2.2.6. SEXTA ETAPA: $\Delta T_6 [T_5-T_6]$	32
2.3 CONCLUSÃO	36

CAPÍTULO 3

ABORDAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR BUCK PROPOSTO

3.1 INTRODUÇÃO	37
3.2 MODELO MATEMÁTICO	37
3.2.1. PRIMEIRA ETAPA: $\Delta T_1 [T_0-T_1]$	37
3.2.2. SEGUNDA ETAPA: $\Delta T_2 [T_1-T_2]$	40
3.2.3. TERCEIRA ETAPA: $\Delta T_3 [T_2-T_3]$	41
3.2.4. QUARTA ETAPA: $\Delta T_4 [T_3-T_4]$	42
3.2.5. QUINTA ETAPA: $\Delta T_5 [T_4-T_5]$	45
3.3 CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO	47
3.3.1. CÁLCULO DE $ILR1_{MED}$	47
3.3.2. CÁLCULO DE $ILR2_{MED}$	49

3.4 GRÁFICOS DE GANHO ESTÁTICO PARA O CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS COM A VARIANDO DE 0.1 À 1.	51
3.4.1. GRÁFICO PARA $W_{01} < W_{02}$	51
3.4.2. GRÁFICO PARA $W_{01} = W_{02}$	52
3.4.3. GRÁFICO PARA $W_{01} > W_{02}$	53
3.5 CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES NOS SEMICONdutoRES	54
3.5.1. CORRENTE EFICAZ NA CHAVE PRINCIPAL S_1	54
3.5.2. CORRENTE EFICAZ NA CHAVE AUXILIAR S_2	54
3.5.3. CORRENTE EFICAZ NA CHAVE AUXILIAR S_3	55
3.5.4. CORRENTE MÉDIA NO DIODO D_1	56
3.5.5. CORRENTE MÉDIA NO DIODO D_2	57
3.5.6. CORRENTE MÉDIA NO DIODO D_3	57
3.5.7. CORRENTE MÉDIA NO DIODO D_0	58
3.5.8. CORRENTE EFICAZ NO DIODO D_0	58
3.5.9. CORRENTE DE PICO NA CHAVE PRINCIPAL S_1	59
3.5.10. CORRENTE DE PICO NA CHAVE AUXILIAR S_2	59
3.5.11. CORRENTE DE PICO NA CHAVE AUXILIAR S_3	60
3.5.12. CORRENTE DE PICO NO DIODO D_0	60
3.5.13. TENSÕES SOBRE AS CHAVES S_1 , S_2 E S_3 E NOS DIODOS D_1 , D_2 E D_3	60
3.5.14. TENSÃO SOBRE DIODO D_0	60
3.6 CONCLUSÃO	60

CAPÍTULO 4

CIRCUITO DE COMANDO

4.1 INTRODUÇÃO	62
4.2 CIRCUITO DE COMANDO.....	63
4.2.1. CONFIGURAÇÕES DO CI 3524.....	65
4.2.2. ANÁLISE DE SINCRONISMO ENTRE OS SINAIS GERADOS	66
4.2.3. ABERTURA DA CHAVE S_1	68
4.2.4. PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO	69
4.2.5. FONTE DE ALIMENTAÇÃO PARA O CIRCUITO DE COMANDO.....	71
4.2.6. CIRCUITOS DE ISOLAÇÃO DE PULSO.....	73
4.3 CONCLUSÃO	75

CAPÍTULO 5

PARÂMETROS DO CONVERSOR

5.1 INTRODUÇÃO	76
5.2 PROJETO DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS	76
5.2.1. FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA F_{01} E F_{02}	76
5.2.2. CAPACITOR E INDUTORES DE RESSONÂNCIA.....	77
5.2.3. CÁLCULO DO CAPACITOR DE FILTRO E DOS INDUTORES	78

5.2.3.1.	<i>Cálculo do Núcleo do Indutor L_{r1}</i>	80
5.2.3.2.	<i>Cálculo do Núcleo do Indutor L_{r2}</i>	82
5.2.3.3.	<i>Cálculo do Núcleo do Indutor de Filtro</i>	83
5.2.3.4.	<i>Cálculo do Capacitor de Filtro</i>	84
5.2.4.	PROJETO DAS CHAVES E DIODOS DE POTÊNCIA	85
5.3	CONCLUSÃO	86

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1	INTRODUÇÃO	87
6.2	SIMULAÇÕES DO CIRCUITO PROPOSTO	87
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	92
6.4	ANÁLISE DE RENDIMENTO	99
6.5	CONCLUSÕES	100

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL

7.1	INTRODUÇÃO	102
7.2	SIMULAÇÕES DO CIRCUITO PROPOSTO	104

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	105
---	------------

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O grande desenvolvimento tecnológico ocorrido nos últimos anos, principalmente na área da Eletrônica de Potência, acarretou em grandes pesquisas em busca de novas topologias de conversores, com aplicações na área espacial, militar, telecomunicações, no acionamento e controle de máquinas elétricas, eletrodomésticos, área automotiva e outras.

Todo esse desenvolvimento tem como objetivos principais a redução de tamanho e volume, a alta eficiência na conversão de energia e, conseqüentemente, a elevação da densidade de potência dessas estruturas. Outros objetivos, como a baixa emissão de ruídos, robustez e boa resposta dinâmica, também são alvos de constantes pesquisas.

Com o objetivo de se reduzir o tamanho e peso desses conversores, torna-se necessário o uso de frequências de chaveamento cada vez mais elevadas (1). Contudo, as perdas por chaveamento impedem que frequências muito elevadas possam ser utilizadas no funcionamento dos conversores.

Outro assunto de interesse, contido nos estudos abordados pela Eletrônica de Potência, é o desenvolvimento de células de comutação não dissipativa, visando diminuir a geração de interferência eletromagnética (EMI), devido aos elevados di/dt e dv/dt , inerentes ao chaveamento dos dispositivos semicondutores controlados, durante a operação das chaves em comutação dissipativa. Além disso, a comutação não dissipativa elimina as perdas por comutação, permitindo elevar a frequência de chaveamento e assim reduzir o peso e o volume das fontes chaveadas (2).

Este primeiro capítulo tem como objetivo o estudo inicial da nova célula de comutação não dissipativa desenvolvida, operando com frequência fixa, utilizando inicialmente chaves MOSFETs como elementos semicondutores controlados.

Esta nova célula consiste de dois indutores (L_{r1} e L_{r2}), três diodos (D_1 , D_2 e D_3), três chaves (S_1 , S_2 e S_3) e um capacitor (C_r) como mostrados na Fig. 1.1, associados de maneira a possibilitar a comutação em ZCS em todas as chaves. Qualquer conversor tradicional pode fazer uso dessa nova célula, sendo necessária somente a correta conexão dos terminais “a” (ativo), “c” (comum) e “p” (passivo).

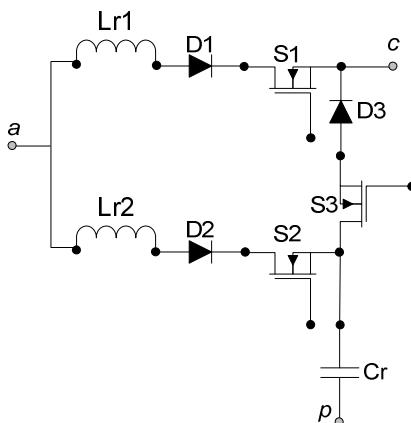


Figura 1. 1 – A nova célula On-Off ZCS.

Se comparado a um conversor Quase-Ressonante, esta nova célula apresenta as mesmas vantagens deste, que são: (a) frequência de operação constante, (b) alta frequência de chaveamento sem perdas por comutação. Contudo, o uso dessa nova célula em qualquer conversor tradicional apresenta as seguintes vantagens adicionais: (a) comutação não dissipativa para toda a faixa de carga, (b) melhor distribuição da corrente nos semicondutores, sendo a chave principal S_1 dimensionada apenas para a corrente de carga nominal, reduzindo seu custo.

Assim a nova célula proposta pode operar em alta frequência, processar grande quantidade de energia com elevada eficiência. Estas características podem proporcionar a elaboração de um desejado conversor com pequeno tamanho e baixo peso. A topologia proposta apresenta uma desvantagem que é a necessidade de se utilizar uma chave auxiliar a mais do que as topologias usuais.

Fazendo-se a substituição da célula PWM típica das topologias clássicas, pela nova célula On-Off ZCS e respeitando-se o princípio da invariância (3), (4) e (5), obtêm-se a nova família de conversores com comutação ZCS na abertura e fechamento das chaves. As figuras que seguem são o resultado da inserção da nova célula de comutação não dissipativa nos conversores Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic, Zeta, Flyback e Forward a uma chave e Forward a duas chaves. Os conversores quadráticos, bem como as estruturas Half-bridge, Full-Bridge e Push-pull também podem fazer o uso desta nova célula.

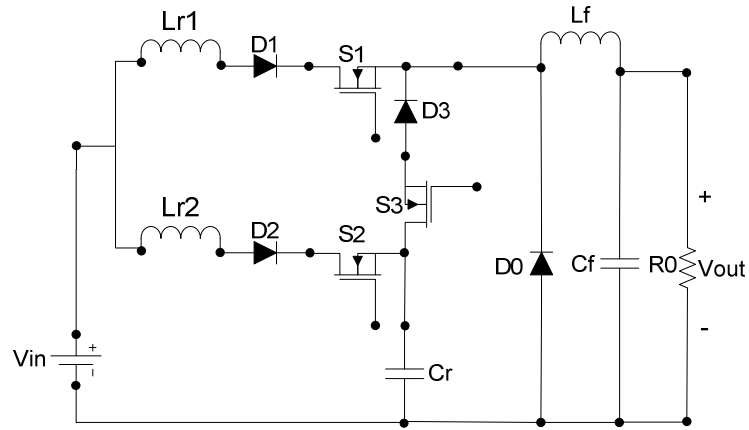


Figura 1. 2 – O conversor Buck On-Off ZCS.

A Fig.1.2 mostra a célula aplicada a um conversor Buck. Este trabalho terá como base o estudo deste conversor, em modo contínuo de condução de corrente, sendo gerada a equação de ganho estático do mesmo, seguindo os procedimentos adotados pela referência (6). A Fig. 1.3 apresenta a célula aplicada a um conversor Boost e a Fig. 1.4 a aplicação em um conversor Buck-Boost.

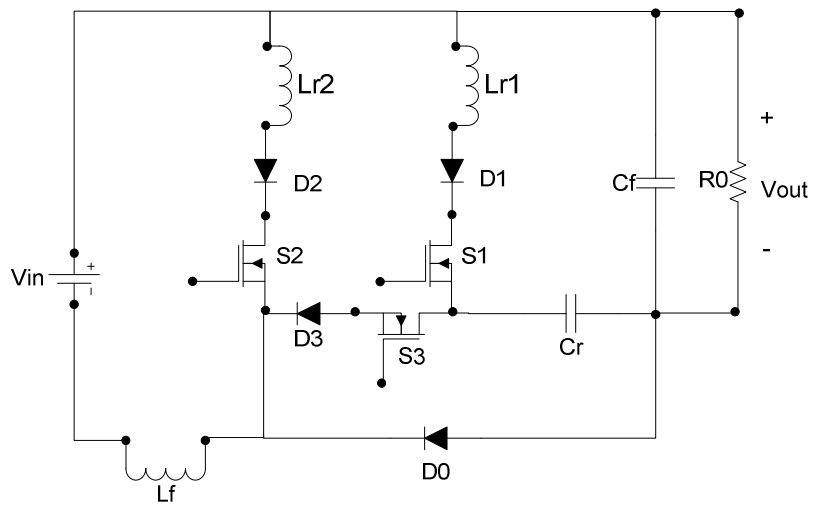


Figura 1. 3 – Boost On-Off ZCS.

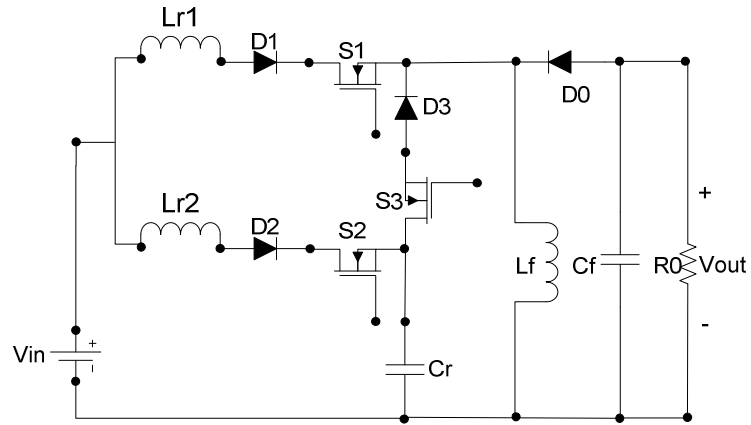


Figura 1. 4 – Buck-Boost On-Off ZCS.

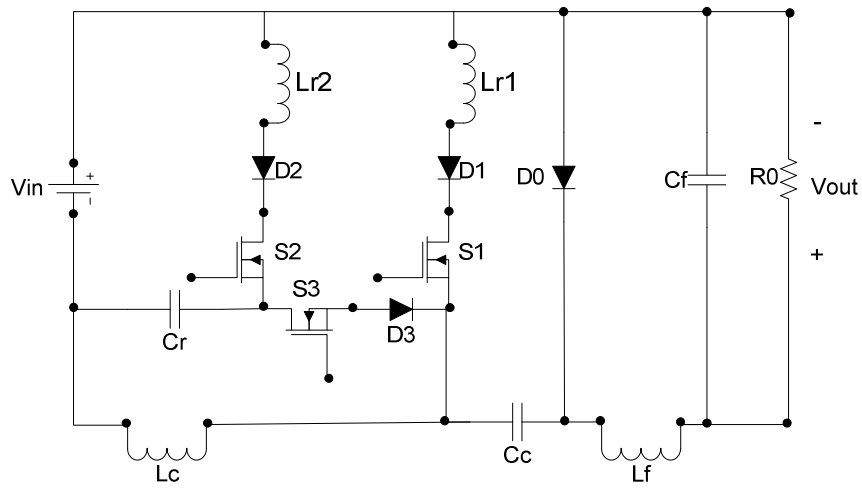


Figura 1. 5 – Cúk1 On-Off ZCS.

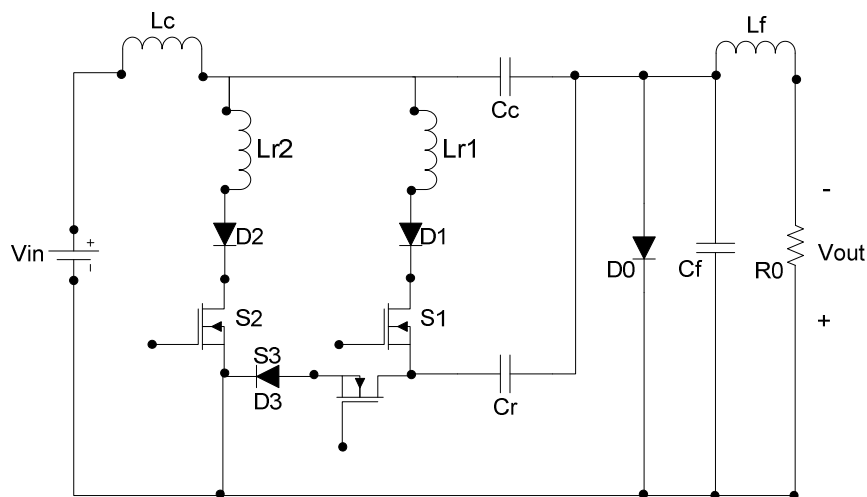


Figura 1. 6 – Cúk2 On-Off ZCS.

Pode ser observado que a inserção da nova célula no conversor Cúk proporcionou a criação de duas novas estruturas distintas, a Fig. 1.5, nomeada de Cúk1 On-Off ZCS e a Fig. 1.6, chamada de Cúk2 On-Off ZCS. O mesmo fato pode ser observado com o conversor

Sepic, que também ao agregar a sua estrutura a nova célula, resultou em duas outras formas distintas de conversores, observadas na Fig. 1.7 e Fig. 1.8.

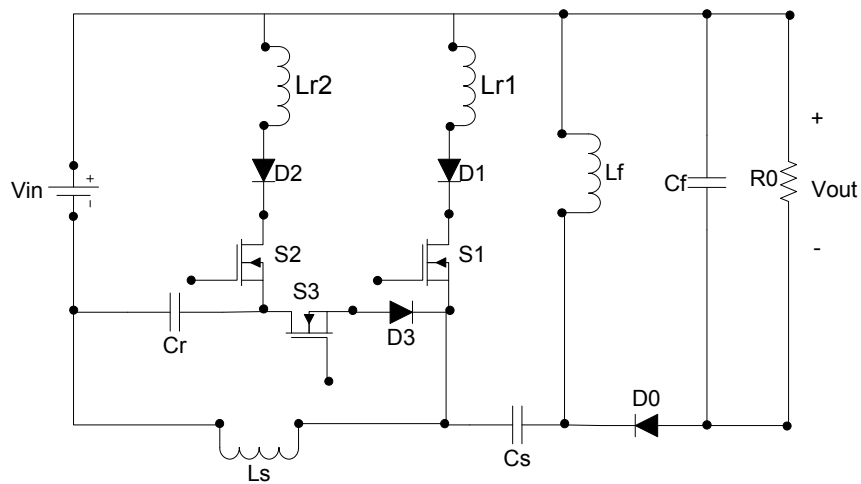


Figura 1. 7 – Sepic1 On-Off ZCS.

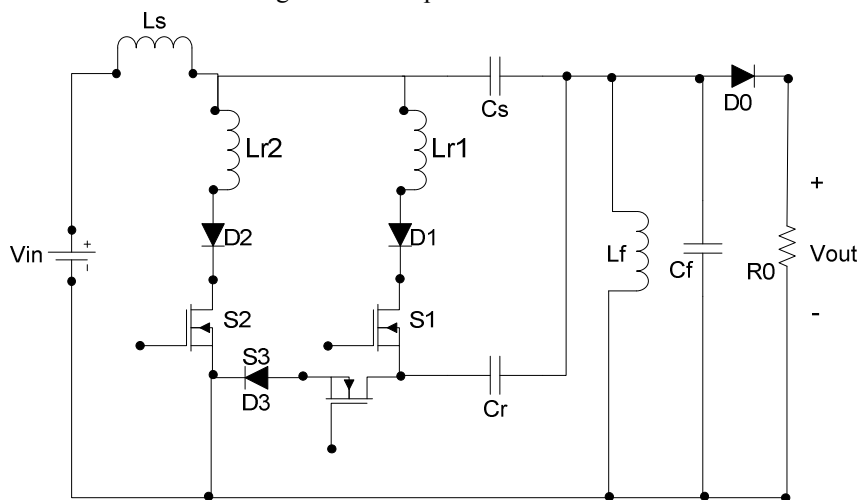


Figura 1. 8 – Sepic2 On-Off ZCS.

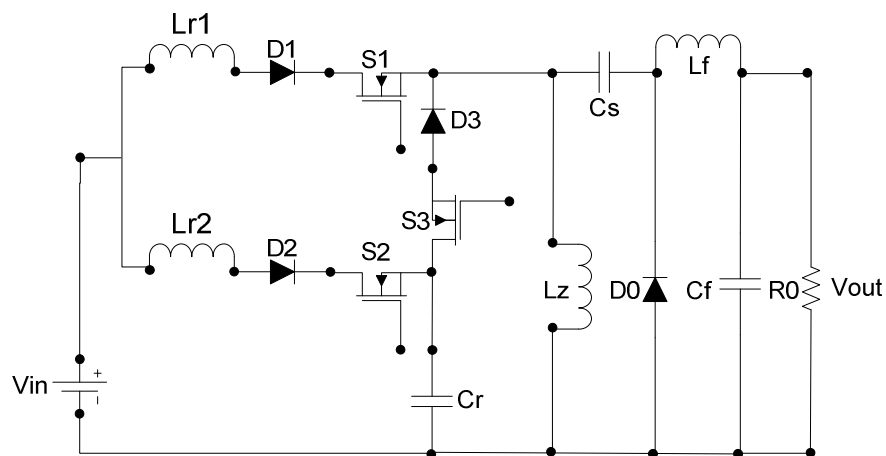


Figura 1. 9 – Zeta On-Off ZCS.

A Fig. 1.9 mostra a célula aplicada à topologia Zeta. A Fig. 1.10, Fig. 1.11 e Fig. 1.12 apresentam respectivamente a nova célula aplicada aos conversores Flyback, Forward a uma chave e Forward a duas chaves.

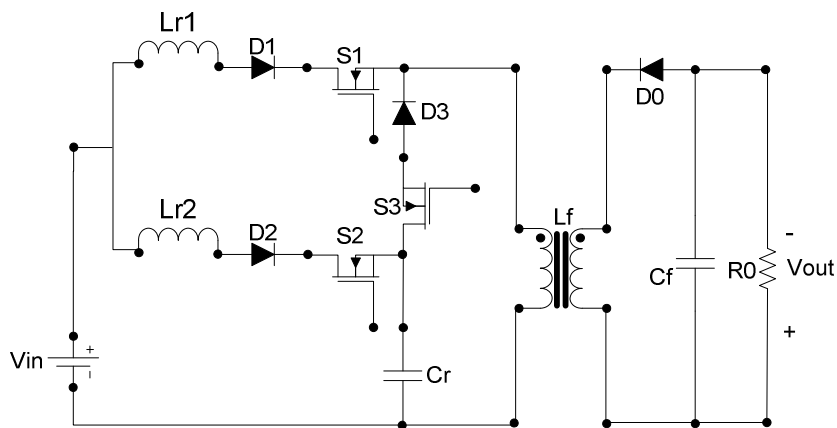


Figura 1. 10 – Flyback On-Off ZCS.

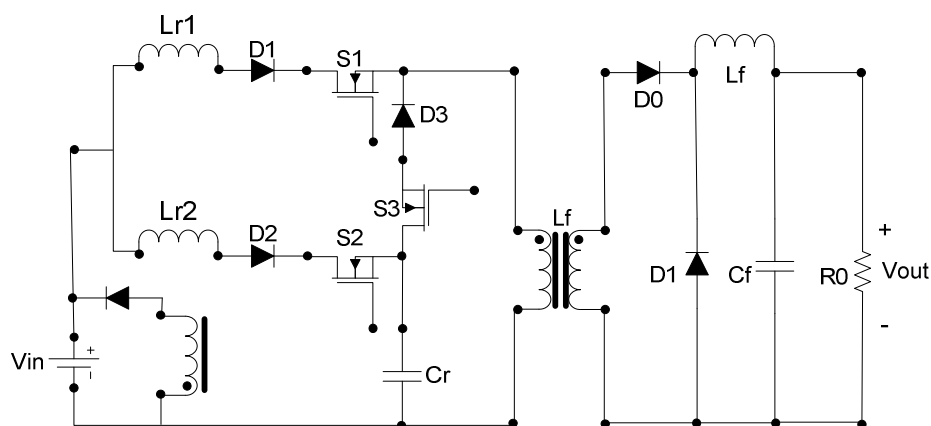


Figura 1. 11 – Forward On-Off ZCS à uma chave.

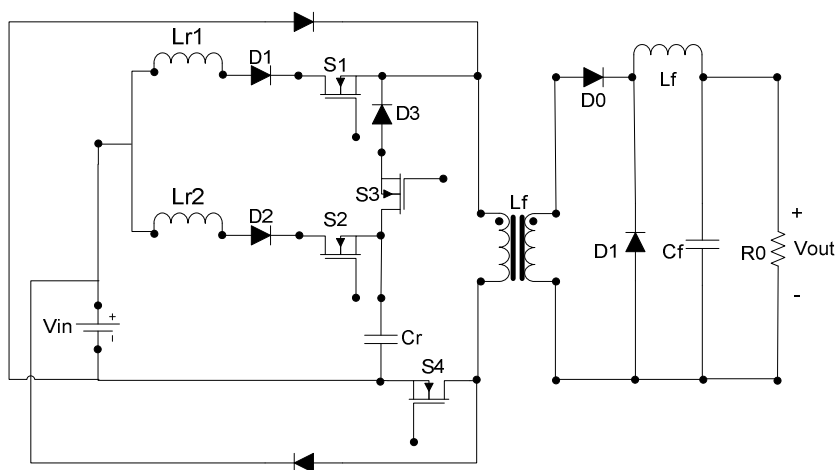


Figura 1. 12 – Forward On-Off ZCS à duas chaves.

Este trabalho apresenta no capítulo 2 as etapas de funcionamento da nova célula de comutação não dissipativa, aplicada ao conversor Buck, sendo descritas todas as etapas de funcionamento, assim como as formas de onda teóricas geradas.

O capítulo 3 retrata todo o equacionamento matemático desenvolvido para o novo conversor, com objetivo de se encontrar a equação de ganho estático do mesmo. As equações relacionadas aos valores eficazes (RMS) e médio nas chaves também são encontradas neste capítulo.

Os procedimentos de projeto do conversor Buck On-Off ZCS e a análise teórica do controle PWM criado são descritos no capítulo 4.

No capítulo 5 são escolhidos os parâmetros do conversor, como valores dos indutores, capacitores e semicondutores, para que a construção de um protótipo possa ser realizada.

O capítulo 6 traz os resultados de simulação e os resultados experimentais do conversor criado, sendo mostradas as formas de onda principais e a análise em rendimento.

Finalizando, o capítulo 7 mostra as principais vantagens e desvantagens dessa nova topologia.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK ON-OFF ZCS

2.1 Introdução

No capítulo anterior foi descrita a nova célula de comutação não dissipativa, dando origem a uma nova família de conversores, exemplificada nas várias topologias geradas.

A constante evolução tecnológica, focada na diminuição de tamanho e peso dos equipamentos eletrônicos, fez com que as empresas buscassem cada vez mais, novas formas de melhorar seus produtos, buscando aliar a essas desejadas características, o elevado rendimento. Em uma fonte chaveada, por exemplo, os principais componentes responsáveis pelo seu peso são os filtros e transformadores utilizados. Como se sabe, a elevação da frequência de chaveamento das chaves semicondutoras possibilita a diminuição destes componentes (2).

Contudo, podemos destacar dois tipos de perdas principais nas chaves semicondutoras. A perda por condução, caracterizada pela perda joulica sobre a resistência de condução típica da chave e a perda por comutação, caracterizada pela perda de energia que ocorre durante a mudança de estado da chave utilizada.

Assim, a desejada característica de diminuição do tamanho e peso da fonte, proporcionada pelo aumento da frequência, tornar-se-ia limitada, uma vez que as perdas por comutação crescem com o aumento da frequência, o que impossibilitaria a utilização de altos valores de frequência, ao custo de se perder em rendimento. Outros problemas, como a emissão de ruído eletromagnético, são dependentes da frequência de chaveamento f e segundo (7), aumentam numa proporção de f^4 .

Era preciso, dessa forma, encontrar novas formas de se converter energia, de forma a aliar alta eficiência com alta frequência de chaveamento. Em meados de 1985, surgiram as primeiras denominações de conversores quase-ressonantes (QRC), onde arranjos específicos de circuitos ressonantes foram inseridos aos conversores tradicionais, de forma a garantir a abertura e/ou o fechamento das chaves semicondutoras sob corrente nula ou sob tensão nula, caracterizando as chamadas operações ZCS e ZVS respectivamente, (8), (9) e (10).

A associação da técnica de modulação por largura de pulso aos conversores ressonantes e quase-ressonantes (8) e (11), trouxe grandes contribuições à eletrônica de potência, promovendo o uso de frequências mais elevadas e, sobretudo, garantindo elevado rendimento a essas novas estruturas.

Outra vantagem obtida com a utilização de chaves quase-ressonantes PWM foi a redução do nível de EMI irradiado ou conduzido, permitindo aumentar a frequência de chaveamento sem que seu circuito de controle operasse incorretamente ou mesmo que equipamentos próximos fossem afetados (2), (12) e (13).

Além das mesmas vantagens acima citadas, a abordagem dessa nova célula criada trouxe como principal característica o fato da corrente circulante na chave principal ser composta somente pela corrente de carga.

Na topologia quase-ressonante ZCS, há uma sobreposição do semi-ciclo senoidal da corrente do tanque ressonante sobre a corrente de carga, o que obriga o projetista a escolher chaves semicondutoras capazes de conduzir correntes maiores que a corrente de carga nominal. Na nova família de conversores com comutação ZCS, na abertura e fechamento das chaves, este fato não se faz presente, sendo o semi-ciclo senoidal da corrente do tanque ressonante desviado para uma chave auxiliar, garantindo uma distribuição uniforme da corrente nos semicondutores utilizados. A Fig. 2.1 exemplifica em detalhes o exposto acima.

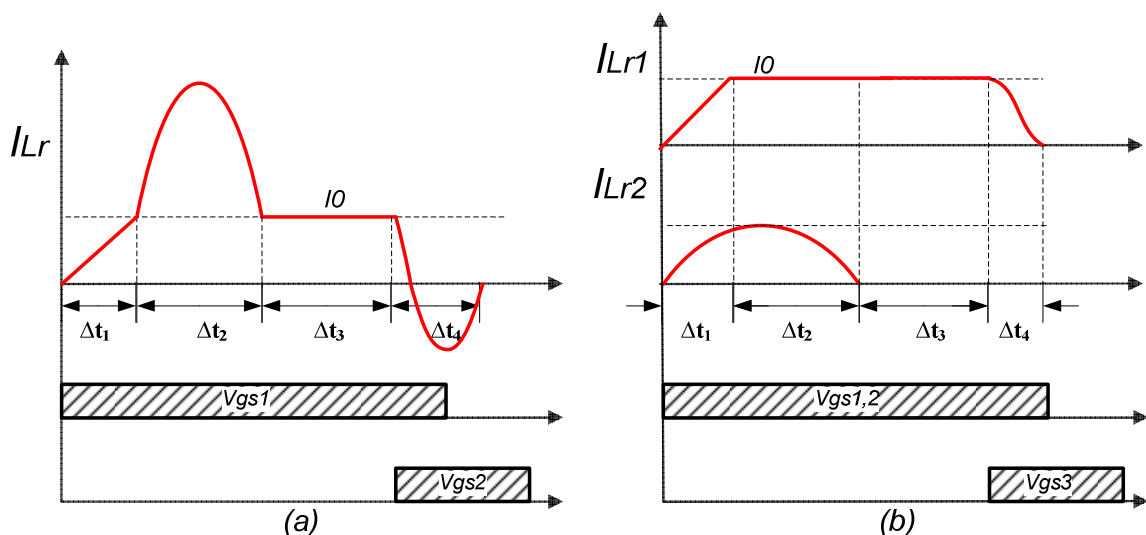


Figura 2. 1 – (a) Forma de onda do conversor Buck PWM-ZCS-QRC; (b) Formas de onda do conversor Buck On-Off ZCS.

Neste trabalho, conversor Buck foi o conversor escolhido para exemplificar o funcionamento da nova célula de comutação não dissipativa. Este capítulo aborda as

principais etapas de funcionamento do conversor descrito, sendo realizado um estudo qualitativo considerando todas as idealidades necessárias para exemplificar seu funcionamento. A geração das formas de onda teóricas para o conversor Buck On-Off ZCS também será realizada e posteriormente resultados de simulação e experimentais serão comparados entre si.

2.2 Etapas de Funcionamento

A divisão em etapas é a forma mais simples e objetiva de se explicar o funcionamento de um conversor, sendo as variações ocorridas no decorrer do tempo nos gráficos, causadas principalmente, pela mudança de estado dos semicondutores utilizados no conversor. Para o seu estudo didático, algumas suposições de idealidade devem ser adotadas, como:

1- Os semicondutores são considerados ideais. Conclui-se que a resistência em estado de condução é nula; em estado de bloqueio é infinita e os tempos de acionamento e desligamento são infinitamente pequenos.

2- O filtro de saída é considerado como uma fonte de corrente constante I_0 .

3- A tensão de entrada V_{in} é considerada como uma fonte de tensão livre de ondulação.

Baseado nas suposições acima descritas e considerando um único período de chaveamento, a operação do circuito da Fig. 2.2 pode ser ilustrada e explicada em seis estágios de funcionamento, como a seguir.

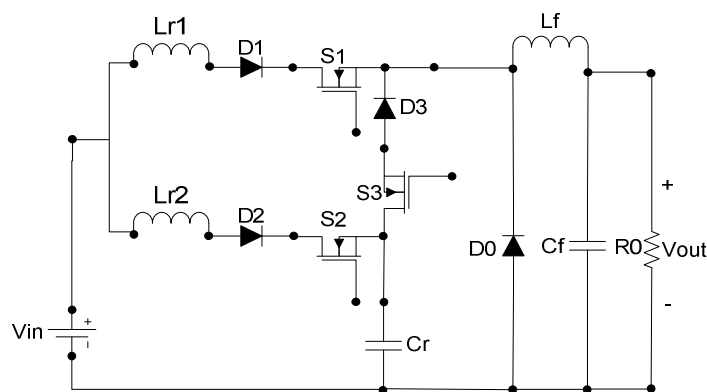


Figura 2. 2 - O conversor Buck On-Off ZCS proposto.

2.2.1. Primeira Etapa: $\Delta t_1 [t_0-t_1]$

Esta etapa tem início quando as chaves S_1 e S_2 são colocadas em condução e termina quando a corrente $i_{Lr1} = I_0$. Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor L_{r1} cresce linearmente. O circuito série ressonante composto pela fonte de entrada V_{in} , o indutor L_{r2} e o capacitor C_r começa a oscilar, fazendo com que a corrente i_{Lr2} cresça senoidalmente. Dessa forma, conclui-se que tanto a entrada em condução da chave S_1 quanto da chave S_2 ocorre sem perdas por comutação. A Fig. 2.3 exemplifica a configuração da primeira etapa. A parte em cinza em todos os desenhos que seguem, indica as partes do circuito que ficam fora de operação na etapa em questão.

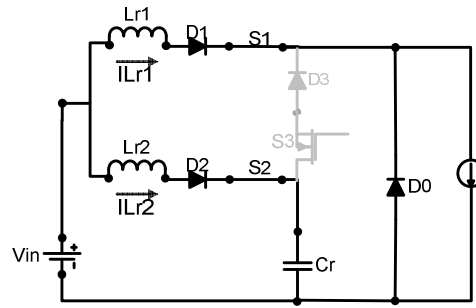


Figura 2. 3 – Primeira Etapa ($t_0 - t_1$)

2.2.2. Segunda Etapa: $\Delta t_2 [t_1-t_2]$

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr1} = I_0$ e termina quando $i_{Lr2} = 0$. Durante essa etapa, representada na Fig. 2.4, o circuito série ressonante composto pela fonte de entrada V_{in} , o indutor L_{r2} e o capacitor C_r continua a oscilar, fazendo com que a corrente i_{Lr2} cresça, passe por um máximo e decresça senoidalmente até se anular. O diodo D_2 não permite a circulação do semi-ciclo negativo da corrente i_{Lr2} . A chave S_2 é desligada com corrente nula.

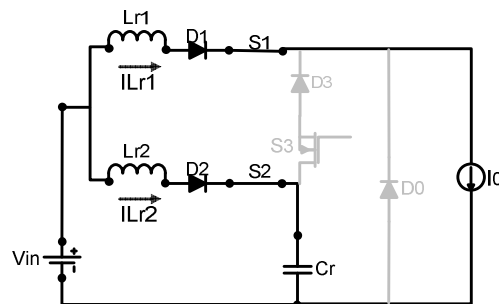


Figura 2. 4 – Segunda Etapa ($t_1 - t_2$)

2.2.3. Terceira Etapa: $\Delta t_3 [t_2-t_3]$

A terceira etapa tem início com a corrente $i_{Lr2} = 0$ e termina com o fechamento da chave S_3 . Durante esta etapa de funcionamento, caracterizada como uma etapa de transferência de energia, a fonte de tensão V_{in} fornece energia para a carga. A chave S_3 entra em condução em modo ZCS, uma vez que a mesma conduzirá a corrente ressonante entre L_{r1} e C_r . A Fig. 2.5 mostra a característica do circuito nesta etapa de funcionamento.

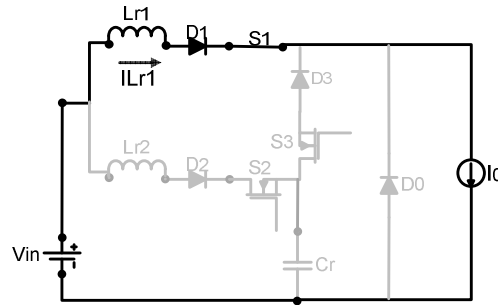


Figura 2. 5 – Terceira Etapa ($t_2 - t_3$)

2.2.4. Quarta Etapa: $\Delta t_4 [t_3-t_4]$

A Quarta etapa, representada na Fig. 2.6, tem início com o fechamento da chave S_3 e termina com a abertura da chave S_1 . Durante essa etapa de funcionamento a corrente i_{Lr1} decresce cossenoildamente até se anular. A chave S_1 é dessa forma, desligada com corrente nula.

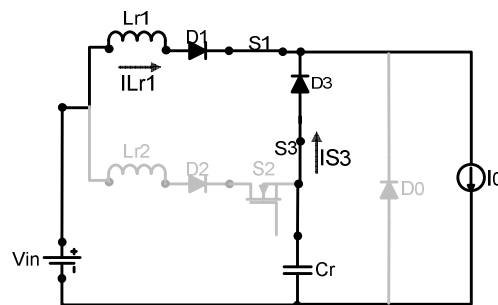


Figura 2. 6 – Quarta Etapa ($t_3 - t_4$)

2.2.5. Quinta Etapa: Δt_5 [t_4 - t_5]

A quinta etapa mostrada na Fig. 2.7 se inicia com a abertura da chave S_1 e termina com a abertura da chave S_3 . Durante essa etapa de funcionamento o capacitor C_r se descarrega linearmente. Assim a chave S_3 é desligada com corrente nula.

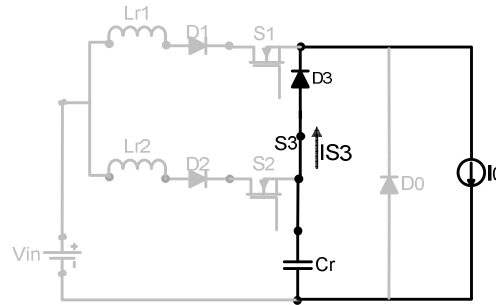


Figura 2. 7 – Quinta Etapa ($t_4 - t_5$)

2.2.6. Sexta Etapa: Δt_6 [t_5 - t_6]

Tem início com a abertura da chave S_3 e termina com o fechamento das duas chaves S_1 e S_2 , dando início a primeira etapa novamente. Nesta etapa de funcionamento, a corrente de carga circula pelo diodo de roda livre, como se observa na Fig. 2.8.

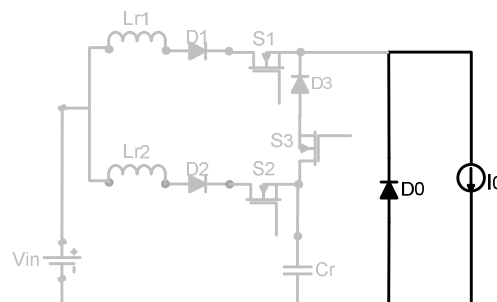


Figura 2. 8 – Sexta Etapa ($t_5 - t_6$)

Acima são mostradas todas as etapas de funcionamento existentes no novo conversor Buck On-Off ZCS criado. Todas as chaves controladas utilizadas entram e saem de condução sem perdas, em modo não dissipativo, garantido pela operação ZCS obtida na estrutura. Observa-se que é possível realizar o controle da tensão de saída através da variação da largura de pulso da tensão de saída no diodo D_0 , o que possibilita manter a frequência de chaveamento constante.

Nota-se no decorrer das etapas de funcionamento que a chave S_2 conduz somente o semi-ciclo positivo da corrente ressonante, sendo bloqueada a parte negativa pelo uso do

diodo D_2 . Dessa forma, o capacitor C_r se mantém carregado com uma tensão de $2.V_{in}$ até o momento em que a chave S_3 é fechada, fazendo com que a corrente na chave S_1 decresça de forma ressonante, passando de I_0 para zero. Nesse instante, a chave S_1 deve ser desligada, garantindo a saída em ZCS desta chave. Pode-se observar também que a chave S_3 entra em condução sem perdas, pois sua corrente sobe de forma inversa a da chave S_1 , subindo de zero para I_0 senoidalmente. A Fig. 2.9 mostra as principais formas de onda teóricas do conversor Buck On-Off ZCS criado.

A mesma figura exemplifica graficamente o exposto nas etapas de funcionamento descritas no decorrer deste capítulo. São destacadas as mudanças de estado das três chaves utilizadas e nota-se a desejada característica ZCS em todas as transições de estado.

Outra importante característica observada neste conversor refere-se ao fato que em nenhum instante a tensão em qualquer chave controlada utilizada ultrapassa a tensão da fonte de entrada, adotada como V_{in} para o estudo em questão. Posteriormente, tal fato será comprovado com simulações computacionais e com a observação das formas de onda geradas pelo protótipo construído.

Essa característica é interessante do ponto de vista de custo, pois níveis mais elevados de tensão acarretam em maiores custos dos semicondutores.

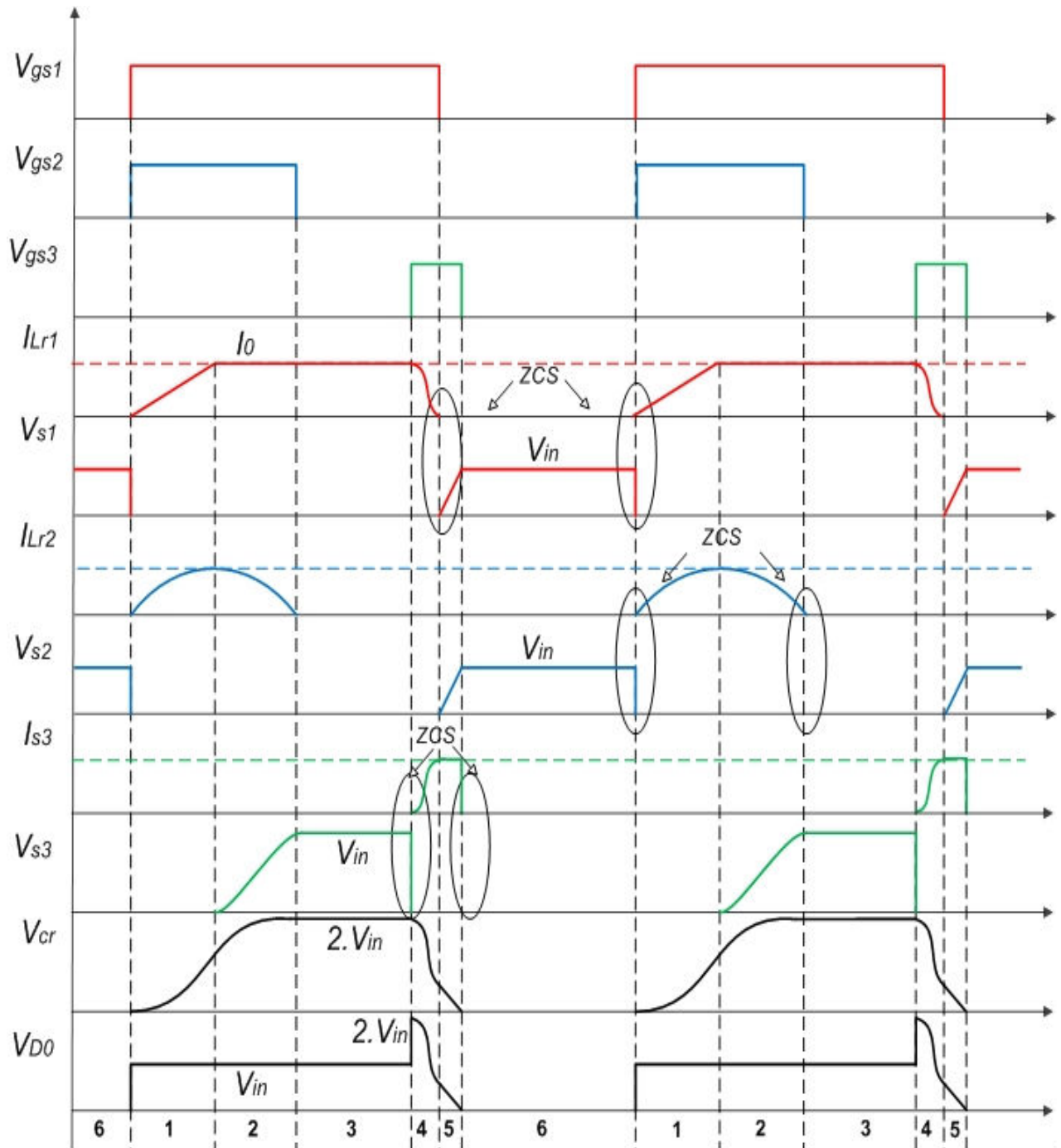


Figura 2. 9 – Principais formas de onda do conversor Buck On-Off ZCS operando em condução contínua e regime permanente.

Nesse conversor, portanto, o dimensionamento das chaves semicondutoras não levará em consideração valores de tensão muito superiores ao da tensão de entrada, representando um fator positivo para uma possível produção em escala.

Contudo, deve-se observar que o diodo de saída D_0 fica submetido em um pequeno intervalo de tempo (etapa 4 e 5) a um nível de tensão duas vezes maior que a tensão de

entrada. Assim para o seu correto dimensionamento a sua tensão de trabalho escolhida deverá ser superior a duas vezes a tensão de entrada.

Uma vez traçadas as formas de onda teóricas do conversor em questão, podemos obter os planos de fase destacando as etapas de operação. Para esse estudo, serão traçados dois planos de fase. O primeiro plano, representa a variação da corrente i_{Lr1} parametrizada, pela variação da tensão V_{Cr} no capacitor. O segundo, a variação da corrente i_{Lr2} parametrizada, pela variação da tensão V_{Cr} no capacitor.

A opção por dois planos de fase se deve ao fato de existirem duas malhas ressonantes distintas, uma representada pelo indutor L_{r1} com o capacitor C_r e a fonte de entrada V_{in} , e outra, representada pelo indutor L_{r2} , o capacitor C_r e a fonte de entrada V_{in} . Ou seja, duas etapas ressonantes distintas, apresentando duas diferentes frequências de ressonância, mais fazendo o uso do mesmo capacitor.

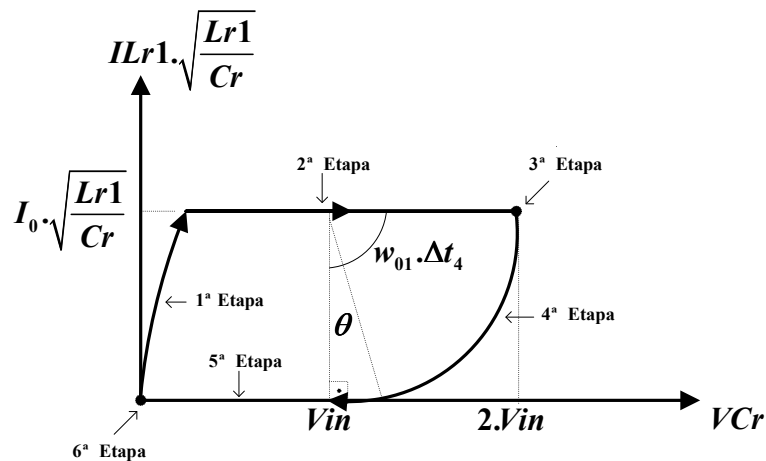


Figura 2. 10 – Primeiro plano de fase do conversor Buck On-Off ZCS.

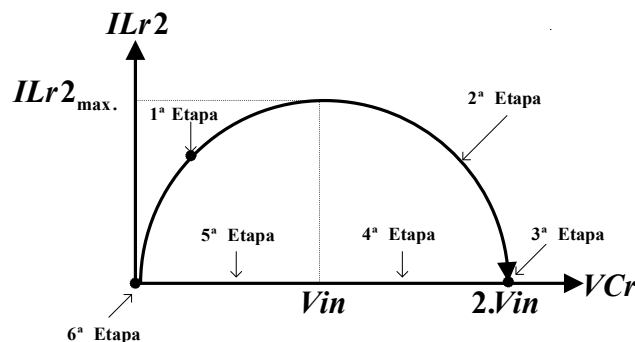


Figura 2. 11 – Segundo plano de fase do conversor Buck On-Off ZCS.

O primeiro plano de fase traçado exemplifica bem as etapas de funcionamento do conversor relacionadas à corrente i_{Lr1} , merecendo destaque as etapas 2 e 3, onde a corrente na chave S_1 mantêm-se constante, com seu valor igual a corrente de carga I_0 .

Com a observação do segundo plano de fase pode-se concluir que a corrente i_{Lr2} é puramente senoidal, sendo composta apenas de seu semi-ciclo positivo, demonstrada aqui pelo semi círculo traçado neste plano.

2.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a análise do novo conversor Buck On-Off ZCS criado. Foram demonstradas todas as etapas de funcionamento referentes a essa nova estrutura, onde cada etapa pôde ser visualizada através de uma figura explicativa.

As principais formas de onda presentes nessa nova estrutura, como as tensões de disparo das chaves (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3}), as correntes e tensões nas chaves e a tensão no diodo de saída, foram também encontradas e mostradas na fig. 2.9.

Dentre as características do conversor relacionadas a valores de tensão e corrente podemos destacar:

- A corrente na chave principal S_1 é composta apenas pela corrente de carga, não apresentando valores superiores a este;
- A corrente na chave S_2 é composta apenas pelo semi-ciclo positivo da corrente ressonante;
- A tensão em todas as chaves não ultrapassa o valor da fonte de tensão de entrada.

Dois planos de fase também foram traçados, representando as variações de duas correntes distintas, i_{Lr1} e i_{Lr2} , com a tensão V_{Cr} .

CAPÍTULO 3

ABORDAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR BUCK PROPOSTO

3.1 Introdução

Será apresentado neste capítulo o estudo matemático para o conversor Buck On-Off ZCS. A análise matemática realizada fornecerá a equação do ganho estático, no modo contínuo de condução de corrente, para o conversor criado. Seguindo os procedimentos adotados pela referência (6) todos os outros conversores poderão ser equacionados, observando o princípio de invariância da célula. Neste processo, consideram-se os conversores operando em regime permanente, as perdas nos elementos indutivos e capacitivos são desprezadas e as chaves são consideradas ideais.

Valores médios, eficazes e de pico das correntes em todas as chaves controladas e nos diodos, além dos valores de tensão envolvidos poderão ser encontrados perante a utilização das equações também desenvolvidas neste capítulo.

3.2 Modelo Matemático

A modelagem matemática é desenvolvida para cada etapa de funcionamento do conversor Buck On-Off ZCS em questão. Serão encontradas a tensão no capacitor, a corrente nos indutores e a duração de cada etapa, com o objetivo de se calcular a expressão do ganho estático do conversor.

3.2.1. Primeira Etapa: $\Delta t_1 [t_0-t_1]$

Observando-se o circuito da Fig. 2.3 podemos concluir as seguintes condições:

$$i_{Lr1}(t_0) = 0 \quad (3.1)$$

$$iLr1(t_1) = I_0 \quad (3.2)$$

$$iLr2(t_0) = 0 \quad (3.3)$$

$$iLr2(t_1) = ? \quad (3.4)$$

$$vCr(t_0) = 0 \quad (3.5)$$

$$vCr(t_1) = ? \quad (3.6)$$

A equação (3.7) descreve matematicamente o comportamento desse circuito neste período:

$$vLr1(t) = Lr1 \frac{d(iLr1)}{dt} = Vin \quad (3.7)$$

Manipulando a expressão (3.7), chega-se na equação de corrente no indutor de ressonância Lr1 durante esta etapa de funcionamento.

$$vLr1(t) = Lr1 \frac{d(iLr1)}{dt} = Vin \quad (3.8)$$

$$iLr1 = \frac{Vin}{Lr1} \int dt \quad (3.9)$$

$$iLr1 = \frac{Vin}{Lr1} .t + iLr1(t_0) \quad (3.10)$$

$$iLr1 = \frac{Vin}{Lr1} .t \quad (3.11)$$

Das condições de contorno tem-se que: $t = \Delta t_1 = t_1 - t_0$

Então:

$$iLr1(t) = I_0 \quad (3.12)$$

Dessa forma a equação (3.11) pode ser manipulada com o objetivo de se determinar a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$iLr1 = \frac{Vin}{Lr1} .t \quad (3.13)$$

$$I_0 = \frac{Vin}{Lr1} .\Delta t_1 \quad (3.14)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{V_{in}} \cdot Lr1 \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Cr}} \quad (3.15)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{V_{in}} \cdot \sqrt{Lr1^2 \cdot \frac{Cr}{Cr}} \quad (3.16)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_0}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr1} \quad (3.17)$$

Por definição:

$$w_{01} = \frac{1}{\sqrt{Lr1 \cdot Cr}} \quad (3.18)$$

$$w_{02} = \frac{1}{\sqrt{Lr2 \cdot Cr}} \quad (3.19)$$

E definindo:

$$\alpha = \frac{I_0}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \quad (3.20)$$

Onde a equação (3.20) representa a corrente de saída parametrizada em função da tensão de entrada. Assim o tempo para a primeira etapa é dado por:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{w_{01}} \quad (3.21)$$

Para o cálculo da corrente no indutor L_{r2} e tensão no capacitor C_r , deve-se observar na Fig.2.3 que por se tratar de um circuito série ressonante sem amortecimento, serão utilizadas as seguintes equações genéricas:

$$iLr(t) = ILr(0) \cdot \cos(w_0 \cdot (t - t_0)) + \frac{V_{in} - Vc(0)}{Z_0} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot (t - t_0)) \quad (3.22)$$

$$vCr(t) = V_{in} - (V_{in} - Vc(0)) \cdot \cos(w_0 \cdot (t - t_0)) + Z_0 \cdot ILr(0) \cdot \text{sen}(w_0 \cdot (t - t_0)) \quad (3.23)$$

Onde:

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \quad (3.24)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{Lr2}{Cr}} \quad (3.25)$$

De acordo com as condições iniciais, as equações acima podem ser escritas como:

$$iLr2(t) = ILr(0) \cdot \cos(w_{02} \cdot (t)) + \frac{Vin - Vc(0)}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.26)$$

$$iLr2(t) = \frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.27)$$

$$vCr(t) = Vin - (Vin - Vc(0)) \cdot \cos(w_{02} \cdot (t)) + Z_{02} \cdot ILr(0) \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.28)$$

$$vCr(t) = Vin - Vin \cdot \cos(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.29)$$

3.2.2. Segunda Etapa: Δt_2 [t_1 - t_2]

O comportamento do circuito da Fig.2.4 pode ser descrito pelas seguintes condições:

$$iLr1(t_1) = I_0 \quad (3.30)$$

$$iLr1(t_2) = I_0 \quad (3.31)$$

$$iLr2(t_1) = \frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.32)$$

$$iLr2(t_2) = 0 \quad (3.33)$$

$$vCr(t_1) = Vin - Vin \cdot \cos(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.34)$$

$$vCr(t_2) = 2 \cdot Vin \quad (3.35)$$

Substituindo (3.32) em (3.22) tem-se:

$$iLr2(t) = \left(\frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \right) \cdot \cos(w_{02} \cdot (t)) + \frac{Vin - (Vin - Vin \cdot \cos(w_{02} \cdot (t)))}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.36)$$

Das condições de contorno tem-se que: $t = \Delta t_2 = t_2 - t_1$

Então:

$$iLr2(t) = 0 \quad (3.37)$$

Dessa forma a equação (3.36) pode ser manipulada com o objetivo de se determinar a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$iLr2(\Delta t_2) = \frac{1}{Z_{02}} \left((Vin \cdot \sin(w_{02} \cdot (\Delta t_2))) \cdot \cos(w_{02} \cdot (\Delta t_2)) + \right. \\ \left. + Vin - (Vin - Vin \cdot \cos(w_{02} \cdot (\Delta t_2))) \cdot \sin(w_{02} \cdot (\Delta t_2)) \right) \quad (3.38)$$

$$iLr2(\Delta t_2) = \frac{1}{Z_{02}} \left(Vin \cdot \sin(w_{02} \cdot (\Delta t_2)) \cdot \cos(w_{02} \cdot (\Delta t_2)) + \right. \\ \left. + Vin \cdot \cos(w_{02} \cdot (\Delta t_2)) \cdot \sin(w_{02} \cdot (\Delta t_2)) \right) \quad (3.39)$$

$$iLr2(\Delta t_2) = \frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \sin(w_{02} \cdot (\Delta t_2) + w_{02} \cdot (\Delta t_2)) \quad (3.40)$$

$$iLr2(\Delta t_2) = \frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \sin(2w_{02} \cdot (\Delta t_2)) \quad (3.41)$$

$$Vin \cdot \sin(2w_{02} \cdot (\Delta t_2)) = 0 \quad (3.42)$$

$$\sin(2w_{02} \cdot (\Delta t_2)) = 0 \quad (3.43)$$

$$2w_{02} \cdot (\Delta t_2) = \arcsen 0 \quad (3.44)$$

$$2w_{02} \cdot (\Delta t_2) = \pi \quad (3.45)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{2 \cdot w_{02}} \quad (3.46)$$

3.2.3. Terceira Etapa: Δt_3 [t_2 - t_3]

O comportamento do circuito da Fig. 2.5 pode ser descrito pelas seguintes condições:

$$iLr1(t_2) = I_0 \quad (3.47)$$

$$iLr1(t_3) = I_0 \quad (3.48)$$

$$iLr2(t_2) = 0 \quad (3.49)$$

$$iLr2(t_3) = 0 \quad (3.50)$$

$$vCr(t_2) = 2 \cdot Vin \quad (3.51)$$

$$vCr(t_3) = 2 \cdot Vin \quad (3.52)$$

Sendo $\Delta t_3 = t_3 - t_2$, o tempo de controle para a transferência de energia.

3.2.4. Quarta Etapa: Δt_4 [t_3 - t_4]

Nessa etapa, o circuito da Fig. 2.6 apresenta as condições:

$$iLr1(t_3) = I_0 \quad (3.53)$$

$$iLr1(t_4) = 0 \quad (3.54)$$

$$iLr2(t_3) = 0 \quad (3.55)$$

$$iLr2(t_4) = 0 \quad (3.56)$$

$$vCr(t_2) = 2.Vin \quad (3.57)$$

$$vCr(t_3) = ? \quad (3.58)$$

Da mesma forma que a primeira etapa de funcionamento, onde foram utilizadas duas equações genéricas, aqui na quarta etapa, far-se-á o uso de duas outras equações, que regem o funcionamento do circuito série ressonante com o capacitor em paralelo com a carga, representado pela Fig. 2.6. As equações genéricas para esse tipo de circuito são as seguintes:

$$iLr(t) = I_0 + (ILr(0) - I_0) \cdot \cos(w_0 \cdot (t - t_0)) + \frac{Vin - Vc(0)}{Z_0} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot (t - t_0)) \quad (3.59)$$

$$vCr(t) = Vin - (Vin - Vc(0)) \cdot \cos(w_0 \cdot (t - t_0)) + Z_0 \cdot (ILr(0) - I_0) \cdot \text{sen}(w_0 \cdot (t - t_0)) \quad (3.60)$$

De acordo com as condições iniciais, as equações acima podem ser escritas como:

$$iLr(t) = I_0 + (I_0 - I_0) \cdot \cos(w_{01} \cdot (t)) + \frac{Vin - 2.Vin}{Z_{01}} \cdot \text{sen}(w_{01} \cdot (t)) \quad (3.61)$$

$$iLr(t) = I_0 - \frac{Vin}{Z_{01}} \cdot \text{sen}(w_{01} \cdot (t)) \quad (3.62)$$

$$vCr(t) = Vin - (Vin - 2.Vin) \cdot \cos(w_{01} \cdot (t)) + Z_{01} \cdot (I_0 - I_0) \cdot \text{sen}(w_{01} \cdot (t)) \quad (3.63)$$

$$vCr(t) = Vin + Vin \cdot \cos(w_{01} \cdot (t)) \quad (3.64)$$

Das condições de contorno tem-se que: $t = \Delta t_4 = t_4 - t_3$

Então:

$$iLr1(t) = 0 \quad (3.65)$$

Dessa forma a equação (3.62) pode ser manipulada com o objetivo de se determinar a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$Z_{01}.iLr1(\Delta t_4) = Z_{01}.I_0 - Vin.sen(w_{01}.(\Delta t_4)) \quad (3.66)$$

$$0 = Z_{01}.I_0 - Vin.sen(w_{01}.(\Delta t_4)) \quad (3.67)$$

$$Vin.sen(w_{01}.(\Delta t_4)) = Z_{01}.I_0 \quad (3.68)$$

$$sen(w_{01}.(\Delta t_4)) = \frac{Z_{01}.I_0}{Vin} \quad (3.69)$$

$$sen(w_{01}.(\Delta t_4)) = \frac{I_0}{Vin} \cdot \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \quad (3.70)$$

$$sen(w_{01}.(\Delta t_4)) = \alpha \quad (3.71)$$

Verifica-se no plano de fase da Fig.3.1, que o ângulo $w_{01}.\Delta t_4$ pertence ao terceiro quadrante. Dessa forma, podemos retirar que:

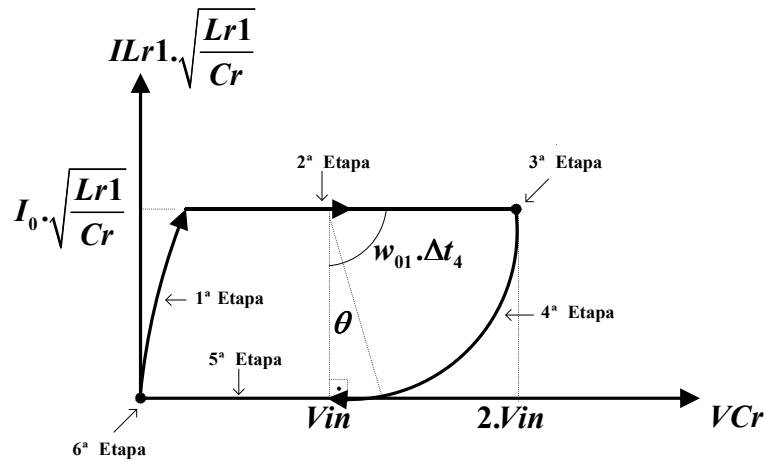


Figura 3. 1 - Plano de fase do conversor Buck On-Off ZCS, $iLr1 \times V_{Cr}$.

$$\cos(\theta) = \frac{I_0}{Vin} \cdot \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \quad (3.72)$$

$$\theta = \arccos\left(\frac{I_0}{Vin} \cdot \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}}\right) \quad (3.73)$$

$$\theta = \arccos(\alpha) \quad (3.74)$$

$$\theta + w_{01} \cdot \Delta t_4 = \frac{\pi}{2} \quad (3.75)$$

$$w_{01} \cdot \Delta t_4 = \frac{\pi}{2} - \theta \quad (3.76)$$

$$\Delta t_4 = \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) \quad (3.77)$$

Utilizando a expressão (3.77) é possível obter o valor final da tensão no capacitor para esta etapa:

$$vCr(\Delta t_4) = Vin + Vin \cdot \cos(w_{01} \cdot (\Delta t_4)) \quad (3.78)$$

$$vCr = Vin + Vin \cdot \cos \left(w_{01} \cdot \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) \right) \quad (3.79)$$

$$vCr = Vin + Vin \cdot \left(\cos \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos(\arccos(\alpha)) + \sin \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot \sin(\arccos(\alpha)) \right) \quad (3.80)$$

$$vCr = Vin + Vin \cdot \sin(\arccos(\alpha)) \quad (3.81)$$

Cálculo de $\sin(\arccos(\alpha))$:

$$a = \arccos(\alpha) \quad (3.82)$$

$$\cos(a) = \alpha \quad (3.83)$$

Da Fig.3.2 abaixo temos que:

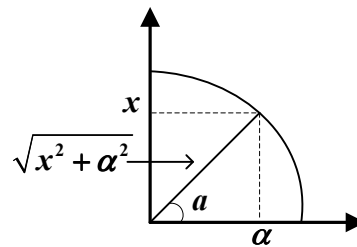


Figura 3. 2 – Cálculo de $\sin(\arccos(\alpha))$.

$$\cos(a) = \frac{\alpha}{\sqrt{x^2 + \alpha^2}} \quad (3.84)$$

Para que estas afirmações sejam verdadeiras:

$$\sqrt{x^2 + \alpha^2} = 1 \quad (3.85)$$

$$x^2 + \alpha^2 = 1 \quad (3.86)$$

$$x = \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (3.87)$$

Cálculo de $\text{sen}(a)$:

$$\text{sen}(a) = \text{sen}(\arccos(\alpha)) = \frac{x}{\sqrt{x^2 + \alpha^2}} \quad (3.88)$$

$$\text{sen}(\arccos(\alpha)) = \frac{\sqrt{1 - \alpha^2}}{\sqrt{1 - \alpha^2 + \alpha^2}} \quad (3.89)$$

$$\text{sen}(\arccos(\alpha)) = \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (3.90)$$

Voltando para o equacionamento de vCr :

$$vCr = Vin \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2} \right) \quad (3.91)$$

3.2.5. Quinta Etapa: Δt_5 [t_4 - t_5]

Nessa etapa, o circuito da Fig. 2.7 apresenta as condições:

$$iLr1(t_4) = 0 \quad (3.92)$$

$$iLr1(t_5) = 0 \quad (3.93)$$

$$iLr2(t_4) = 0 \quad (3.94)$$

$$iLr2(t_5) = 0 \quad (3.95)$$

$$vCr(t_2) = Vin \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2} \right) \quad (3.96)$$

$$vCr(t_3) = 0 \quad (3.97)$$

As equações seguintes descrevem o comportamento do circuito equivalente desta etapa de funcionamento ilustrado na Fig. 2.7:

$$iCr(t) = Cr \frac{d(vCr)}{dt} \quad (3.98)$$

$$iCr(t) = -I_0 \quad (3.99)$$

Substituindo-se a equação (3.99) na equação (3.98), encontra-se a equação de tensão no capacitor que rege esta etapa de funcionamento.

$$-I_0 = Cr \frac{d(vCr)}{dt} \quad (3.100)$$

$$vCr = \frac{-I_0}{Cr} \int dt \quad (3.101)$$

$$vCr = \frac{-I_0}{Cr} . t + vCr_0 \quad (3.102)$$

$$vCr(t) = Vin. \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2}\right) - \frac{I_0}{Cr} . t \quad (3.103)$$

Das condições de contorno tem-se que: $t = \Delta t_5 = t_5 - t_4$

Então:

$$vCr(t) = 0 \quad (3.104)$$

Dessa forma a equação (3.103) pode ser manipulada com o objetivo de se determinar a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$vCr(\Delta t_5) = Vin. \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2}\right) - \frac{I_0}{Cr} . \Delta t_5 \quad (3.105)$$

$$0 = Vin. \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2}\right) - \frac{I_0}{Cr} . \Delta t_5 \quad (3.106)$$

$$\Delta t_5 = \frac{Vin}{I_0} . Cr. \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2}\right) \quad (3.107)$$

$$\Delta t_5 = \left(\frac{Vin}{I_0} + \frac{Vin}{I_0} . \sqrt{1 - \alpha^2} \right) . Cr. \sqrt{\frac{Lr1}{Lr1}} \quad (3.108)$$

$$\Delta t_5 = \left(\frac{Vin}{I_0} + \frac{Vin}{I_0} . \sqrt{1 - \alpha^2} \right) \sqrt{\frac{Cr^2 . Lr1}{Lr1}} \quad (3.109)$$

$$\Delta t_5 = \left(\frac{V_{in}}{I_0} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} + \frac{V_{in}}{I_0} \cdot \sqrt{1-\alpha^2} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right) \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr1} \quad (3.110)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\alpha} \cdot \sqrt{1-\alpha^2} \right) \quad (3.111)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \quad (3.112)$$

3.3 Cálculo do Ganho Estático

Para o cálculo do ganho, será utilizado o princípio da conservação da energia, onde:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{ILr1_{med} + ILr2_{med}}{I_0} \quad (3.113)$$

3.3.1. Cálculo de $ILr1_{med}$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{V_{in}}{Lr1} \cdot \int_0^{\Delta t_1} t dt + I_0 \cdot \int_0^{\Delta t_2} dt + I_0 \cdot \int_0^{\Delta t_3} dt + I_0 \cdot \int_0^{\Delta t_4} dt - V_{in} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \int_0^{\Delta t_4} \sin(w_{01} \cdot t) dt \right] \quad (3.114)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{V_{in}}{2 \cdot Lr1} \cdot t^2 \Big|_0^{\Delta t_1} + I_0 \cdot \Delta t_2 + I_0 \cdot \Delta t_3 + I_0 \cdot \Delta t_4 + \frac{V_{in}}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \cos(w_{01} \cdot t) \Big|_0^{\Delta t_4} \right] \quad (3.115)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{V_{in}}{2 \cdot Lr1} \cdot \Delta t_1^2 + I_0 \cdot \Delta t_2 + I_0 \cdot \Delta t_3 + I_0 \cdot \Delta t_4 + \frac{V_{in}}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot (\cos(w_{01} \cdot \Delta t_4) - 1) \right] \quad (3.116)$$

Substituindo-se as expressões (3.21), (3.46) e (3.77) na equação acima, tem-se:

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{V_{in}}{2 \cdot Lr1} \cdot \frac{\alpha^2}{w_{01}^2} + \frac{I_0 \cdot \pi}{2 \cdot w_{02}} + I_0 \cdot \Delta t_3 + \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) + \right. \\ \left. + \frac{V_{in}}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \cos \left(w_{01} \cdot \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) \right) - \frac{V_{in}}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right] \quad (3.117)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{Vin}{2.Lr1} \cdot \frac{\alpha^2}{w_{01}^2} + \frac{I_0 \cdot \pi}{2.w_{02}} + I_0 \cdot \Delta t_3 + \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) + \right. \\ \left. + \frac{Vin}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha)\right) - \frac{Vin}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right] \quad (3.118)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{Vin}{2.Lr1} \cdot \frac{\alpha^2}{w_{01}^2} + \frac{I_0 \cdot \pi}{2.w_{02}} + I_0 \cdot \Delta t_3 + \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) + \frac{Vin}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right. \\ \left. \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\arccos(\alpha)) + \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(\arccos(\alpha)) \right) - \frac{Vin}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right] \quad (3.119)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{Vin}{2.Lr1} \cdot \frac{\alpha^2}{w_{01}^2} + \frac{I_0 \cdot \pi}{2.w_{02}} + I_0 \cdot \Delta t_3 + \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \frac{\pi}{2} - \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \arccos(\alpha) + \right. \\ \left. + \frac{Vin}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \sin(\arccos(\alpha)) - \frac{Vin}{w_{01}} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right] \quad (3.120)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{Vin \cdot \alpha^2}{2.Lr1 \cdot w_{01} \cdot I_0} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2.w_{02}} + w_{01} \cdot \Delta t_3 + \frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right. \\ \left. + \frac{Vin}{I_0 \cdot Z_{01}} \cdot \sin(\arccos(\alpha)) - \frac{Vin}{I_0 \cdot Z_{01}} \right] \quad (3.121)$$

Substituindo-se a expressão (3.90) em (3.121), tem-se:

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{Vin \cdot \alpha^2}{2.Lr1 \cdot w_{01} \cdot I_0} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2.w_{02}} + w_{01} \cdot \Delta t_3 + \frac{\pi}{2} \right. \\ \left. - \arccos(\alpha) + \frac{Vin}{I_0 \cdot Z_{01}} \cdot \sqrt{1 - \alpha^2} - \frac{Vin}{I_0 \cdot Z_{01}} \right] \quad (3.122)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{2 \cdot \alpha} - \frac{1}{\alpha} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2.w_{02}} + w_{01} \cdot \Delta t_3 + \frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) + \frac{1}{\alpha} \cdot \sqrt{1 - \alpha^2} \right] \quad (3.123)$$

$$ILr1_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{1}{\alpha} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2.w_{02}} + w_{01} \cdot \Delta t_3 + \frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \quad (3.124)$$

$$ILr1_{med} = \frac{I_0}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{f}{f_{01}} \cdot \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2.w_{02}} + \frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right] + \frac{I_0 \cdot \Delta t_3}{T} \quad (3.125)$$

3.3.2. Cálculo de $ILr2_{med}$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \text{sen}(w_{02} \cdot t) dt + \frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \int_0^{\Delta t_2} \text{sen}(2w_{02} \cdot t) dt \right] \quad (3.126)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[-\frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \cos(w_{02} \cdot t) \Big|_0^{\Delta t_1} - \frac{Vin}{2 \cdot Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \cos(2 \cdot w_{02} \cdot t) \Big|_0^{\Delta t_2} \right] \quad (3.127)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[-\frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot (\cos(w_{02} \cdot \Delta t_1) - 1) - \frac{Vin}{2 \cdot Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot (\cos(2 \cdot w_{02} \cdot \Delta t_2) - 1) \right] \quad (3.128)$$

Substituindo-se as expressões (3.21) e (3.46) em (3.128), tem-se:

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[-\frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \left(\cos\left(w_{02} \cdot \frac{\alpha}{w_{01}}\right) - 1 \right) - \frac{Vin}{2 \cdot Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \left(\cos\left(2 \cdot w_{02} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot w_{02}}\right) - 1 \right) \right] \quad (3.129)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[-\frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) + \frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} - \frac{-2 \cdot Vin}{2 \cdot Z_{02} \cdot w_{02}} \right] \quad (3.130)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[-\frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) + \frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} + \frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \right] \quad (3.131)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{2 \cdot Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} - \frac{Vin}{Z_{02} \cdot w_{02}} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.132)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2 \cdot Vin \cdot w_{01}}{Z_{02} \cdot w_{02} \cdot I_0} - \frac{Vin \cdot w_{01}}{Z_{02} \cdot w_{02} \cdot I_0} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.133)$$

Prosseguindo-se, podemos reduzir a equação (3.133) ainda mais, como se segue:

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2 \cdot Vin \cdot \frac{1}{\sqrt{Lr1 \cdot Cr}}}{\sqrt{\frac{Lr2}{Cr}} \cdot \frac{1}{\sqrt{Lr2 \cdot Cr}} \cdot I_0} - \frac{Vin \cdot \frac{1}{\sqrt{Lr1 \cdot Cr}}}{\sqrt{\frac{Lr2}{Cr}} \cdot \frac{1}{\sqrt{Lr2 \cdot Cr}} \cdot I_0} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.134)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2 \cdot Vin \cdot \frac{1}{\sqrt{Lr1 \cdot Cr}}}{\sqrt{\frac{Lr2}{Cr^2 \cdot Lr2}} \cdot I_0} - \frac{Vin \cdot \frac{1}{\sqrt{Lr1 \cdot Cr}}}{\sqrt{\frac{Lr2}{Cr^2 \cdot Lr2}} \cdot I_0} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.135)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2.Vin. \frac{1}{\sqrt{Lr1.Cr}}}{\sqrt{\frac{1}{Cr^2}} \cdot I_0} - \frac{Vin. \frac{1}{\sqrt{Lr1.Cr}}}{\sqrt{\frac{1}{Cr^2}} \cdot I_0} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.136)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2.Vin. \sqrt{Cr^2}}{I_0 \cdot \sqrt{Lr1.Cr}} - \frac{Vin. \sqrt{Cr^2}}{\sqrt{Lr1.Cr} \cdot I_0} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.137)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2.Vin.}{I_0} \cdot \sqrt{\frac{Cr^2}{Lr1.Cr}} - \frac{Vin.}{I_0} \cdot \sqrt{\frac{Cr^2}{Lr1.Cr}} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.138)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2.Vin.}{I_0} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} - \frac{Vin.}{I_0} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.139)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2.Vin}{I_0 \cdot Z_{01}} - \frac{Vin}{I_0 \cdot Z_{01}} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.140)$$

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.141)$$

Somando-se a equação (3.125) com a equação (3.141) e dividindo a expressão resultante por I_0 , encontra-se a equação do ganho estático para o conversor estudado:

$$\begin{aligned} \frac{ILr1_{med} + ILr2_{med}}{I_0} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f}{f_{01}} \cdot \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2 \cdot w_{02}} + \frac{\pi}{2} - \right. \\ &\quad \left. - \arccos(\alpha) + \frac{2}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] + \frac{\Delta t_3}{T} \end{aligned} \quad (3.142)$$

$$\begin{aligned} G &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f}{f_{01}} \cdot \left[\frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{\pi \cdot w_{01}}{2 \cdot w_{02}} + \frac{\pi}{2} - \right. \\ &\quad \left. - \arccos(\alpha) - \frac{1}{\alpha} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] + \frac{\Delta t_3}{T} \end{aligned} \quad (3.143)$$

Examinando-se a equação (3.143) nota-se que a única variável de controle do ganho estático é o intervalo de tempo Δt_3 , uma vez escolhidas as frequências de chaveamento e de ressonância f_{01} e f_{02} . Este tipo de controle de potência é o mesmo encontrado nos conversores PWM convencionais. Tal fato torna claro que o conversor Buck On-Off ZCS consegue aliar a vantagem dos conversores quase-ressonantes, representado pelas reduzidas perdas por

comutação, com a vantagem dos conversores PWM convencionais, cujo funcionamento se faz em frequência fixa.

3.4 Gráficos de ganho estático para o conversor Buck On-Off ZCS com α variando de 0.1 à 1

Existem vários tipos de combinações de valores que podem ser utilizados para as variáveis da equação (3.143), dessa forma, vários gráficos podem ser gerados.

Serão traçados neste trabalho gráficos que representarão a variação do ganho (eixo das ordenadas) pela relação f/f_{01} (eixo das abscissas). Vários valores de α serão escolhidos, resultando em curvas que representarão a característica de resposta do novo conversor Buck On-Off ZCS frente a variação de carga.

Como a equação (3.143) apresentou a dependência das duas frequências de ressonância, o primeiro gráfico será traçado com a frequência de ressonância $\omega_{01} < \omega_{02}$; para o segundo, será adotado $\omega_{01} = \omega_{02}$ e para o terceiro, $\omega_{01} > \omega_{02}$.

3.4.1. Gráfico para $\omega_{01} < \omega_{02}$

Foi adotado para esse primeiro gráfico a frequência de 100 kHz para a frequência de ressonância f_{01} e 1MHz para a frequência de ressonância f_{02} . A frequência de chaveamento f varia de 0 a 500 kHz. O valor de Δt_3 foi adotado como sendo de 1 μ s.

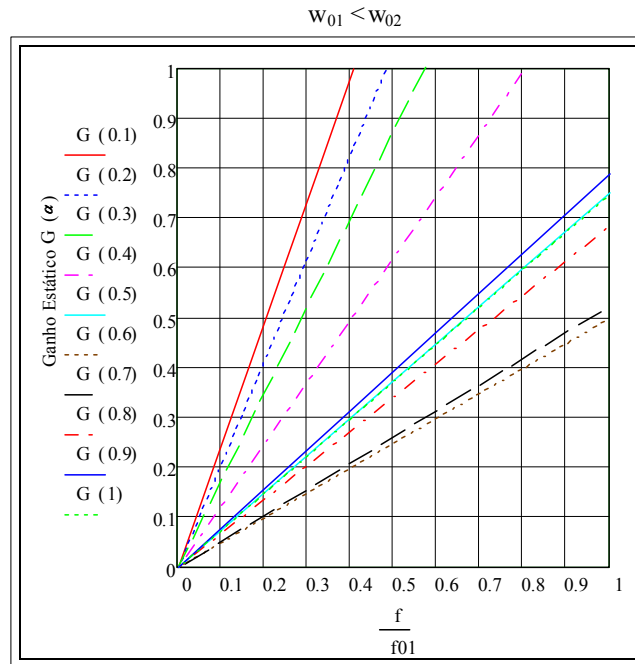


Figura 3. 3 – Ganho estático para o novo conversor Buck On-Off ZCS com $w_{01} < w_{02}$.

3.4.2. Gráfico para $w_{01} = w_{02}$

Aqui foi escolhido o valor de 500 kHz para as frequências de ressonância f_{01} e f_{02} . A frequência de chaveamento f continua variando de 0 a 500 kHz. Da mesma forma, o valor de Δt_3 foi adotado como sendo de 1 μs .

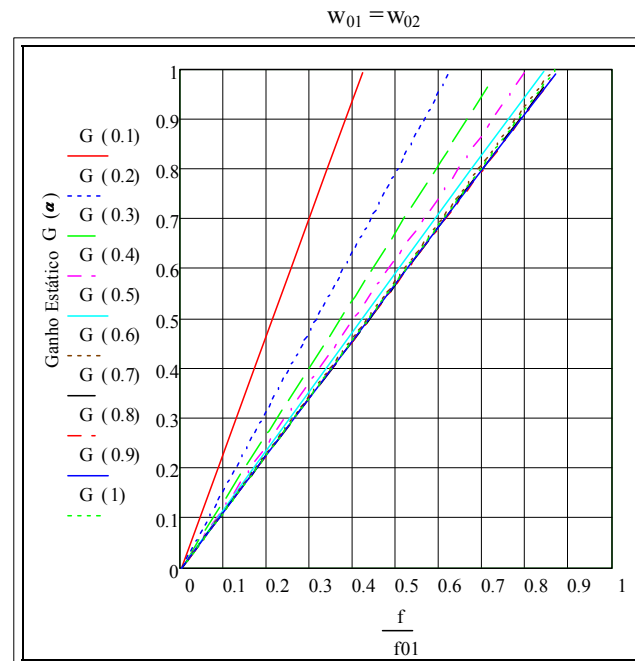


Figura 3. 4 - Ganho estático para o novo conversor Buck On-Off ZCS com $w_{01} = w_{02}$.

3.4.3. Gráfico para $w_{01} > w_{02}$

Nesta etapa foi adotada a frequência de 1MHz para a frequência de ressonância f_{01} e 100 kHz para a frequência de ressonância f_{02} . A frequência de chaveamento e a variação de tempo Δt_3 têm seus valores iguais aos utilizados nos gráficos anteriores.

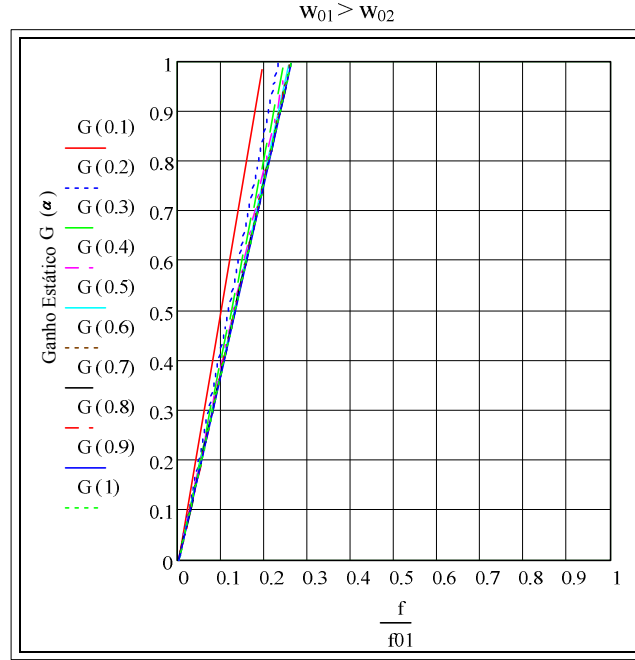


Figura 3. 5 - Ganho estático para o novo conversor Buck On-Off ZCS com $w_{01} > w_{02}$.

Da observação dos três gráficos traçados, pode-se concluir que se a frequência f_{01} for superior a frequência f_{02} a relação de dependência com a carga diminui muito, uma vez que as retas para os vários valores de α se aproximam, caracterizando a não dependência do ganho perante a variação de carga.

Um estudo mais profundo mostra que se a variação de tempo Δt_3 for considerada grande o bastante, se comparada ao tempo necessário para se completar o semi-ciclo positivo da corrente ressonante i_{Lr2} , ou seja, se a etapa de transferência de energia for considerada muito grande, o conversor não mostraria dependência em relação a variação de carga.

Tal afirmação é apenas teórica, uma vez que seria necessária uma frequência de ressonância f_{02} infinita, o que é impossível de se obter na prática.

3.5 Correntes médias e eficazes nos semicondutores

Para a correta especificação dos diodos e das chaves controladas, os valores médios, eficazes e de pico de corrente, bem como a tensão nesses semicondutores, devem ser encontradas. Serão encontradas equações genéricas para essas grandezas, sendo utilizado o programa Matcad® como ferramenta para a resolução simbólica.

3.5.1. Corrente Eficaz na Chave Principal S₁

A corrente eficaz na chave principal S₁, representada por $ILr1_{rms}$ é dada pela seguinte equação:

$$ILr1_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\left(\frac{Vin}{Lr1} \right)^2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} t^2 dt + I_0^2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} dt + I_0^2 \cdot \int_0^{\Delta t_3} dt + I_0^2 \cdot \int_0^{\Delta t_4} dt + \left(Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \right)^2 \cdot \int_0^{\Delta t_4} \text{sen}(w_{01} \cdot t)^2 dt \right]} \quad (3.144)$$

Que resolvida, resulta na equação abaixo:

$$ILr1_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{Vin}{Lr1} \right)^2 \cdot \left(\frac{\alpha}{w_{01}} \right)^3 + \frac{1}{2} \cdot I_0^2 \cdot \frac{\pi}{w_{02}} + I_0^2 \cdot \Delta t_3 + \frac{1}{2} \cdot I_0^2 \cdot \frac{(\pi - 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} + \frac{Vin^2}{4} \cdot \frac{Cr}{Lr1} \cdot \frac{(2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}) \cdot \alpha - \pi + 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} \right]} \quad (3.145)$$

A corrente $ILR1_{rms}$ é a corrente eficaz que circulará no indutor L_{r1} , na chave S₁ e no diodo D1.

3.5.2. Corrente Eficaz na Chave Auxiliar S₂

A corrente RMS na chave principal S₂, representada por $ILr2_{rms}$ é dada pela seguinte equação:

$$ILr2_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\left(\frac{Vin}{Z_{02}} \right)^2 \cdot \int_0^{tr} \text{sen}(w_{02} \cdot t)^2 dt \right]} \quad (3.146)$$

Onde tr representa a metade do período de ressonância w_{02} :

$$tr = \frac{1}{2.f_{02}} = \pi.\sqrt{Lr2.Cr} \quad (3.147)$$

Resolvendo:

$$ILr2_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \left[Vin^2.Cr. \frac{\left(-\cos\left(\pi.\sqrt{(Lr.Cr.\alpha)}.w_{02}\right).sen\left(\pi.\sqrt{(Lr.Cr.\alpha)}.w_{02}\right) + \right.}{T.Lr2.w_{02}} \left. + \pi.\sqrt{(Lr.Cr.\alpha)}.w_{02} \right) \right] \quad (3.148)$$

A corrente $ILr2_{rms}$ é a corrente eficaz que circulará no indutor L_{r2} , na chave S_2 e no diodo $D2$.

3.5.3. Corrente Eficaz na Chave Auxiliar S_3

Existe circulação de corrente na chave S_3 em apenas duas etapas de funcionamento. Abaixo é mostrado o circuito que representa a quarta etapa de funcionamento. Nessa etapa, o circuito da Fig. 3.6 apresenta as condições:

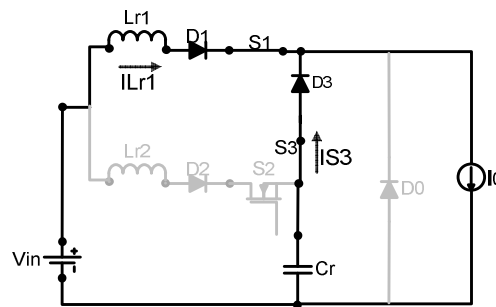


Figura 3. 6 – Quarta etapa de funcionamento

$$iS3(t_3) = 0 \quad (3.149)$$

$$iS3(t_4) = I_o \quad (3.150)$$

$$iLr2(t_3) = 0 \quad (3.151)$$

$$iLr2(t_4) = 0 \quad (3.152)$$

$$vCr(t_2) = 2.Vin \quad (3.153)$$

$$vCr(t_3) = ? \quad (3.154)$$

Utilizando-se do mesmo procedimento adotado no início deste capítulo, utilizar-se-á a equação genérica que rege o funcionamento do circuito série ressonante com o capacitor em paralelo com a carga. A equação genérica para a corrente é do tipo:

$$iLr(t) = I_0 + (ILr(0) - I_0) \cdot \cos(w_0 \cdot (t - t_0)) + \frac{Vin - Vc(0)}{Z_0} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot (t - t_0)) \quad (3.155)$$

De acordo com as condições iniciais, a equação acima pode ser escrita como:

$$iS3(t) = I_0 + (0 - I_0) \cdot \cos(w_{01} \cdot (t)) + \frac{Vin - 2 \cdot Vin}{Z_{01}} \cdot \text{sen}(w_{01} \cdot (t)) \quad (3.156)$$

$$iS3(t) = I_0 \cdot (1 - \cos(w_{01} \cdot (t))) - \frac{Vin}{Z_{01}} \cdot \text{sen}(w_{01} \cdot (t)) \quad (3.157)$$

De posse da equação (3.157) pode-se prosseguir com o calculo da corrente RMS na chave S₃.

$$IS3_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[(I_0)^2 \cdot \left(\int_0^{\Delta t_4} dt - \int_0^{\Delta t_4} \cos(w_{01} \cdot t)^2 dt \right) - \left(\frac{Vin}{Z_{01}} \right)^2 \cdot \int_0^{\Delta t_4} \text{sen}(w_{01} \cdot t)^2 dt + I_0^2 \cdot \int_0^{\Delta t_5} dt \right]} \quad (3.158)$$

Resolvendo:

$$IS3_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_0^2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{(\pi - 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} - \frac{1}{4} \cdot \frac{(2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}) \cdot \alpha + \pi - 2 \cdot \arccos(\alpha)}{w_{01}} \right) - \frac{Vin^2}{4} \cdot \frac{Cr}{Lr1} \cdot \left(\frac{(-2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}) \cdot \alpha + \pi - 2 \cdot \arccos(\alpha)}{w_{01}} \right) + I_0^2 \cdot \left(\frac{1 + \sqrt{\frac{-(-1 + \alpha^2)}{\alpha^2}} \cdot \alpha}{\alpha \cdot w_{01}} \right) \right]} \quad (3.159)$$

3.5.4. Corrente Média no diodo D₁

A corrente média no diodo D₁ é a mesma corrente ILr1_{med} desenvolvida no início desse capítulo e é dada pela equação:

$$ILr1_{med} = \frac{I_0}{2\pi} \cdot \frac{f}{f_{01}} \cdot \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{w_{01} \cdot \pi}{2 \cdot w_{02}} + \frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right] + \frac{I_0 \cdot \Delta t_3}{T} \quad (3.160)$$

3.5.5. Corrente Média no diodo D₂

A corrente média no diodo D₂ é a mesma corrente ILr2_{med}, sendo representada pela equação que segue:

$$ILr2_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_0}{w_{01}} \cdot \left[\frac{2}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} \cdot \cos\left(\frac{w_{02}}{w_{01}} \cdot \alpha\right) \right] \quad (3.161)$$

3.5.6. Corrente Média no diodo D₃

A corrente média no diodo D₃, a mesma da chave S₃ é calculada de acordo com a seguinte equação:

$$IS3_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[(I_0) \cdot \left(\int_0^{\Delta t_4} dt - \int_0^{\Delta t_4} \cos(w_{01} \cdot t) dt \right) - \left(\frac{Vin}{Z_{01}} \right) \cdot \int_0^{\Delta t_4} \sin(w_{01} \cdot t) dt + I_0 \cdot \int_0^{\Delta t_5} dt \right] \quad (3.162)$$

Resolvendo:

$$IS3_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[I_0 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{(\pi - 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} - \frac{\alpha}{w_{01}} \right) - Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \cdot \left(\frac{-\sqrt{(1 - \alpha^2)}}{w_{01}} + \frac{1}{w_{01}} \right) + \right. \\ \left. + I_0 \cdot \frac{\left(1 + \sqrt{\frac{-(-1 + \alpha^2)}{\alpha^2}} \cdot \alpha \right)}{\alpha \cdot w_{01}} \right] \quad (3.163)$$

3.5.7. Corrente Média no Diodo D₀

A tensão media no diodo D₀ é dada pela equação:

$$ID0_{med} = \frac{1}{T} \cdot \left[I_0 \cdot \int_0^{\Delta t_6} dt \right] \quad (3.164)$$

Sendo o intervalo Δt_6 dado por:

$$\Delta t_6 = T - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5) \quad (3.165)$$

$$\Delta t_6 = T - \left(\frac{\alpha}{w_{01}} + \frac{\pi}{2 \cdot w_{02}} + \Delta t_3 + \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) + \frac{1}{w_{01}} \cdot \left(\frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right) \quad (3.166)$$

Resolvendo:

$$ID0_{med} = \frac{-I_0}{2 \cdot T} \cdot \left[\frac{-2 \cdot T \cdot w_{01} \cdot w_{02} + 2 \cdot \alpha^2 \cdot w_{02} + w_{01} \cdot \pi \cdot \alpha + 2 \cdot \Delta t_3 \cdot w_{01} \cdot w_{02} \cdot \alpha + \alpha \cdot w_{02} \cdot \pi - 2 \cdot \alpha \cdot w_{02} \cdot \arccos(\alpha) + 2 \cdot w_{02} + 2 \cdot w_{02} \cdot \left(\sqrt{\frac{-(-1 + \alpha^2)}{\alpha^2}} \cdot \alpha \right)}{w_{01} \cdot w_{02} \cdot \alpha} \right] \quad (3.167)$$

3.5.8. Corrente Eficaz no Diodo D₀

Para o calculo da corrente RMS no diodo D₀ tem-se a equação:

$$ID0_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_0^2 \cdot \int_0^{\Delta t_6} dt \right]} \quad (3.168)$$

Que resolvida resulta em:

$$ID0_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \left[\frac{I_0^2}{T} \cdot \frac{\left(2.T.w_{01}.w_{02}.\alpha - 2.\alpha^2.w_{02} - w_{01}.\pi.\alpha - 2.\Delta t_3.w_{01}.w_{02}.\alpha - \right.}{w_{01}.w_{02}.\alpha} \left. - \alpha.w_{02}.\pi + 2.\alpha.w_{02}.\arccos(\alpha) - 2.w_{02} - 2.w_{02} \cdot \left(\sqrt{\frac{-(-1+\alpha^2)}{\alpha^2}} \right) \cdot \alpha \right]}{w_{01}.w_{02}.\alpha} \right] \quad (3.169)$$

Foram encontradas as equações para as correntes médias e eficazes, bastando-se agora analisar os valores de pico e os valores de tensão para os semicondutores envolvidos.

3.5.9. Corrente de Pico na Chave Principal S_1

Como um dos benefícios da nova célula criada, a chave S_1 não apresenta pico de corrente oriundo de malha ressonante, como ocorre nas topologias quase-ressonantes ZCS. Dessa forma, a chave S_1 deve ser especificada para um valor superior à corrente de carga I_0 desejada, para que seja respeitada a capacidade máxima de condução da chave utilizada.

3.5.10. Corrente de Pico na Chave Auxiliar S_2

Pode-se encontrar o valor de pico da corrente que circula pela chave S_2 a partir da equação:

$$iLr2(t) = \frac{Vin}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(w_{02} \cdot (t)) \quad (3.170)$$

O valor de pico da corrente na chave auxiliar S_2 é obtido quando $\text{sen}(w_{02} \cdot t) = 1$. Assim, tem-se:

$$iLr2_{\max} = Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr2}} \quad (3.171)$$

3.5.11. Corrente de Pico na Chave Auxiliar S_3

Da mesma forma que a chave S_1 , a chave S_3 não apresenta pico de corrente proveniente da malha ressonante. Portanto, a chave S_3 deve ser especificada em função do valor da corrente de pico, para um valor superior à corrente de carga I_0 desejada.

3.5.12. Corrente de Pico no diodo D_0

O diodo de roda livre D_0 , assim como na chave principal S_1 e na chave auxiliar S_3 , também é especificado para uma corrente de pico pouco superior à corrente de carga, respeitando-se a capacidade máxima de condução de corrente do diodo utilizado.

3.5.13. Tensões sobre as chaves S_1 , S_2 e S_3 e nos diodos D_1 , D_2 e D_3

Pela análise feita até o presente momento, pode-se concluir que todas as chaves utilizadas no conversor Buck On-Off ZCS são submetidas a uma tensão igual a tensão de entrada V_{in} , não apresentando sobre-tensões, o que também ocorre com todos os diodos utilizados na célula.

3.5.14. Tensão sobre diodo D_0

A tensão sobre o diodo D_0 durante a quarta etapa de funcionamento tem seu valor igual a 2 vezes a tensão de entrada V_{in} , portanto, para sua correta especificação, um valor no mínimo duas vezes superior a tensão de alimentação deverá ser utilizado.

3.6 Conclusão

A análise matemática para todas as etapas de funcionamento do novo conversor Buck On-Off ZCS foi realizada. Utilizando-se do princípio da conservação da energia e desprezando-se qualquer tipo de perdas nos elementos indutivos e capacitivos, o ganho

estático, a equação que representa a relação da tensão de saída pela tensão de entrada, pode ser encontrada.

A mesma abordagem matemática pode ser estendida para todos os outros conversores, com o objetivo de se encontrar a equação de ganho estático, desde que obedecidas às particularidades próprias de cada conversor em estudo.

Pôde-se observar que a equação do ganho estático apresentou a dependência das duas frequências de ressonância f_{01} e f_{02} ; outro fato importante se deve a seu funcionamento, que pode ser feito à frequência fixa, o que permite ajustar seu ganho pela variação da largura de pulso, uma vez definidas as frequências de ressonância.

Foram traçados gráficos representativos do ganho estático com o objetivo de se encontrar a relação de resposta do conversor perante a variação de carga. Várias curvas foram encontradas, cada uma, representando a variação do ganho estático pela relação f/f_{01} , depois de definido o valor de carga (α) desejado.

Do exposto, pode-se concluir também, que o conversor Buck On-Off ZCS apresentou dependência frente a variação de carga, e essa dependência diminui, se a frequência f_{01} for superior a frequência de ressonância f_{02} , o que pode ser comprovado pela Fig.3.5.

Ao final, foram encontradas as equações genéricas para as correntes médias e eficazes em todos os semicondutores utilizados juntamente com a análise de tensão sobre os mesmos.

CAPÍTULO 4

CIRCUITO DE COMANDO

4.1 Introdução

Para o perfeito funcionamento do conversor, um circuito de controle capaz de acionar os pulsos PWM sincronizados para as três chaves deverá ser construído. O circuito integrado (CI) da família 3524 foi escolhido para a aplicação, por se tratar de uma pastilha de baixo custo e de fácil obtenção e utilização.

São utilizados dois desses circuitos, uma vez o sincronismo entre os sinais PWMs torna-se necessário, para garantir que as chaves operem em comutação não dissipativa. Um terceiro CI será utilizado, o HEF 4528 BP que é um circuito multivibrador monoestável, capaz de condicionar o sinal PWM gerado, permitindo que o mesmo possa ter sua largura de pulso modificada de forma desejada.

Na Fig. 4.1 são mostrados os pulsos de disparo das chaves, representados pelos sinais V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} . Pode-se perceber que os três sinais possuem diferentes tempos de condução, sendo os pulsos V_{gs1} e V_{gs2} disparados no mesmo instante, mas com uma duração da largura de pulso diferente, e o sinal V_{gs3} disparado no momento oportuno, fechando-se o ciclo de funcionamento da nova célula de comutação.

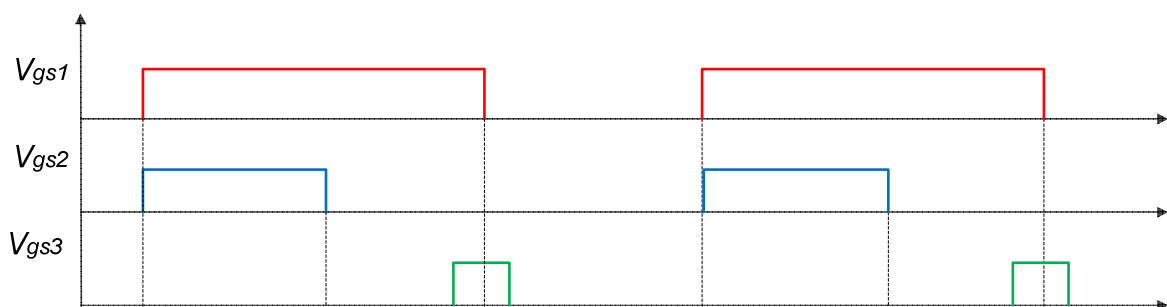


Figura 4. 1 – Sinais PWMs de comando.

Como dito até o presente momento, três pulsos PWM deveriam ser gerados de acordo com o exposto na Fig. 4.1. Todavia, será mostrado mais à frente que o pulso não isolado V_{gs2} poderá ser igual ao pulso V_{gs1} , sem a necessidade de se manterem diferentes tempos de

condução para ambos. Dessa forma o mesmo sinal PWM gerado será isolado e encaminhado para as chaves S_1 e S_2 , sem, contudo, causar nenhum tipo de problema no funcionamento da célula.

4.2 Circuito de Comando

Antes da apresentação do circuito de controle proposto, um exposto sobre a não necessidade de se utilizar pulsos diferentes para as chaves S_1 e S_2 será realizado.

De acordo com a terceira etapa de funcionamento, representada pela Fig.4.2 e, tomando-se como base a Fig. 2.9, que representa as formas de onda teóricas para o conversor em estudo, pode-se observar que a tensão no capacitor de ressonância C_r na terceira etapa, tem seu valor igual a $2.V_{in}$.

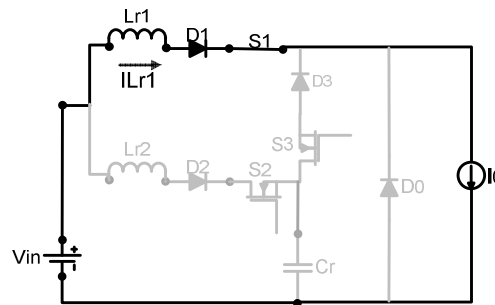


Figura 4. 2 – Terceira etapa de funcionamento.

Se o pulso para a chave S_2 for considerado como o da Fig.2.9, menor que o gerado para a chave S_1 , a tensão sobre a mesma só aparecerá da quinta etapa adiante, pois a diferença de tensão $2.V_{in} - V_{in}$ aparecerá sobre o diodo D_2 , uma vez que o diodo antiparalelo da chave S_2 fica diretamente polarizado. Só existirá tensão sobre a chave S_2 no instante em que o capacitor C_r começar a se descarregar e ficar com sua tensão menor que a tensão de entrada, o que ocorre da quinta etapa adiante. Seguindo esse mesmo raciocínio, se um pulso igual ao da chave S_1 for utilizado para o acionamento da chave S_2 , nenhuma diferença na forma de onda de tensão sobre essa chave ocorrerá, mesmo que esta se mantenha acionada por mais tempo, uma vez que a diferença de tensão $2.V_{in} - V_{in}$ continuará a aparecer sobre o diodo D_2 . A tensão entre dreno e source na chave S_2 só aparecerá, da mesma forma que antes, da quinta etapa adiante, etapa na qual o pulso único para as duas chaves já foi retirado. O relato acima pode ser exemplificado na Fig. 4.3 e Fig. 4.4:

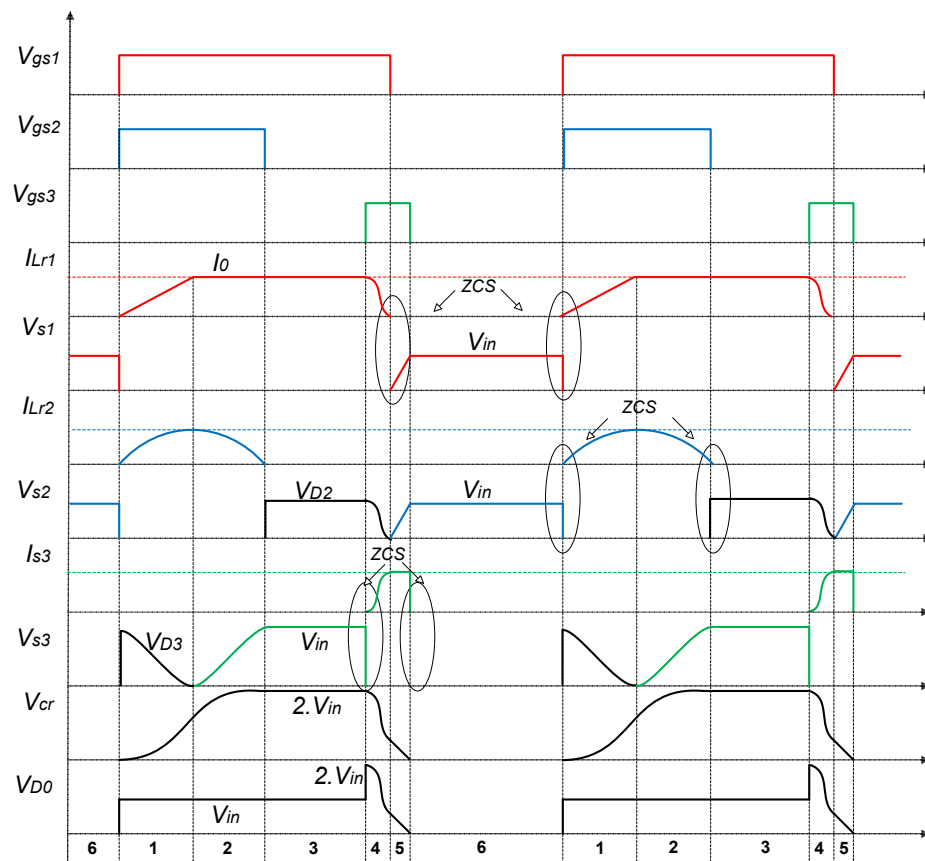


Figura 4. 3 – Pulso V_{gs2} menor que V_{gs1} .

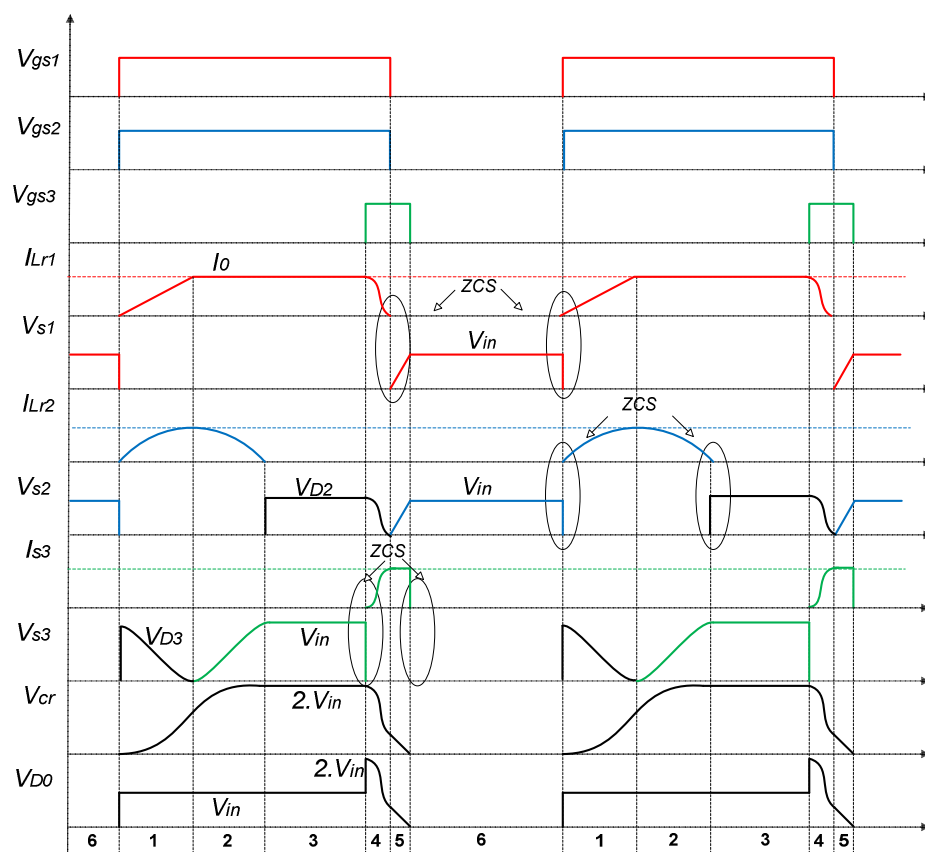


Figura 4. 4 – Pulso V_{gs1} igual ao V_{gs2} .

Das figuras, conclui-se que o uso do mesmo sinal para ambas as chaves pode ser efetuado, sem o custo de se perder em funcionalidade. O uso de apenas um pulso para as chaves S_1 e S_2 traz grandes benefícios, como a própria geração de apenas dois comandos PWMs para toda a estrutura e, principalmente, a redução de componentes no circuito de isolamento utilizado.

4.2.1. Configurações do CI 3524

De acordo com o que foi exposto acima, o circuito de controle criado, deverá possuir dois sinais PWMs distintos: o primeiro sinal gerado deverá ser encaminhado à chave S_1 e à chave S_2 e o segundo sinal gerado será responsável pelo acionamento da chave S_3 .

Neste trabalho, por se tratar da criação de uma nova célula ressonante e conseqüente geração de uma nova família de conversores, optou-se pela criação de um circuito de controle que operasse em malha aberta, facilitando o controle da tensão de saída através de ajustes manuais.

O CI 3524 utilizado é uma pastilha dedicada à geração de sinais PWM, bastando adicionar ao mesmo, elementos passivos, como resistores e capacitores. A Fig. 4.5 ilustra o circuito interno descrito pelo fabricante:

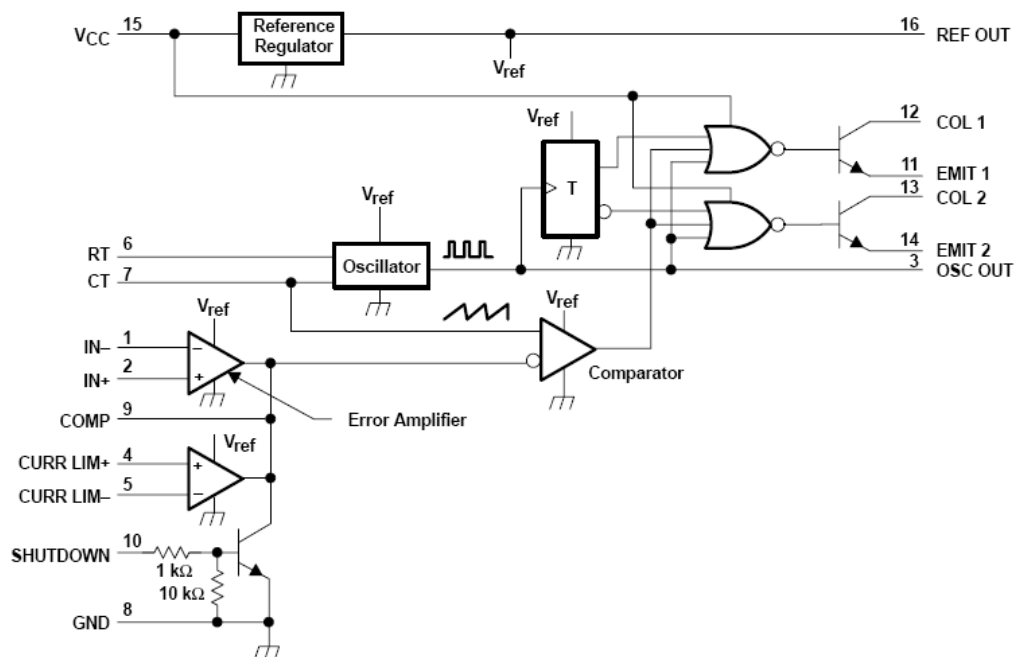


Figura 4. 5 – Diagrama interno das funcionalidades do CI 3524.

Os pinos 1 e 2 são responsáveis pela configuração do amplificador de erro e, para o uso em malha fechada, utiliza-se o pino 9, adicionando-se resistores e capacitores a fim de se gerar um compensador proporcional e integral (PI). No pino 9 pode ser utilizada uma tensão de controle, a fim de se retirar a compensação automática e forçar uma razão cíclica desejada.

O pino 3 é utilizado nos casos em que dois ou mais CIs 3524 são utilizados, garantindo o sincronismo entre os sinais gerados, ou seja, a mesma frequência de funcionamento para esses sinais.

Os pinos 4 e 5 são utilizados para uma possível configuração de limitação de corrente.

Nos pinos 6 e 7 são adicionados o resistor e o capacitor responsáveis por gerar a frequência escolhida para o sinal PWM, respectivamente. O pino 8 deve ser aterrado e o pino 10 tem a função de proteção, desativando o sinal gerado, quando um nível alto de tensão for a ele aplicado.

Os pinos 11, 12, 13 e 14, representam os transistores de saída, trabalhando em forma complementar, ou seja, enquanto uma saída estiver em nível alto, a outra necessariamente estará em nível baixo, o que limita uma razão cíclica máxima de 50% para cada PWM gerado. Contudo, o uso das duas saídas em paralelo, sendo o pino 12 ligado ao pino 13 e o pino 11 ligado ao pino 14, gera um sinal PWM capaz de excursionar por toda a faixa de atuação, variando de 0 a 100% de razão cíclica.

No pino 15 deve ser colocada a tensão de alimentação do CI 3524 que pode variar de 8 a 40 V, gerada por uma fonte de tensão contínua externa. O pino 16 gera uma tensão de 5 V, com uma precisão de 1%, utilizada como referência para geração do sinal desejado.

4.2.2. Análise de sincronismo entre os sinais gerados

Devido à necessidade de se gerar dois sinais com mesma frequência optou-se pelo uso de dois CIs 3524, conectando-se o pino 3 de ambas pastilhas. O fabricante relata que o CI 3524 que possuir o ajuste para o menor período de clock, ou maior frequência, será considerado o mestre sobre todos os outros CIs utilizados, fazendo com que os mesmos trabalhem com a sua frequência de funcionamento. O mesmo aconselha ao usuário que escolha os valores de capacitores e resistores para os outros CIs que garantam um período aproximadamente 10% maior que o do regulador mestre.

Contudo ensaios realizados em bancada, permitiram concluir que o uso dos mesmos valores de resistor e capacitor colocados nos pinos 6 e 7 para ambas pastilhas, garantiria uma

maior estabilidade aos sinais gerados. Portanto, o pino 6 do primeiro CI foi conectado com o pino 7 do segundo CI; o mesmo procedimento foi realizado com o pino 7, que foi conectado com o outro pino 7 da segunda pastilha. Portanto, ambas as pastilhas passaram a fazer uso dos mesmos valores de resistor e capacitor para a geração da frequência de chaveamento.

A Fig. 4.6 representa teoricamente as possibilidades de variação dos sinais PWM gerados.

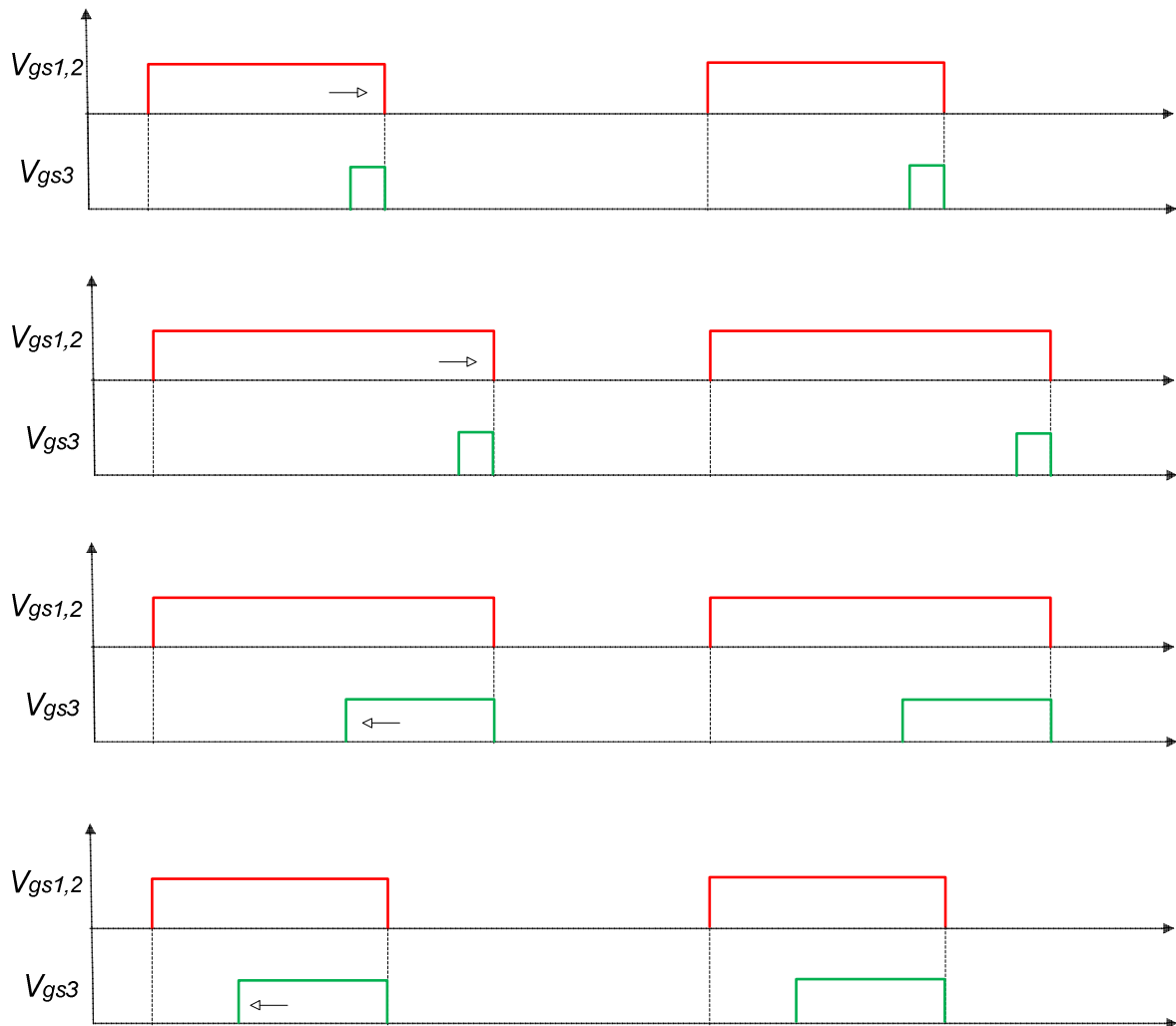


Figura 4. 6 – Variação do sinais PWMs.

Na figura acima observa-se que se as pastilhas estiverem configuradas para operarem em malha aberta, duas ações de controle poderão ser efetuadas. Uma, permitindo que o sinal a ser encaminhado para as chaves S_1 e S_2 possa variar sua largura de pulso de 0 a 100%, e outra, permitindo que o sinal V_{gs3} também possa variar sua largura de pulso nesta faixa de atuação, porém, tendo como referência a descida do primeiro pulso gerado.

O sincronismo entre os sinais é observado através do sinal V_{gs3} , que tem sua referência fixada à descida do sinal $V_{gs1,2}$, acompanhando a variação da razão cíclica desse pulso.

Para a aplicação prática, tal configuração permitiria através do pulso $V_{gs1,2}$ uma variação da razão cíclica, garantindo o controle da tensão de saída ao usuário. E através do pulso V_{gs3} a possibilidade de se disparar a chave S_3 em um intervalo oportuno, sem, contudo, garantir a execução da quinta etapa de funcionamento, período no qual a capacitor C_r se descarrega de forma linear. A garantia de descarga do capacitor é feita através do uso do CI HEF 4528 BP, cujo funcionamento será descrito mais adiante.

4.2.3. Abertura da chave S_1

Para garantir a operação em ZCS de toda a estrutura, a abertura da chave S_1 deve ocorrer no instante em que a corrente i_{Lr1} passar por zero, período esse, representado pelo fim da etapa 4. Durante esse tempo, o pulso $V_{gs1,2}$ deve ser retirado e o uso de um sensor de corrente do tipo Hall indicaria esse correto instante. Um resistor shunt também poderia ser utilizado. Porém, o uso do mesmo acarretaria em perdas, o que prejudicaria o rendimento, além de haver a necessidade de se gerar um circuito de condicionamento para o sinal de corrente por ele captado. Já o uso do sensor Hall, por se tratar de um componente de alto custo, inviabilizaria financeiramente o uso da célula, agregando um alto valor à estrutura, e da mesma forma que no resistor shunt, apresentando a necessidade de geração de um circuito condicionador para o sinal gerado.

Contudo, a análise de funcionamento do conversor indica que a quarta etapa de funcionamento é do tipo ressonante, resultando em uma corrente i_{Lr1} decrescendo com característica senoidal, com frequência de ressonância conhecida.

Observando-se a corrente i_{Lr1} durante essa etapa, na Fig. 4.4, conclui-se que aproximadamente metade do ciclo ressonante ocorre, uma vez que o pulso de gate $V_{gs1,2}$ é retirado nesse instante. Como a frequência de ressonância f_{0l} é conhecida, o tempo de duração dessa etapa ressonante pode ser encontrado.

Entretanto, nota-se a variação do período de abertura da chave S_1 com a inserção de carga, portanto, torna-se necessário ajustar a abertura da chave S_1 no instante em que a corrente passasse por seu valor máximo negativo, o que garantiria a comutação ZCS em qualquer condição de carga, desde que fixada a condição de carga máxima. Essa afirmação pode ser mais bem visualizada pela Fig. 4.7 :

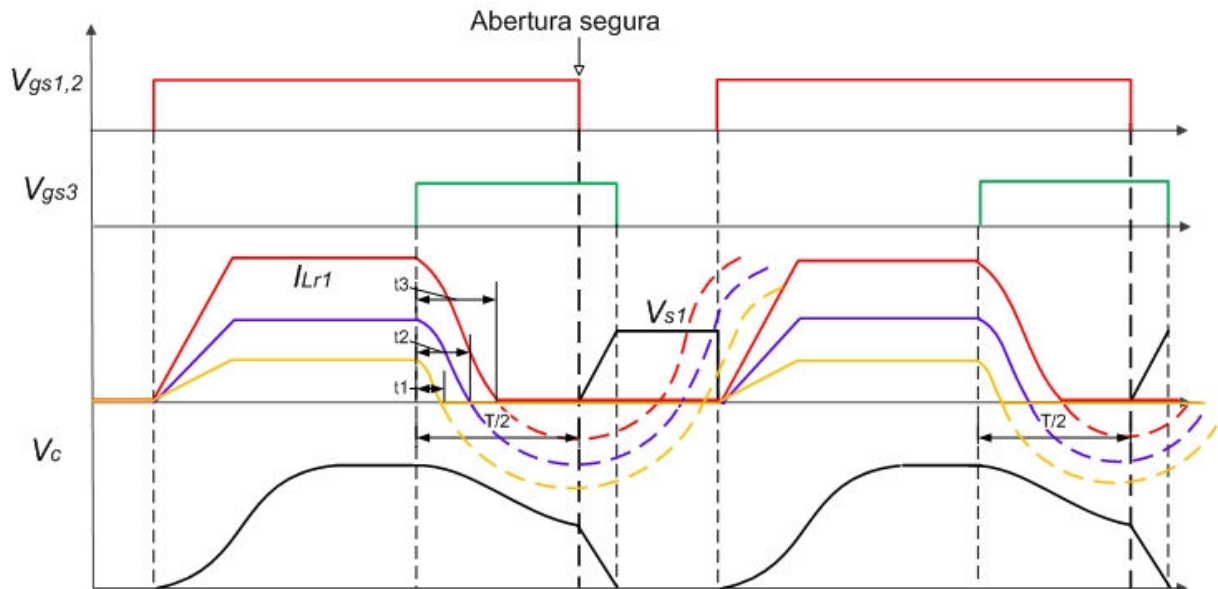


Figura 4. 7 – Escolha do instante seguro para abertura da chave S_1 .

A Fig. 4.7 mostra a corrente i_{Lr1} para várias condições de carga, sendo possível observar os vários instantes em que a mesma passa por zero, representado pelos tempos t_1 , t_2 e t_3 . Um instante seguro para a abertura da chave S_1 seria aquele representado pelo pico negativo da corrente ressonante, mostrado como final do intervalo $T/2$, que representa a metade do período de ressonância. Como o intervalo $T/2$ é um período de tempo fixo, obtido através da frequência de ressonância f_{01} , torna-se então fácil ajustar o instante correto de abertura da chave S_1 através de um potenciômetro no circuito de comando, capaz de posicionar o pulso V_{gs3} corretamente, ao invés de se fazer o uso de um sensor Hall ou de um shunt resistivo.

A utilização do tiristor como chave não necessitaria de tantos detalhes como os descritos acima, que são necessários no uso de chaves do tipo MOSFET ou IGBT por exemplo, para o período de abertura da chave S_1 , S_2 ou S_3 . Tal fato se explica, uma vez que o tiristor entra em bloqueio com a passagem da corrente por zero, uma característica própria do seu funcionamento. Todavia, o uso de tiristores limitaria a frequência de chaveamento a poucos quilohertz, acarretando em filtros de saída muito grandes, tornando o conversor pesado e com grandes dimensões, características indesejadas para o estudo em questão.

4.2.4. Projeto do Circuito de Comando

Para o perfeito funcionamento da célula em questão, o pulso V_{gs3} deve permanecer em nível alto por certo intervalo de tempo após a retirada do pulso $V_{gs1,2}$, garantindo a descarga

linear do capacitor C_r . Porém, o simples sincronismo dos CI's 3524 utilizados não permitiria a execução dessa etapa, como visto no subitem 4.2.2.

Fazendo-se o uso do monoestável HEF 4528 BP o pulso V_{gs3} teria sua largura de pulso variada de forma a garantir a execução da quinta etapa. Uma das configurações para essa pastilha permite que seja gerado um pulso alto a partir da subida de um sinal de entrada. Neste caso, o sinal de entrada é o pulso gerado pelo circuito SG 3524 responsável pela geração do sinal V_{gs3} .

Esse CI aguarda um tempo determinado pelo capacitor e pelo resistor ligados nos pinos 1 e 2 para gerar uma descida de pulso. Isso faz com que a duração do pulso seja maior do que a do sinal de entrada. Assim, pela variação de um potenciômetro ligado ao pino 2 consegue-se impor qualquer variação de largura que se desejar. A Fig. 4.8 exemplifica o funcionamento final dos sinais gerados.

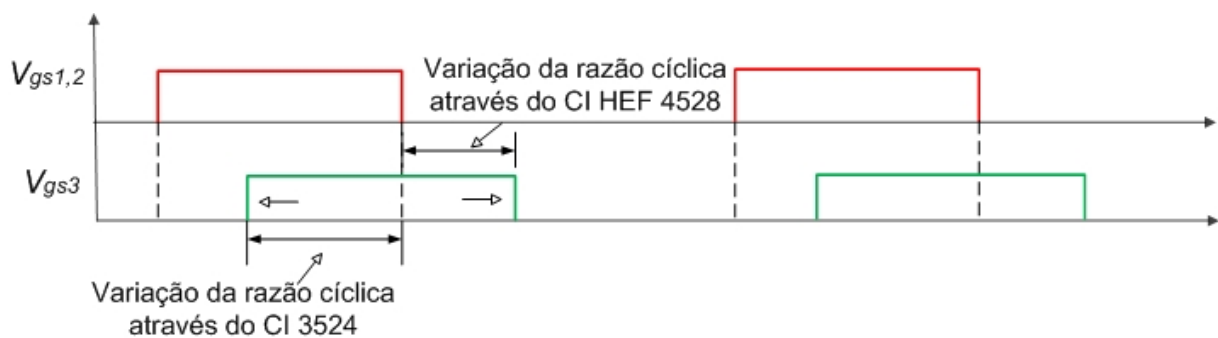


Figura 4. 8 – Variação do sinal de comando V_{gs3} .

Se fosse aplicado um controle em malha fechada, devido ao fato que o sinal de comando V_{gs3} está sincronizado ao sinal de comando $V_{gs1,2}$, a abertura da chave S_1 sem perdas continuaria a ser garantida, permitindo o controle da tensão de saída mesmo com a variação da carga.

Ao final, o circuito de comando genérico composto por dois SG 3524 e um HEF 4528 BP foi construído, possibilitando o ajuste da frequência de chaveamento, da largura de pulso do sinal $V_{gs1,2}$ e da largura de pulso do sinal V_{gs3} , sendo esse último, ajustado através de dois potenciômetros.

O primeiro potenciômetro é responsável pelo ajuste da largura de pulso à esquerda do sinal de descida do pulso $V_{gs1,2}$ e o segundo potenciômetro é responsável pela variação da largura de pulso à direita do sinal $V_{gs1,2}$. A Fig. 4.9 mostra o circuito construído:

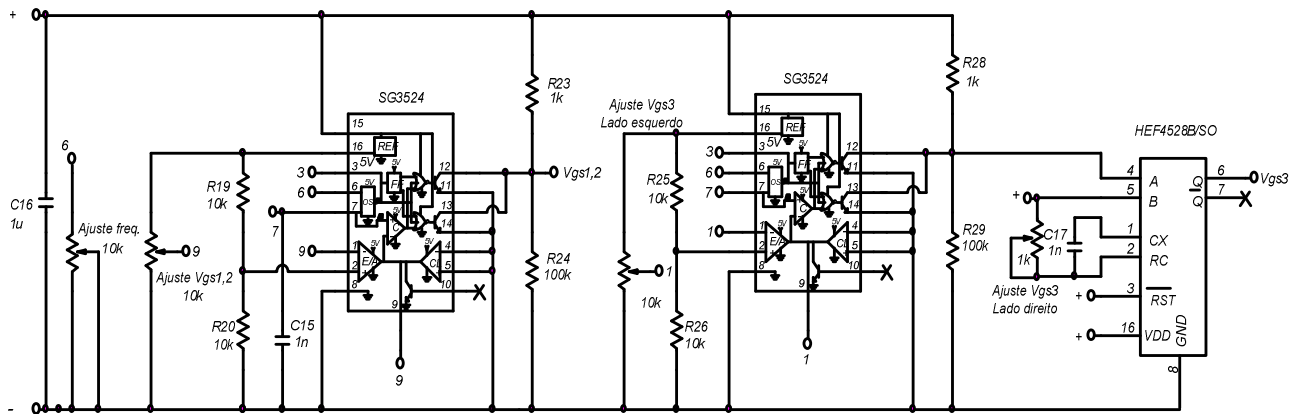


Figura 4. 9 – Circuito de comando criado.

4.2.5. Fonte de Alimentação para o Circuito de Comando

Seguindo a premissa de se construir um conversor com reduzido tamanho e peso, optou-se pela construção de uma fonte chaveada para fornecer a alimentação do circuito de controle e dos circuitos de isolação. O conversor flyback foi o escolhido para tal aplicação, sendo o mais indicado para o uso em baixas potências, além de possuir poucos componentes eletrônicos em sua estrutura.

O conversor Flyback construído possui alimentação universal, podendo ser alimentado com tensões com faixa de variação de 90 a 240 V, com tensão de saída de 15 V, operando em malha fechada. Abaixo segue a fonte construída:

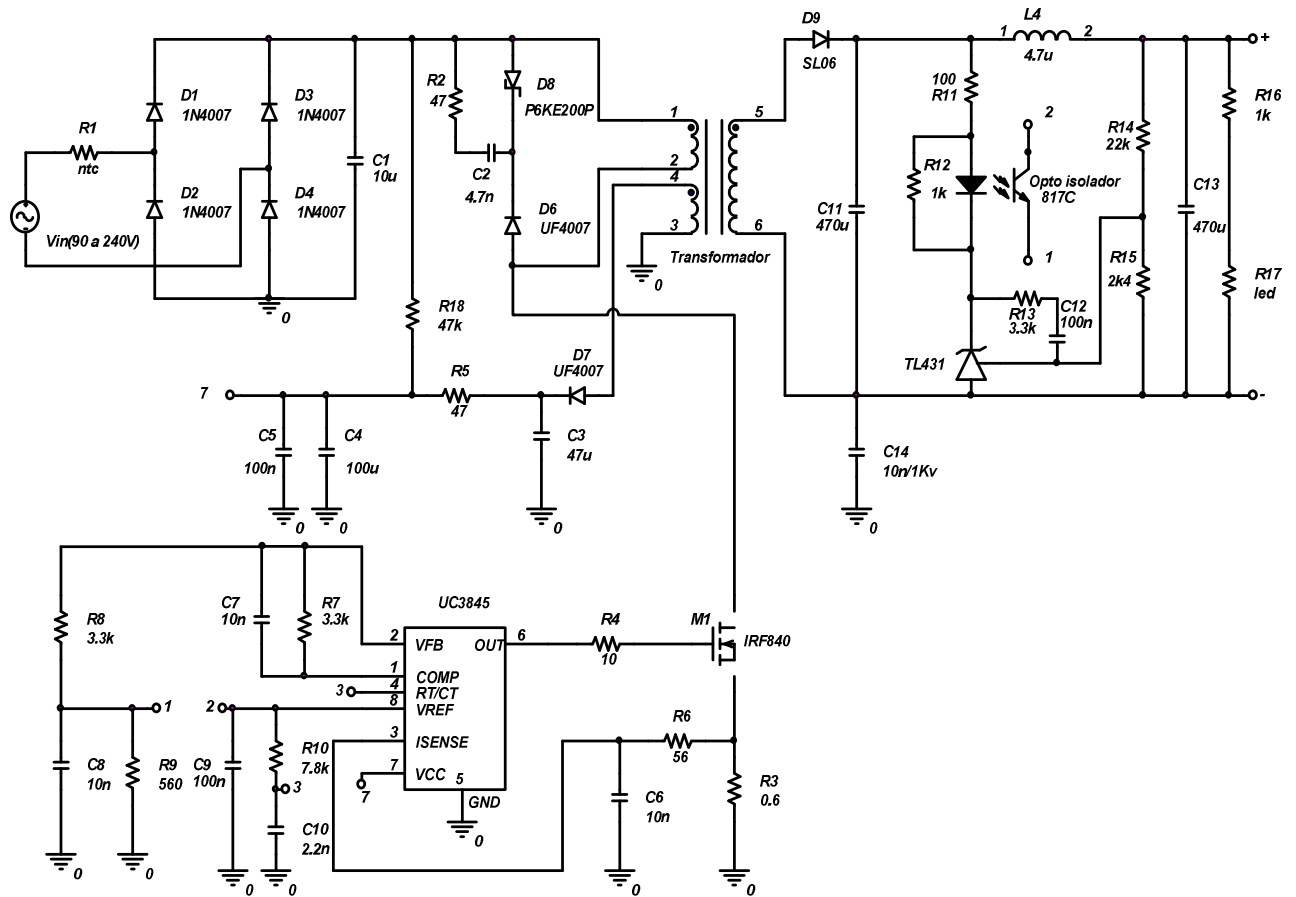


Figura 4. 10 – Flyback para alimentação do circuito de comando.

Assim, criados o circuito de comando e da fonte de alimentação, uma placa protótipo pode ser construída, sendo mostrada abaixo :

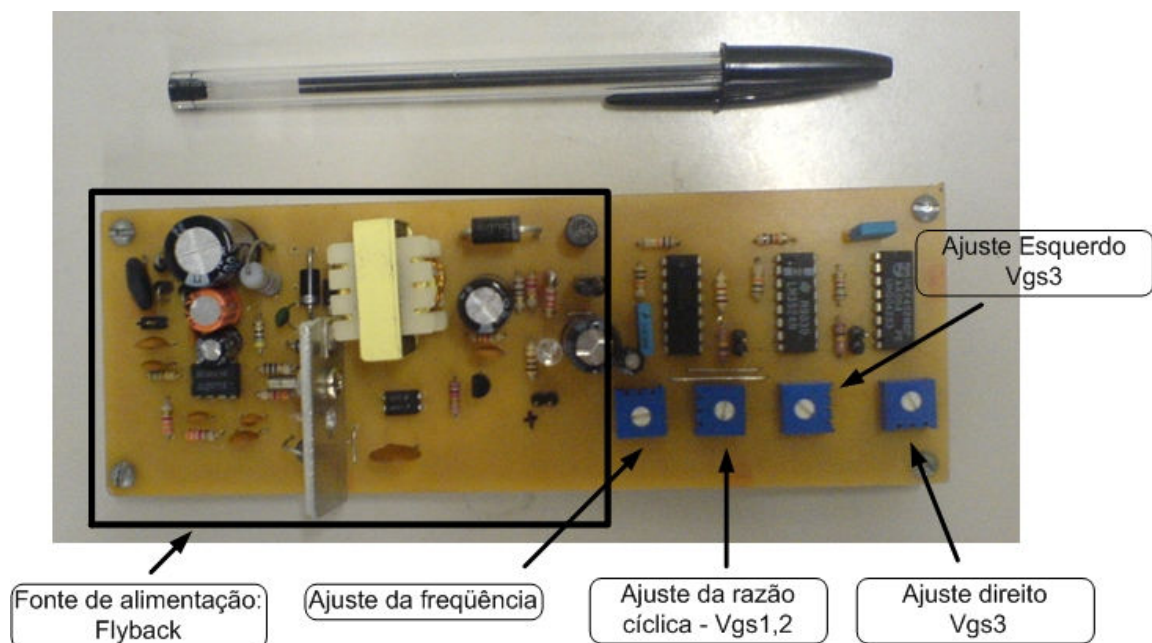


Figura 4. 11 – Placa de comando criada.

As formas de onda geradas pelo circuito criado são mostradas abaixo:

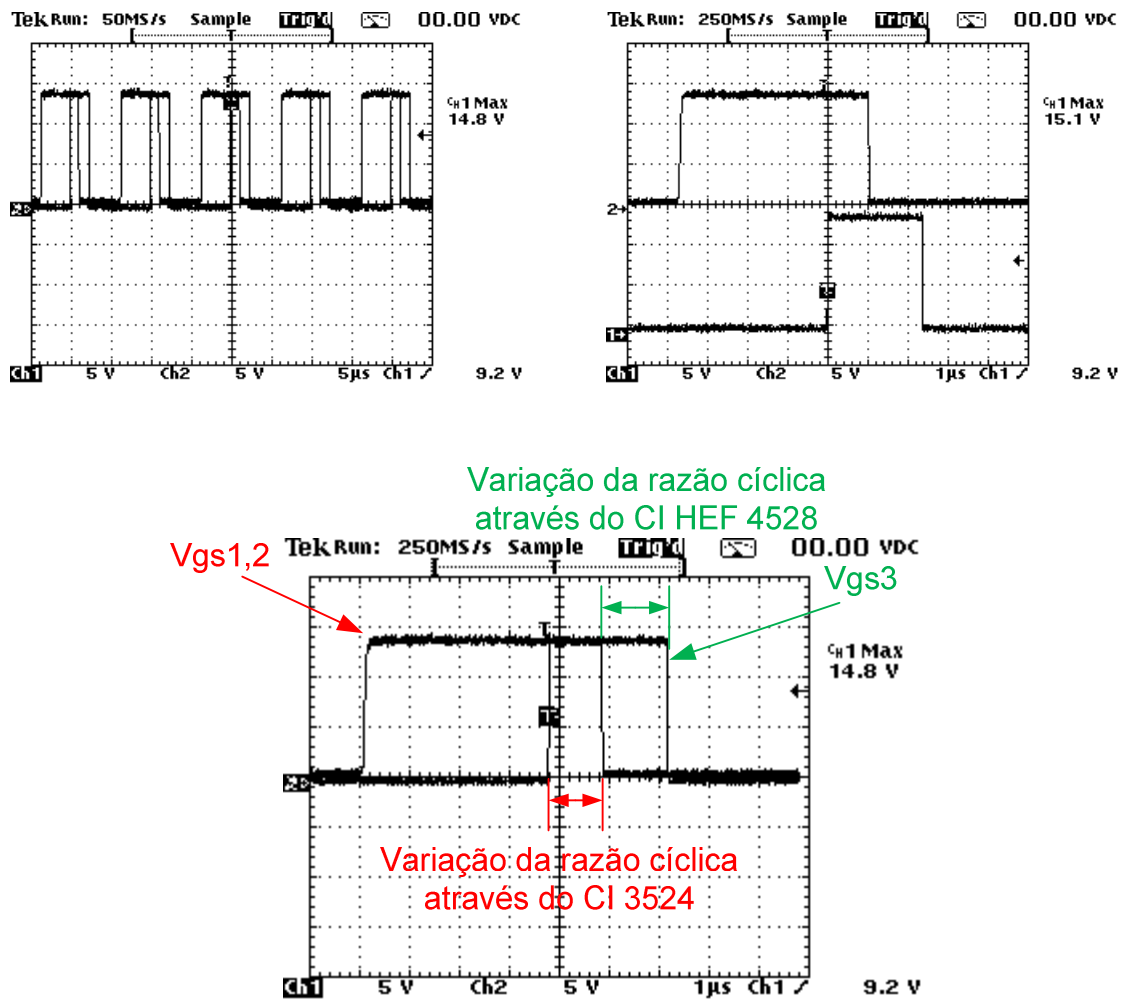


Figura 4. 12 – Formas de onda geradas.

4.2.6. Circuitos de isolamento de pulso

Como os sinais $V_{gs1,2}$ e V_{gs3} são gerados em alta frequência, optou-se pela utilização de drives com transformadores de pulso, uma vez que os mesmos não apresentam a necessidade de se utilizar três fontes isoladas, como no caso do uso de acopladores ópticos.

Três transformadores de pulso deveriam ser utilizados nesse caso. Contudo, como o pulso $V_{gs1,2}$ é o mesmo para as chaves S_1 e S_2 , um único transformador de pulso com dois enrolamentos secundários pode ser utilizado, reduzindo consideravelmente o número de componentes necessários na construção do drive. Assim, a etapa de isolamento dos sinais PWM ficou reduzida ao circuito seguinte, mostrado na Fig. 4.13 :

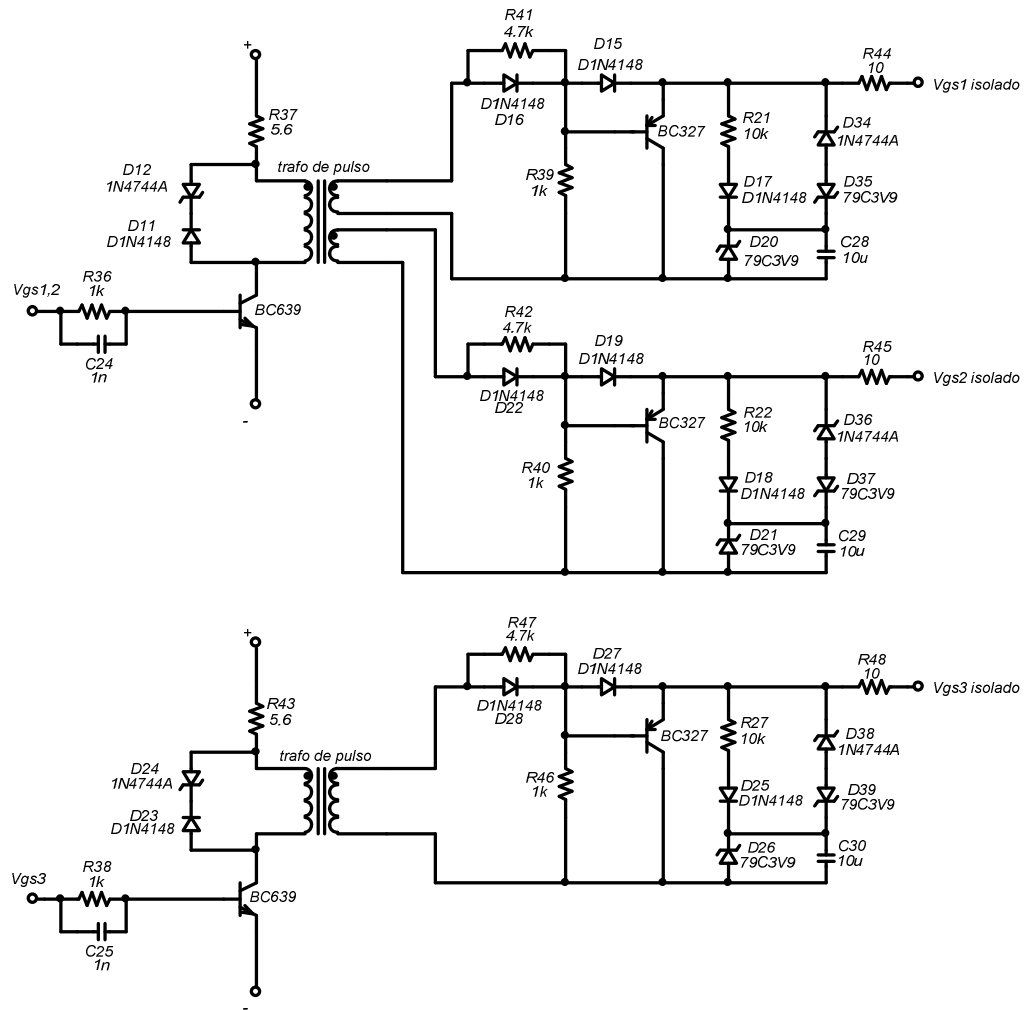


Figura 4. 13 – Circuito de isolamento para os sinais de disparo das chaves S_1 , S_2 e S_3 .

A Fig.4.13 representa o circuito de isolamento para os sinais gerados. Essa topologia escolhida permite que os sinais isolados sejam deslocados de um valor negativo, ou seja, ao invés de oscilarem de 0 a 15 V, os sinais passam a variar de -3 a 12 V. Os diodos zeners responsáveis por esse deslocamento são o D20, D21 e D26, que nesse caso, deslocam o sinal de um valor de 3 V. Outros valores de tensão de deslocamento podem ser utilizados, não sendo aconselhado contudo, valores muito altos, ao custo de não se garantir o valor mínimo de tensão de disparo para a chave utilizada.

O circuito de deslocamento possibilita uma descarga mais rápida da capacitância de gate, garantida pelo valor de tensão a favor de sua descarga, o que possibilita um ganho de velocidade para a etapa de bloqueio da chave utilizada.

4.3 Conclusão

O capítulo 4 trouxe um detalhado estudo da operação do circuito de comando, além de aspectos importantes para a implementação prática do circuito. Características específicas dos CI's envolvidos na geração dos sinais PWM foram relatadas e ao final os circuitos de geração, alimentação e isolamento para esses sinais foram elaborados e construídos, possibilitando o disparo correto das chaves envolvidas.

Agora a partir do circuito de controle criado e das equações geradas, o circuito de potência do conversor Buck On-Off ZCS pode ser simulado e construído, bastando-se escolher as frequências de funcionamento, o filtro de saída e a carga máxima que se deseja alimentar.

CAPÍTULO 5

PARÂMETROS DO CONVERSOR

5.1 Introdução

Este capítulo apresentará o estudo dos valores de frequência de funcionamento, das frequências de ressonância e serão encontrados os valores dos indutores e o capacitor de filtro. Ao final, de posse dos valores de corrente e tensão sobre os semicondutores utilizados, a escolha real dos mesmos será efetuada.

5.2 Projeto do Conversor Buck On-Off ZCS

Inicialmente devem ser especificados os dados básicos relativos ao novo conversor, tais como tensão de entrada, tensão de saída, frequência de chaveamento, potência de saída e corrente de carga. Foram escolhidos os seguintes parâmetros:

Tabela 5. 1 - Parâmetros iniciais do conversor

Valores escolhidos	
<i>Tensão de entrada - V_{in}</i>	180 V
<i>Tensão de saída - V_{out}</i>	100 V
<i>Frequência de chaveamento - f</i>	100 kHz
<i>Potência de saída - P_0</i>	800 W
<i>Corrente de carga - I_0</i>	8 A

5.2.1. Frequências de Ressonância f_{01} e f_{02}

De acordo com os gráficos traçados no capítulo 3, a escolha de uma frequência de ressonância f_{01} superior à frequência de ressonância f_{02} , garante uma menor relação de dependência do ganho perante a variação de carga.

Como a frequência de chaveamento escolhida é de 100 kHz, as frequências de ressonância devem ser escolhidas para valores superiores a este. Dessa forma, optou-se pela escolha de valores próximos a 200 kHz para a frequência f_{02} e 400 kHz para a frequência f_{01} .

Esses valores escolhidos são baixos se comparados a valores indicados em vários artigos relacionados a células de comutação. Contudo, os mesmos foram escolhidos com intuito de se mostrar uma das vantagens da nova célula.

A frequência de ressonância próxima a 200 kHz indica uma corrente de pico ressonante pequena, se relacionada à corrente de carga I_0 , o que implica na escolha de uma chave S_2 com reduzido custo.

5.2.2. Capacitor e Indutores de Ressonância

Os valores sugeridos para as duas frequências de ressonância não serão exatamente utilizados, dado os valores comerciais que se encontram para o capacitor e aos valores dos indutores que são muito difíceis de obter em escala contínua, uma vez que o número de espiras do enrolamento em torno do núcleo magnético é uma variável discreta. As frequências de ressonância serão definidas exatamente, portanto, quando se definirem os valores do indutor e do capacitor de ressonância.

O indutor de ressonância $Lr1$ foi escolhido para um valor de 5,7 μH e o indutor de ressonância $Lr2$ para um valor de 20 μH . O capacitor de ressonância não apresenta importantes restrições em sua escolha. Na verdade o mesmo é definido segundo o valor escolhido para os indutores e conseqüentes frequências de ressonância. Ele deve ser especificado para um valor de tensão no mínimo igual a duas vezes a tensão de entrada. Dependendo da chave utilizada, deve-se levar em conta a capacitância da chave cujo valor se soma ao capacitor escolhido.

Adotou-se, finalmente, o valor de 34 nF para o capacitor de ressonância, sendo utilizados dois capacitores comerciais de 68 nF em série. As frequências de ressonância f_{01} e f_{02} são então encontradas:

$$f_{01} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{Lr1.Cr}} = 361,529\text{kHz} \quad (5.1)$$

$$f_{02} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{Lr2.Cr}} = 193,003\text{kHz} \quad (5.2)$$

De posse dos valores de indutores e capacitor, podem ser estimadas as correntes de pico nas chaves para os valores escolhidos na tabela 5.1:

$$i_{Lr1_{\max}} = V_{in} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \quad (5.3)$$

$$i_{Lr1_{\max}} = 180 \cdot \sqrt{\frac{34 \cdot 10^{-9}}{5,7 \cdot 10^{-6}}} = 13,9 A \quad (5.4)$$

$$i_{Lr2_{\max}} = V_{in} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr2}} \quad (5.5)$$

$$i_{Lr2_{\max}} = 180 \cdot \sqrt{\frac{34 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-6}}} = 7,4 A \quad (5.6)$$

De posse dos valores de pico de corrente nas chaves, podemos comprovar uma das vantagens da nova célula: o pico da corrente ressonante i_{Lr2} é menor do que o da corrente i_{Lr1} , podendo ser escolhidos valores ainda menores que este para essa corrente. Já na topologia Buck PWM-ZCS-QRC o valor de pico da corrente na chave principal deve ser igual à pelo menos duas vezes a corrente de carga, afim de que seja garantida a saída de condução dessa chave em modo ZCS. Essa característica, para grandes correntes de carga é muito ruim do ponto de vista técnico e de rendimento, o que não se observa nessa nova topologia, justamente pela independência da corrente i_{Lr2} frente a corrente de carga.

É importante observar que o valor encontrado para a corrente i_{Lr1} na equação (5.4) representa o máximo valor de corrente de carga que essa configuração pode suprir, sem perder a característica ZCS. Contudo, para o cálculo do indutor L_{r1} deve ser escolhido um valor de corrente igual à corrente de carga nominal, que nesse caso é de 8 A.

Destaca-se, também, que a largura de pulso $V_{gs1,2}$ deve ter seu valor mínimo dado pelo tempo necessário para se completar o semi ciclo positivo da corrente i_{Lr2} , o que representa uma largura de pulso mínima próxima a 2,5 μs .

5.2.3. Cálculo do Capacitor de Filtro e dos Indutores

Seguindo os procedimentos adotados por (16), deve-se determinar o tamanho do núcleo a ser usado e o número de espiras. Para o dimensionamento do núcleo sabe-se, pela definição de indutância, que:

$$L = N \cdot \frac{B \cdot A_n}{I_0} \quad (5.7)$$

A relação da corrente com a área de cobre utilizada é dada por:

$$K_j \cdot A_j = N \cdot \frac{I_0}{J} \quad (5.8)$$

Combinando-se as equações (5.7) e (5.8), chega-se à seguinte relação:

$$A_j \cdot A_n = \frac{L \cdot I_0^2}{B \cdot J \cdot K_j} \quad (5.9)$$

O produto de A_j por A_n é um dos indicativos para se escolher o núcleo magnético a ser usado na confecção dos indutores. Os núcleos deverão suportar o máximo valor de fluxo que por eles passarem sem que o material magnético possa vir a saturar, o que torna as equações (5.7) e (5.9) válidas para quando a densidade de fluxo e a corrente são máximos. Assim:

$$A_j \cdot A_n = \frac{L \cdot I_{máx}^2}{B_{máx} \cdot J \cdot K_j} \quad (5.10)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{máx}}{B_{máx} \cdot A_n} \quad (5.11)$$

O uso de um entreferro é necessário para o armazenamento da energia em forma de campo magnético. A combinação do entreferro com o material magnético resulta em uma permeabilidade efetiva dada por:

$$\left. \begin{aligned} H &= \frac{N \cdot I_0}{l_m} \\ B &= \mu_e \cdot \mu_0 \cdot H \end{aligned} \right\} \mu_e = \frac{B \cdot l_m}{\mu_0 \cdot N \cdot I_0} \quad (5.12)$$

Através da teoria de circuitos magnéticos o comprimento do entreferro pode ser encontrado. Para essa pesquisa será utilizado para todos os indutores o núcleo do tipo E, posicionados um em oposição ao outro. Assim o circuito magnético resultante tem a seguinte característica:

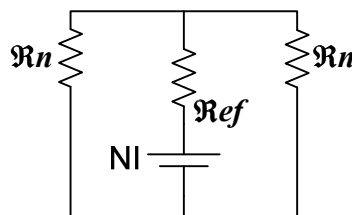


Figura 5. 1 – Circuito magnético equivalente para os indutores.

No circuito da Fig.5.1 $\mathfrak{R}$ representa a relutância e o termo NI a força magnetomotriz, representada pelo enrolamento do indutor. A partir do cálculo da relutância equivalente vista por NI obtém-se o entreferro (l_{ef}). As duas relutâncias $\mathfrak{R}_n$ estão em paralelo e em série com a relutância $\mathfrak{R}_{ef}$, o que resulta em uma relutância efetiva igual a:

$$\mathfrak{R}_e = \frac{\mathfrak{R}_n}{2} + \mathfrak{R}_{ef} \quad (5.13)$$

Sabendo-se que $l_m \pm l_{ef} \cong l_m$, a equação (5.13) pode ser reescrita:

$$\frac{l_m}{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot A_n} = \frac{2 \cdot l_m}{2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_n} + \frac{l_{ef}}{\mu_0 \cdot A_n} \quad (5.14)$$

Resolvendo para l_{ef} :

$$l_{ef} = l_m \cdot \left(\frac{1}{\mu_e} - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad (5.15)$$

De acordo com as equações obtidas, pode-se encontrar os possíveis núcleos para os indutores deste trabalho.

5.2.3.1. Cálculo do Núcleo do Indutor L_{r1}

Atribuindo os dados de corrente, fluxo magnético, densidade de corrente no cobre e taxa de ocupação da janela do núcleo na equação (5.10), obtém-se:

$$A_j \cdot A_n = \frac{5,7 \cdot 10^{-6} \cdot (8)^2}{0,2 \cdot 450 \cdot 10^4 \cdot 0,2} = 0,2 \text{ cm}^4 \quad (5.16)$$

De posse desse resultado pode-se escolher o núcleo cujo valor de $A_j A_n$ seja o mais próximo ao valor encontrado. O núcleo EE – 25/10/6 foi o escolhido por apresentar um $A_j A_n = 0,24 \text{ cm}^4$ e um $A_n = 0,39 \text{ cm}^2$, que fornece o número de espiras necessários para o indutor L_{r1} , segundo a equação (5.11):

$$N = \frac{5,7 \cdot 10^{-6} \cdot 8}{0,2 \cdot 0,39 \cdot 10^{-4}} \cong 6 \quad (5.17)$$

Para finalizar, encontra-se o tamanho do entreferro. Inicialmente encontra-se o valor da permeabilidade efetiva, para um comprimento magnético efetivo $l_m = 5,97 \text{ cm}$, tem-se:

$$\mu_e = \frac{0,25,97 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 6,8} = 197,94 \quad (5.18)$$

Finalmente, o valor do entreferro necessário será:

$$l_{ef} = 59,7 \cdot \left(\frac{1}{197,94} - \frac{1}{3500} \right) = 0,28 \text{ mm} \quad (5.19)$$

Para o cálculo e dimensionamento da bitola dos condutores deve-se atentar ao efeito pelicular ou *skin* que surge em operações com elevada frequência de chaveamento. Dessa forma, têm-se as equações:

$$A_{cobre} = \frac{ILr1_{rms}}{J} \quad (5.20)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{f_s} \quad (5.21)$$

Utilizando-se a equação (3.145) encontra-se o valor de $ILr1_{rms}$ que é igual a 4,5 A para a condição de carga nominal, o que resulta:

$$A_{cobre} = \frac{4,5}{4,5} = 1 \text{ mm}^2 \quad (5.22)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 0,18 \text{ mm}^2 \quad (5.23)$$

Como a área do condutor dada pelo efeito Skin é menor que a área dada pela capacidade de corrente, deve-se selecionar um condutor com área menor ou igual à dada pelo efeito Skin e entrelaçar quantos condutores forem necessários para que a área total de cobre seja igual à calculada.

Portanto, tem-se que o condutor AWG 25, com área de 0,16 mm², pode ser utilizado na construção desse indutor. E a quantidade de condutores em paralelo necessários é igual a:

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{condutor}} = \frac{1}{0,16} \cong 6 \text{ condutores} \quad (5.24)$$

5.2.3.2. Cálculo do Núcleo do Indutor L_{r2}

Novamente, atribuindo-se os dados de corrente, fluxo magnético, densidade de corrente no cobre e taxa de ocupação da janela do núcleo na equação (5.10), obtém-se:

$$A_j \cdot A_n = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot (7,4)^2}{0,2 \cdot 450 \cdot 10^4 \cdot 0,2} = 0,6 \text{ cm}^4 \quad (5.25)$$

Assim, o núcleo EE – 30/15/7 foi o escolhido. O núcleo proposto tem um $A_j \cdot A_n = 0,71 \text{ cm}^4$ e um $A_n = 0,59 \text{ cm}^2$, então o número de espiras necessários para a fabricação do indutor L_{r2} , segundo a equação (5.11) é :

$$N = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 7,4}{0,2 \cdot 0,59 \cdot 10^{-4}} \cong 12 \quad (5.26)$$

Para um comprimento magnético efetivo $l_m = 6,69 \text{ cm}$, tem-se:

$$\mu_e = \frac{0,2 \cdot 6,69 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 12 \cdot 7,74} = 114,6 \quad (5.27)$$

Finalmente, o valor do entreferro necessário será:

$$l_{ef} = 66,9 \cdot \left(\frac{1}{114,6} - \frac{1}{3500} \right) = 0,56 \text{ mm} \quad (5.28)$$

Utilizando-se a equação (3.148) encontra-se o valor de $I L_{r2_{rms}}$ que é igual a 2,7 A para a condição de carga nominal, o que resulta:

$$A_{cobre} = \frac{2,7}{4,5} = 0,6 \text{ mm}^2 \quad (5.29)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 0,18 \text{ mm}^2 \quad (5.30)$$

A área do condutor dada pelo efeito Skin também, como no indutor L_{r1} , é menor que a área dada pela capacidade de corrente, portanto, deve-se selecionar um condutor com área menor ou igual à dada pelo efeito Skin e entrelaçar quantos condutores forem necessários para que a área total de cobre seja igual à calculada.

O condutor AWG 25, com área de $0,16 \text{ mm}^2$, pode ser utilizado também na construção desse indutor. E a quantidade de condutores em paralelo necessários é igual a:

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{condutor}} = \frac{0,6}{0,16} \cong 4 \text{ condutores} \quad (5.31)$$

5.2.3.3. Cálculo do Núcleo do Indutor de Filtro

Para o cálculo do indutor de filtro utilizou-se a referência (17), capaz de fornecer uma boa estimativa para o cálculo do valor da indutância necessária. O valor mínimo da indutância é obtido pela equação:

$$L_{\min} = \frac{V_{in} \cdot D_{\min} \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot f \cdot I_0} = \frac{180 \cdot 0,25 \cdot (1 - 0,25)}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 8} = 21 \mu H \quad (5.32)$$

Esse valor representa o valor mínimo necessário para se utilizar. Contudo, utilizou-se um valor maior, igual a 150 μH , afim de se garantir um menor ripple de corrente, garantindo a operação do conversor em condução contínua.

A energia armazenada é dada pela equação que se segue:

$$E = \frac{1}{2} L_f \cdot I_0^2 = \frac{1}{2} \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 4,5^2 = 9,6 mJ \quad (5.33)$$

Atribuindo os dados de corrente, fluxo magnético, densidade de corrente no cobre e taxa de ocupação da janela do núcleo na equação (5.10), obtém-se:

$$A_j \cdot A_n = \frac{150 \cdot 10^{-6} \cdot (8)^2}{0,2 \cdot 450 \cdot 10^4} = 5,3 cm^4 \quad (5.34)$$

O núcleo EE – 42/21/20 foi o escolhido. O núcleo proposto tem um $A_j \cdot A_n = 6,14 cm^4$ e um $A_n = 2,4 cm^2$, então o número de espiras necessários para a fabricação do indutor de filtro L_f , segundo a equação (5.11) é :

$$N = \frac{150 \cdot 10^{-6} \cdot 8}{0,2 \cdot 2,4 \cdot 10^{-4}} = 25 \quad (5.35)$$

Para um comprimento magnético efetivo $l_m = 9,27 cm$, tem-se:

$$\mu_e = \frac{0,2 \cdot 9,27 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 25 \cdot 8} = 73,7 \quad (5.36)$$

Assim o valor do entreferro necessário será:

$$l_{ef} = 92,7 \cdot \left(\frac{1}{73,7} - \frac{1}{3500} \right) = 1,23 mm \quad (5.37)$$

Com um valor de corrente nominal I_0 igual a 8 A, encontra-se:

$$A_{\text{cobre}} = \frac{8}{4,5} = 1,78 \text{ mm}^2 \quad (5.38)$$

$$A_{\text{skin}} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 0,18 \text{ mm}^2 \quad (5.39)$$

O condutor AWG 25, com área de 0,16 mm², pode ser utilizado também na construção desse indutor. E a quantidade de condutores em paralelo necessários é igual a:

$$n_{\text{condutores}} = \frac{A_{\text{cobre}}}{A_{\text{condutor}}} = \frac{1,78}{0,16} \cong 11 \text{ condutores} \quad (5.40)$$

Os resultados obtidos fornecem uma boa indicação para a construção dos indutores, apresentando uma boa coerência com os resultados alcançados na prática.

5.2.3.4. Cálculo do Capacitor de Filtro

O capacitor de filtro é utilizado em paralelo com a carga com o propósito de diminuir a ondulação causada pela componente alternada da corrente no indutor L_f . A figura abaixo mostra a corrente alternada típica no capacitor de filtro.

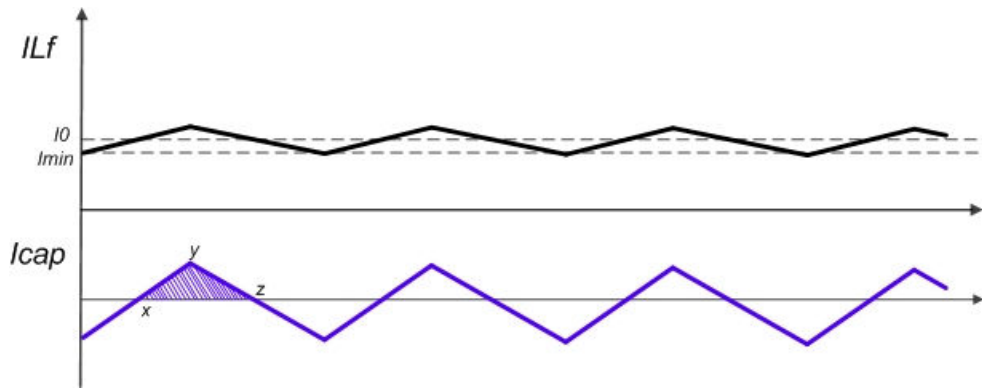


Figura 5. 2 – Forma de onda de corrente no indutor e no capacitor de filtro.

Em modo contínuo, a quantidade de carga suprida para o capacitor pode ser calculada pela área do triângulo xyz da Fig.5.2. Segundo a referência (17), o valor mínimo para o capacitor em função de um determinado nível de ondulação ΔV_{cf} é dado por:

$$C \geq \frac{D_{\min} \cdot (1 - D_{\min}) \cdot V_{in}}{8 \cdot L_f \cdot \Delta V_{cf} \cdot f^2} \quad (5.41)$$

Assim, para um nível de ondulação de 100mv o valor mínimo para o capacitor é:

$$C = \frac{0,25 \cdot (1 - 0,25) \cdot 180}{8 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 28 \mu F \quad (5.42)$$

Utilizou-se um capacitor de 33 μF , com uma tensão de isolamento de 250 V, de fácil obtenção comercial.

5.2.4. Projeto das Chaves e Diodos de Potência

Seguindo as equações elaboradas no capítulo 3 pode-se encontrar com facilidade as chaves e diodos de potência.

Tabela 5. 2 - Parâmetros de cálculo

Valores escolhidos	
V_{in}	180 V
I_0	8 A
T	10 μs
f_{01}	361.529 kHz
f_{02}	193.003 kHz
A	0.567
Δt_3	1.6 μs

Segundo a equação (3.145) a corrente eficaz ($i_{Lr1_{rms}}$) na chave S_1 para os parâmetros de cálculo acima mostrados é igual a 4,5 A, sendo 8 A o valor máximo que a mesma deve conduzir. Dada a disponibilidade de chaves no laboratório, utilizou-se o MOSFET IRFP460 com uma tensão de dreno-source V_{ds} de 500 V, e capacidade de condução de corrente a 25 °C de 20 A e a 100 °C de 13 A e 80 A de corrente pulsante para máxima largura de pulso limitada pela máxima temperatura de junção.

Para a chave S_2 , o valor eficaz da corrente $i_{Lr2_{rms}}$ dada pela equação (3.148) equivale a 2,73 A, sendo o MOSFET IRF 840 utilizado por apresentar uma tensão de dreno-source V_{ds} de 500 V, com uma capacidade de condução de corrente a 25 °C de 8 A e a 100 °C de 5,1 A e 32 A de corrente pulsante para máxima largura de pulso limitada pela máxima temperatura de junção.

Já a chave S_3 de acordo com a equação (3.159) apresenta uma corrente eficaz $i_{S3_{rms}}$ equivalente a 2,94 A, sendo o MOSFET IRF 840 também utilizado nesta aplicação.

Para o diodo D_0 , o valor eficaz segundo a equação (3.169) equivale a 5,75 A, sendo escolhido o diodo de rápida recuperação APT15D100K, com tensão reversa de 1000 V e

corrente de 15 A. O mesmo diodo foi utilizado no lugar de D_1 , que apresenta uma corrente eficaz de 4,5 A.

Para o diodo D_2 a corrente eficaz equivale a 2,73 A, sendo escolhido o diodo HFA08TB60, com uma tensão reversa de 600V e uma corrente de 8 A. A corrente eficaz para o diodo D_3 é igual a 2,94 A, sendo utilizado o mesmo diodo HFA08TB60 para essa aplicação.

5.3 Conclusão

Escolhidas as características do conversor, como potência de saída e as frequências envolvidas, foi possível se encontrar os valores dos indutores e do capacitor de ressonância. Os valores do indutor e capacitor de filtro também foram equacionados e obtidos para os parâmetros escolhidos.

Foram escolhidos os MOSFETs e os diodos rápidos e de posse de todos os valores encontrados, o estudo computacional através de simuladores pode ser efetuado e utilizado na confecção do conversor Buck On-Off ZCS.

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

O uso de simuladores computacionais trouxe grandes benefícios no teste de novos circuitos, evitando gastos excessivos com montagens, além de permitir ao usuário uma imensa gama de mudanças e ajustes, se adaptando com grande precisão aos resultados obtidos na prática.

Este capítulo apresentará resultados de simulação que serão tomados como base para a construção do protótipo. Resultados práticos obtidos com o protótipo gerado serão mostrados, resultando em um conjunto de formas de onda que validarão e consolidarão a proposta apresentada.

Uma análise de rendimento para o conversor Buck On-Off ZCS também se fará presente, além de serem geradas conclusões gerais sobre a nova célula e sobre sua aplicação no conversor Buck.

6.2 Simulações do Circuito Proposto

De acordo com os parâmetros escolhidos no capítulo 5, para uma potência de saída de 800 W e uma tensão de 100 V, têm-se uma carga de $12,5 \Omega$. Utilizando-se do software SPICE de simulação de circuitos elétricos através do pacote Orcad[®], foi possível se realizar a seguinte simulação:

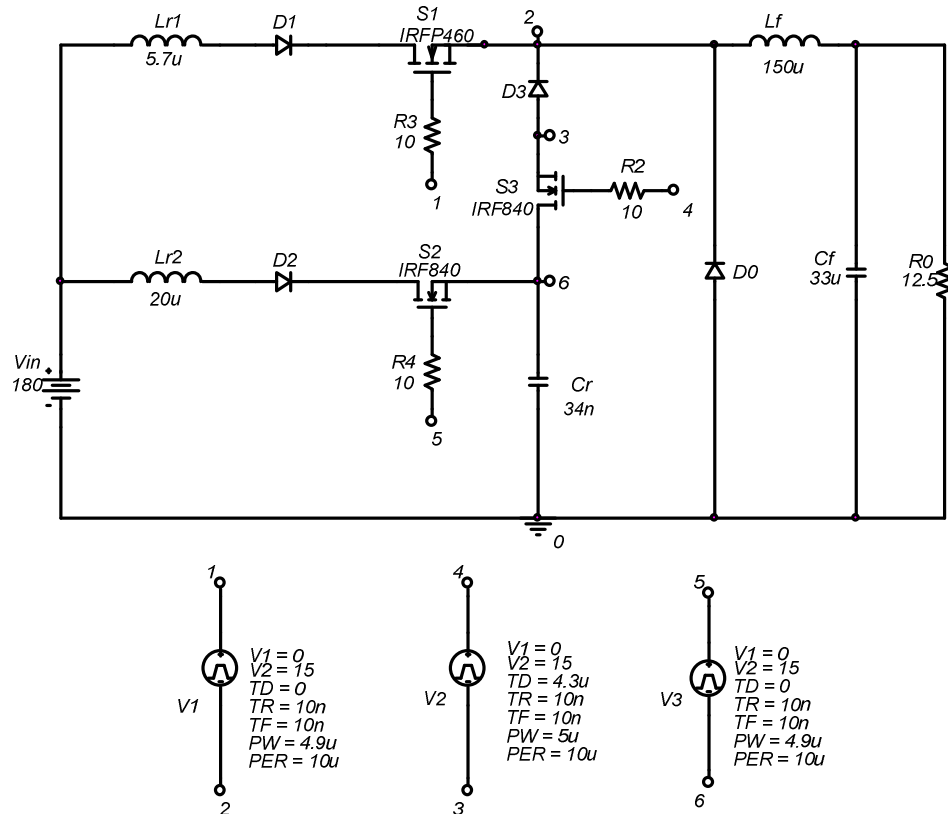


Figura 6. 1 – Circuito do conversor Buck On-Off ZCS simulado.

Abaixo seguem os resultados de simulação para o circuito descrito acima. A forma de onda observada na Fig. 6.2 mostra a corrente circulante e a tensão sobre a chave S_1 . A desejada característica ZCS é obtida tanto na entrada, quanto na saída de condução.



Figura 6. 2 – Gráfico da tensão (V_{ds1}) e corrente (i_{Lr1}) na chave S_1 .

A Fig. 6.3 mostra a tensão e a corrente na chave S_2 . Da mesma forma que na chave S_1 , a comutação não dissipativa é também garantida nessa chave.

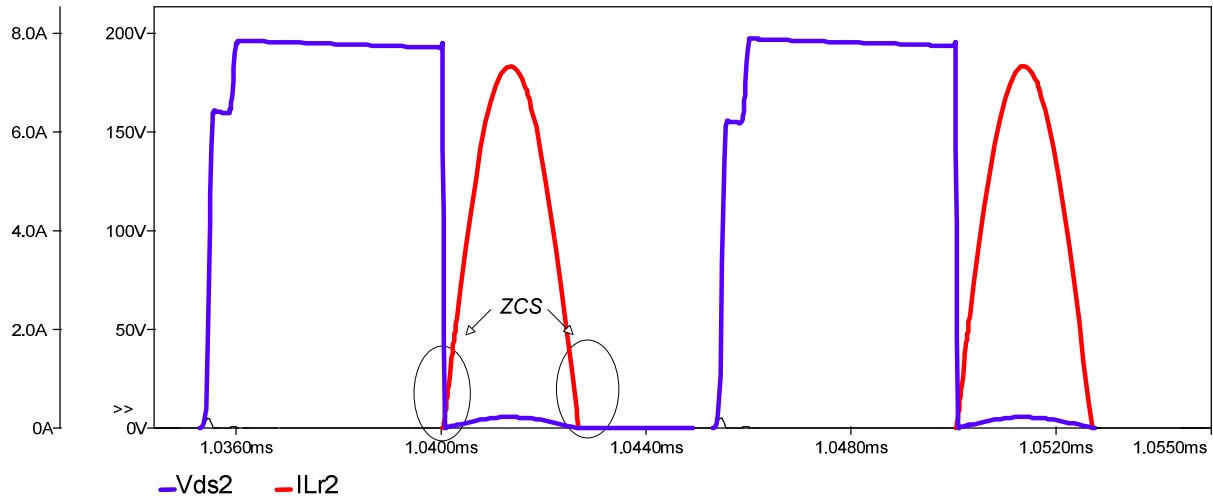


Figura 6. 3 – Gráfico da tensão (V_{ds2}) e corrente (i_{Lr1}) na chave S_2 .

Concluindo o estudo, na Fig. 6.4 pode-se observar também a operação ZCS para a chave S_3 , garantida da mesma forma que nas outras chaves, na entrada e na saída de condução. Pode-se observar que a tensão em todas as chaves é próxima a tensão de entrada V_{in} , como afirmado em capítulos anteriores.

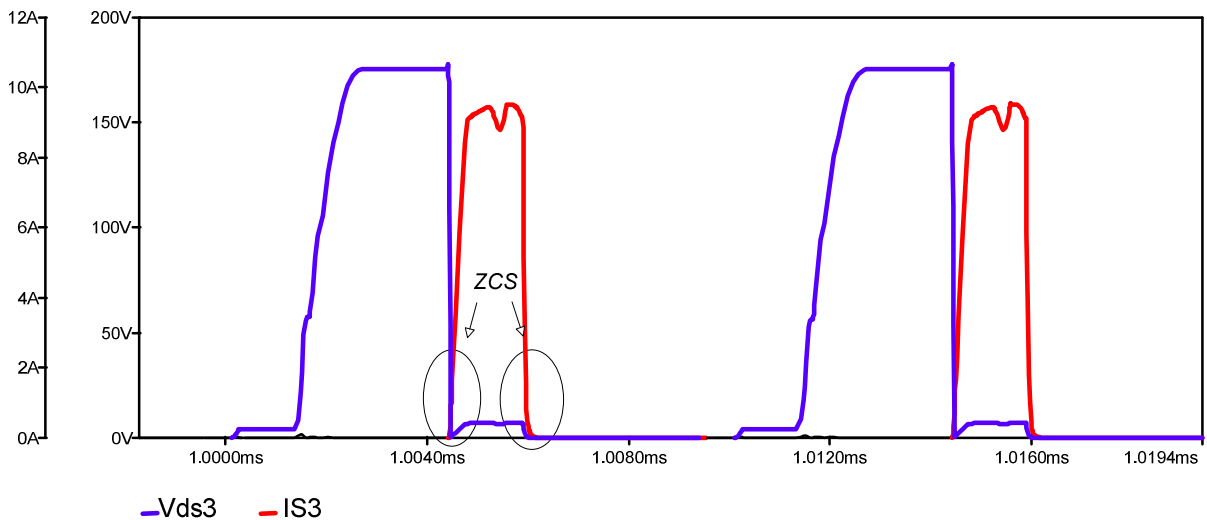
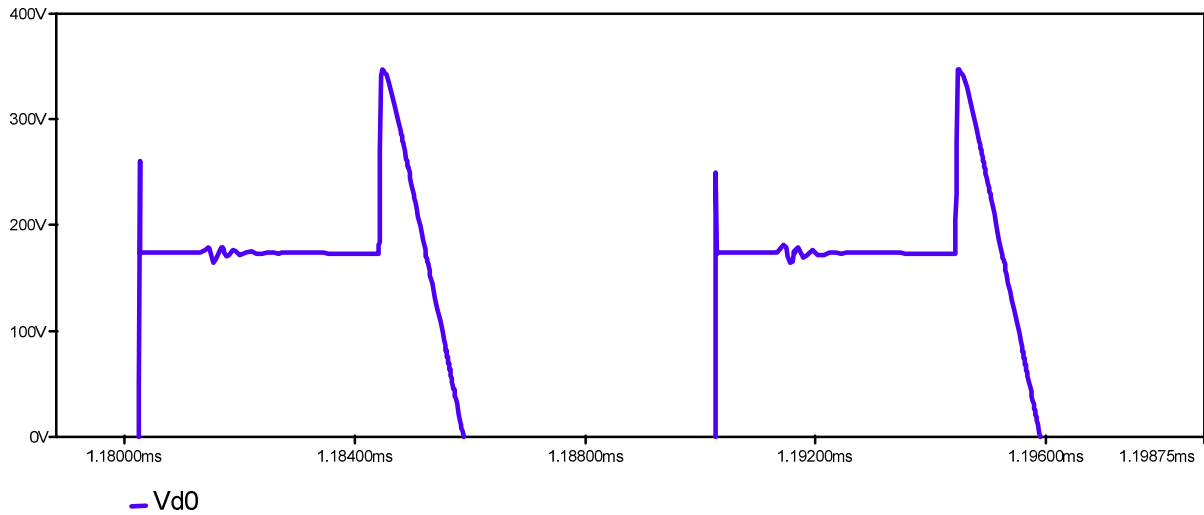
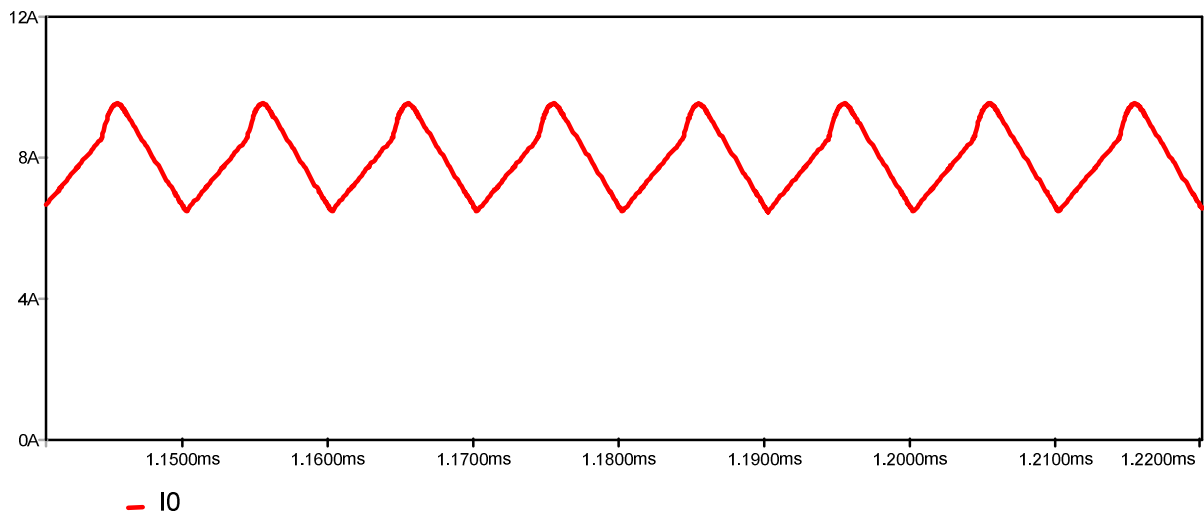


Figura 6. 4 – Gráfico da tensão (V_{ds3}) e corrente (I_{S3}) na chave S_3 .

A Fig. 6.5 apresenta o gráfico de tensão sobre o diodo de saída D_0 . Pode ser observado que a tensão máxima sobre este semicondutor é igual a duas vezes a tensão de entrada.

Figura 6. 5 – Tensão sobre o diodo de saída D_0 .

A próxima simulação refere-se à corrente no indutor de filtro L_f . Nota-se a operação em condução contínua para esse nível de carga, garantida pelo valor de indutância escolhido.

Figura 6. 6 – Corrente no indutor de filtro I_0 .

A seguir, as próximas figuras mostram os planos de fase. O primeiro plano de fase, mostrado na Fig. 6.7 exemplifica as etapas de funcionamento do conversor relacionadas à corrente i_{Lr1} . Com a observação do segundo plano de fase na Fig. 6.8, pode-se concluir que a corrente i_{Lr2} é puramente senoidal, sendo composta apenas de seu semi-ciclo positivo, demonstrada aqui pelo semi círculo traçado neste plano. Ambos planos de fase simulados são equivalentes aos teóricos traçados no capítulo 2.

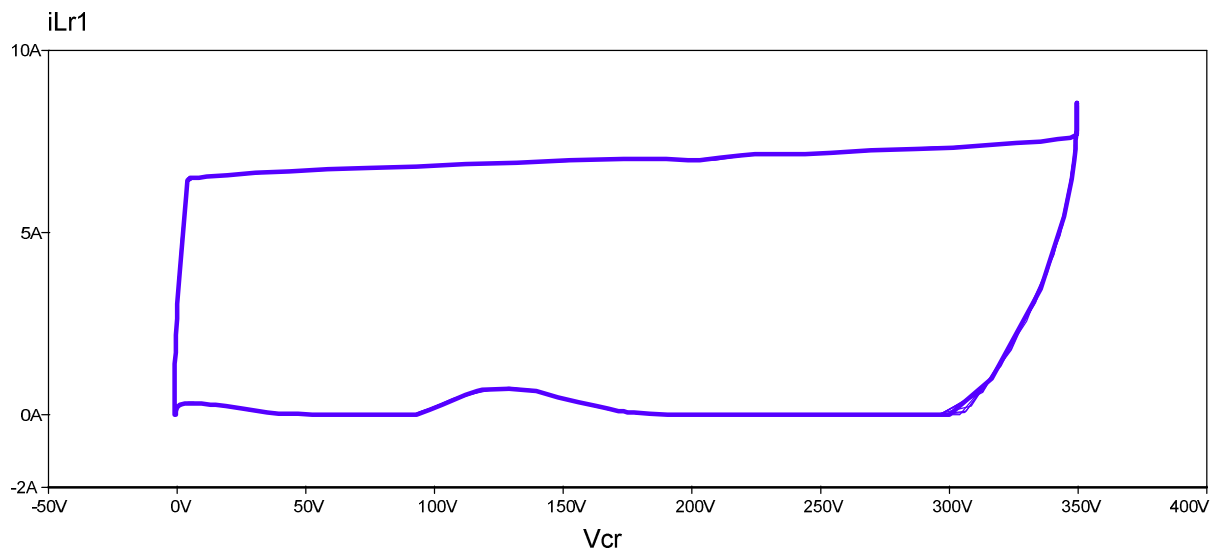


Figura 6. 7 – Primeiro plano de fase para o conversor proposto ($i_{Lr1} \times V_{cr}$).

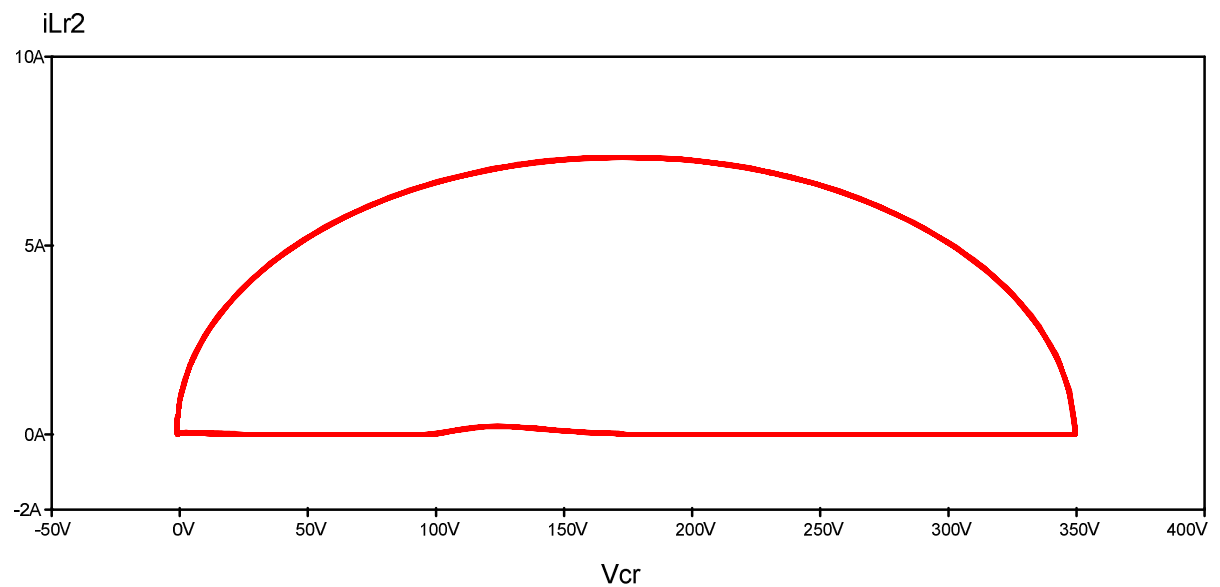


Figura 6. 8 – Segundo plano de fase para o conversor proposto ($i_{Lr2} \times V_{cr}$).

Concluindo os resultados de simulação, a Fig.6.9 seguinte representa tanto a tensão de entrada V_{in} quanto a tensão de saída V_0 . Pode-se observar que a tensão de saída converge para os 100 V desejados.

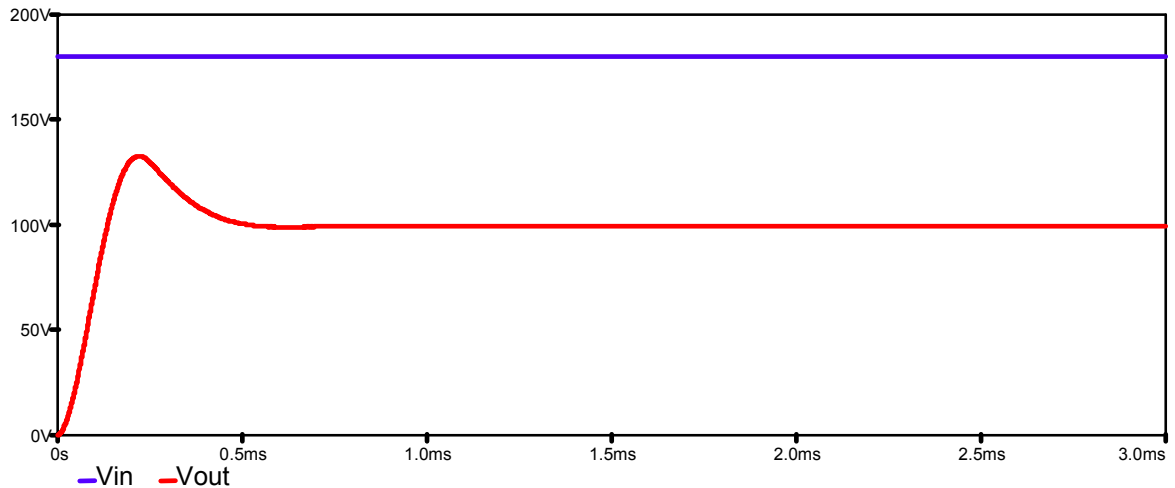


Figura 6. 9 – Gráfico da tensão de entrada e da tensão de saída para o conversor simulado.

6.3 Resultados Experimentais

De acordo com os resultados obtidos em simulação foi possível se construir o novo conversor Buck On-Off ZCS. O conversor foi colocado em funcionamento em malha aberta, sendo avaliadas as várias formas de onda, visando principalmente demonstrar o chaveamento não dissipativo em todas as chaves envolvidas. Os semicondutores, indutores e capacitores utilizados são descritos na tabela 6.1.

Tabela 6. 1 – Parâmetros do conversor

Tensão de entrada - V_{in}	180 V
Tensão de saída - V_{out}	100 V
Frequência de chaveamento - f	100 kHz
Potência de saída - P_0	800 W
Indutor de filtro - L_f	150 μ H
Indutores de ressonância L_{r1}/L_{r2}	5.7 μ H / 20 μ H
Capacitor de filtro - C_f	33 μ F
Capacitor de ressonância - C_r	34 nF
Diodos $D1$ e $D0$	APT15D100K
Diodos $D2$ e $D3$	HFA08TB60
Chave $S1$	IRFP460
Chaves $S2$ e $S3$	IRF840

A Fig. 6.10 ilustra a montagem do conversor proposto. Foi utilizado um capacitor cerâmico de 4.7 nF/1 kV interligando o terra do conversor de potência com o terra da fonte de alimentação do circuito de controle (Flyback) reduzindo ruídos e interferências indesejáveis.

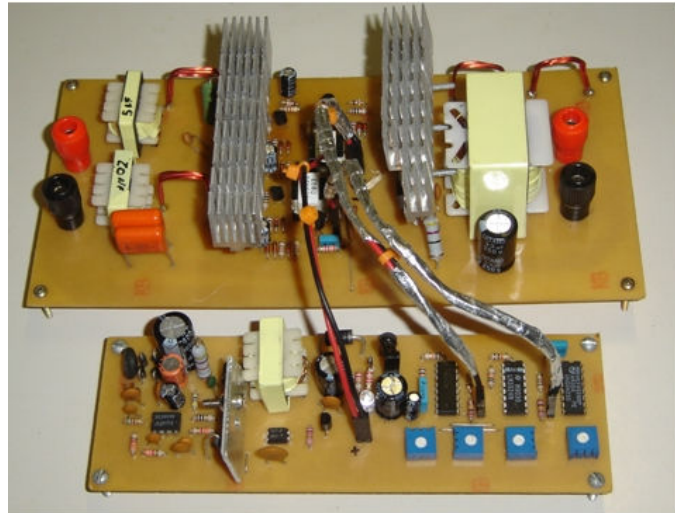


Figura 6. 10 – Foto do protótipo construído.

De acordo com o circuito de controle criado, outros valores de tensão de saída podem ser obtidos através da variação da largura de pulso da chave S_1 .

A próxima figura mostra a tensão e a corrente na chave S_1 . Pode-se observar que a comutação não dissipativa é alcançada, assim como previsto na análise teórica e na simulação realizada. A mesma forma de onda é ilustrada outra vez na Fig. 6.12 sendo detalhados os instantes de comutação da chave.

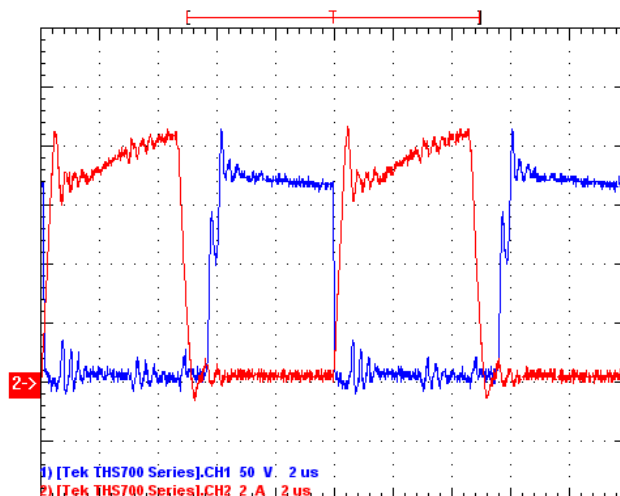


Figura 6. 11 – Tensão e corrente na chave S_1 (Escala de tensão-50V/div; escala de corrente-2A/div).

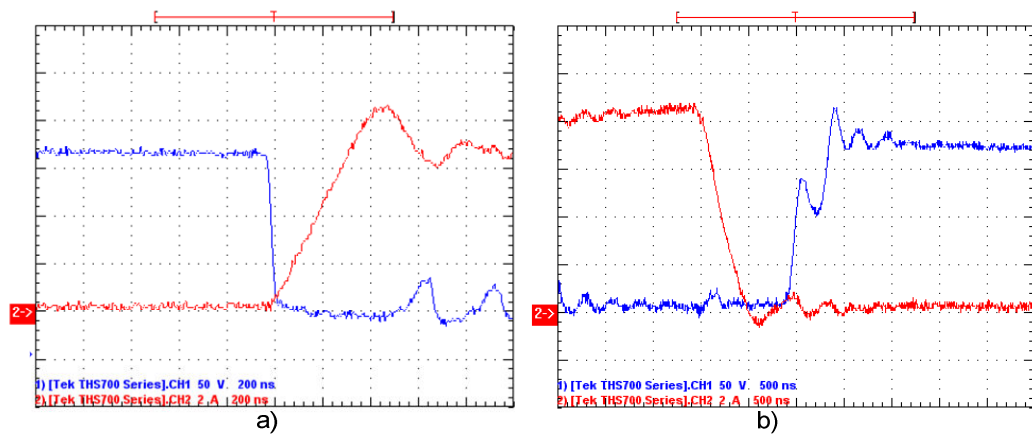


Figura 6. 12 – Zoom da Fig. 6.11; a) Entrada em condução; b) Saída de condução.

A Fig. 6.13 ilustra a tensão e a corrente sobre a chave S_2 . Novamente, a operação ZCS é observada, caracterizando a comutação não dissipativa nesse semiconductor. A Fig.6.14 mostra detalhadamente, os instantes de entrada em condução e saída de condução da chave S_2 .

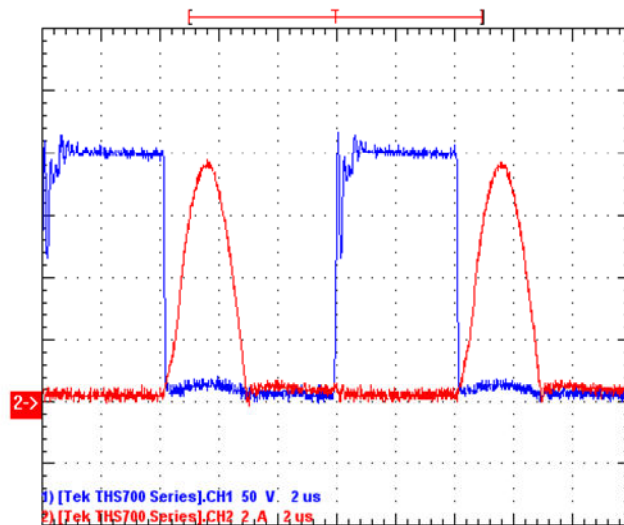


Figura 6. 13 – Tensão e corrente na chave S_2 (Escala de tensão-50V/div; escala de corrente-2A/div).

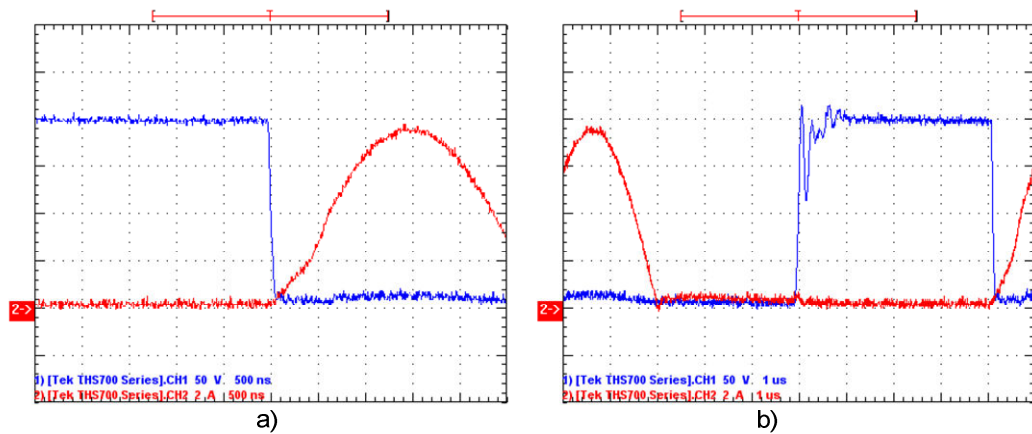


Figura 6. 14 – Zoom da Fig. 6.13; a) Entrada em condução; b) Saída de condução.

Finalmente a Fig. 6.15 mostra a tensão e a corrente sobre a chave S_3 . Assim como observado nas outras chaves, a comutação não dissipativa é observada também nesse semicondutor, garantida pela operação ZCS. A Fig.6.16 mostra detalhadamente, os instantes de entrada em condução e saída de condução da chave S_3 .

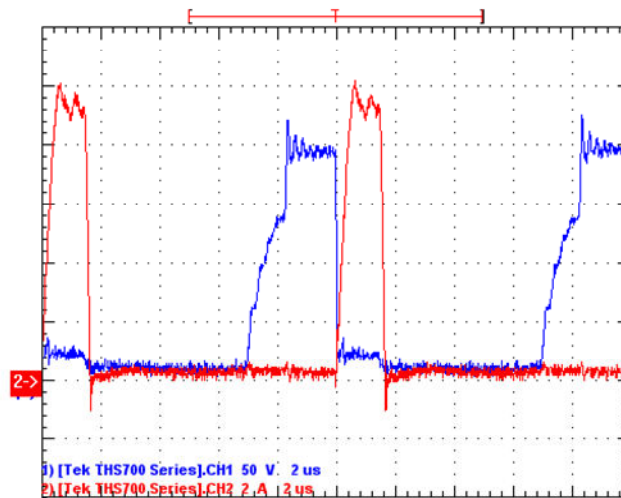


Figura 6. 15 – Tensão e corrente na chave S_3 (Escala de tensão-50V/div; escala de corrente-2A/div).

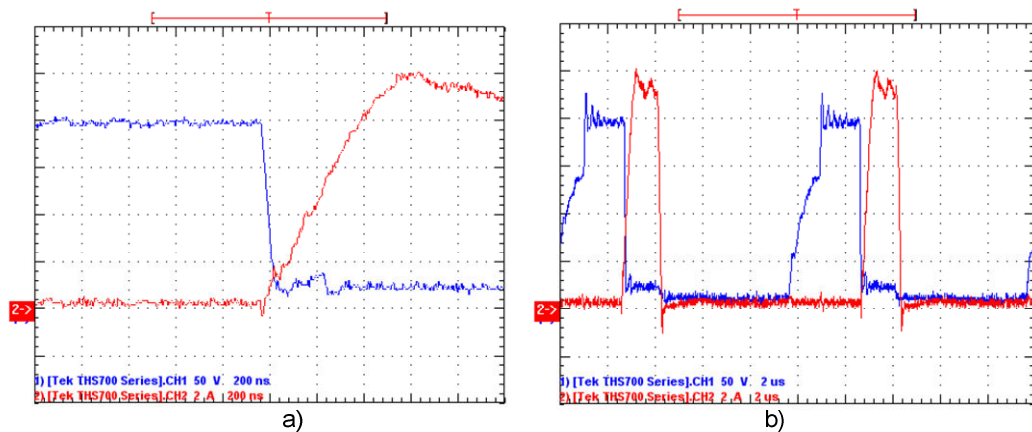


Figura 6. 16 – Zoom da Fig. 6.13; a) Entrada em condução; b) Saída de condução.

A próxima forma de onda representa a resposta relativa à tensão sobre o diodo de saída D_0 . Nota-se que uma oscilação de alta frequência se faz presente nessa forma de onda, sem, contudo, comprometer o funcionamento do conversor. O uso de um snubber nesse componente reduziria consideravelmente essa oscilação, prejudicando, porém, o rendimento da estrutura. Optou-se dessa forma pelo não uso do snubber, uma vez que a oscilação não ultrapassa em nenhum instante o valor máximo da tensão, que nesse caso é de 2 vezes a tensão de entrada.

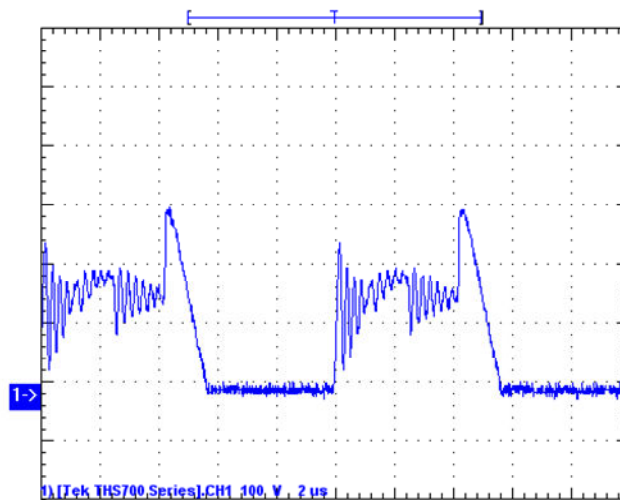


Figura 6. 17 – Tensão no diodo D_0 (Escala de tensão-100V/div).

Seguindo, tem-se a corrente no indutor de filtro L_f . Assim como visto em simulação, a condição contínua de funcionamento é observada nos resultados práticos.

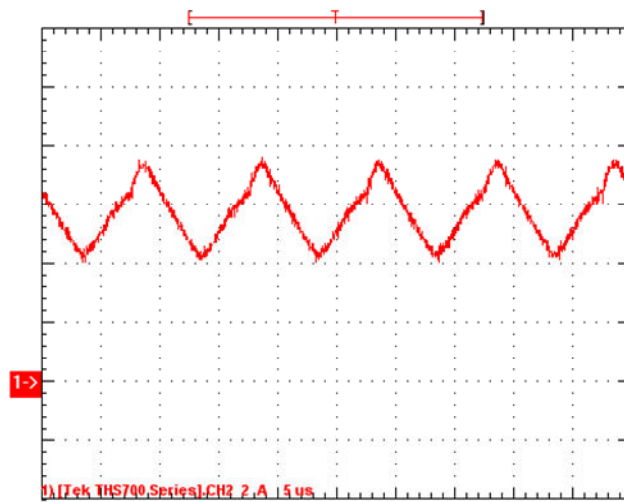


Figura 6. 18 – Corrente no indutor de filtro L_f (Escala de corrente-2A/div).

A Fig. 6.19 mostra a tensão no capacitor de ressonância C_r , a corrente i_{Lr1} e a corrente i_{Lr2} , representando as duas frequências de ressonância distintas presentes na célula.

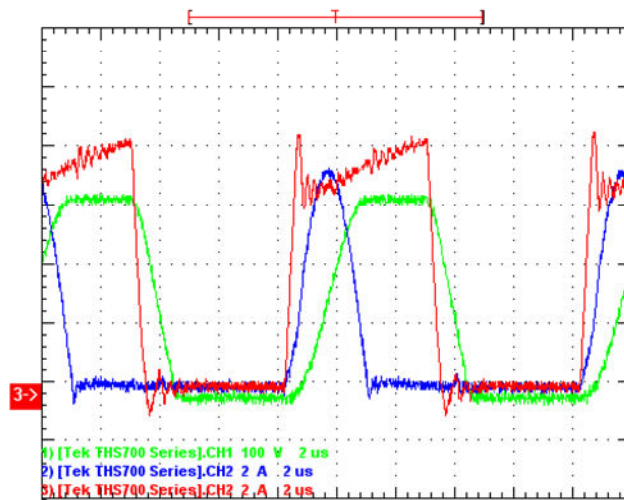


Figura 6. 19 – Tensão em C_r , corrente na chave S_1 e na chave S_2 .

As Fig. 6.20 e Fig. 6.21 representam os planos de fase obtidos. Ambos validam e comprovam os resultados teóricos e simulados obtidos.

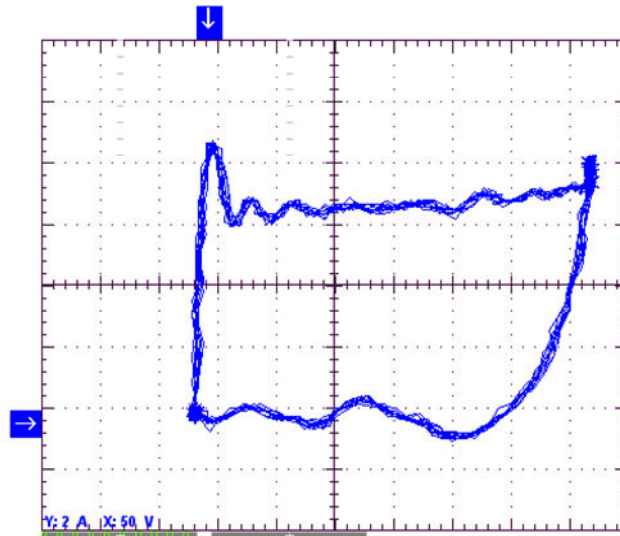


Figura 6. 20 – Primeiro plano de fase obtido ($i_{Lr1} \times V_{cr}$).

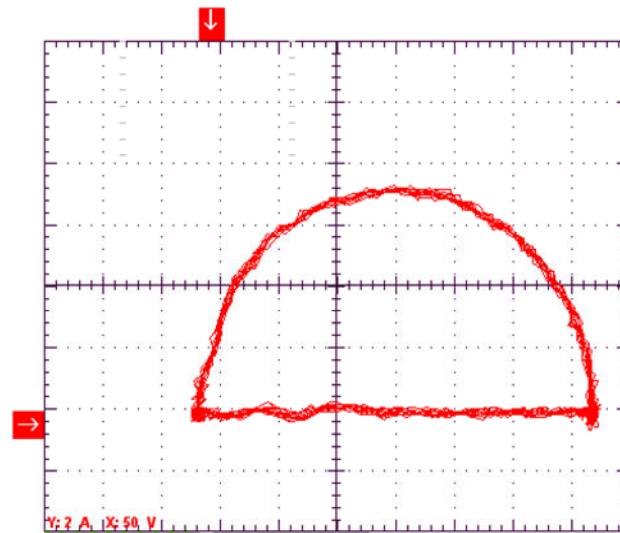


Figura 6. 21 – Segundo plano de fase obtido ($i_{Lr2} \times V_{cr}$).

Finalizando, a Fig. 6.22 representa as tensões de entrada e de saída.

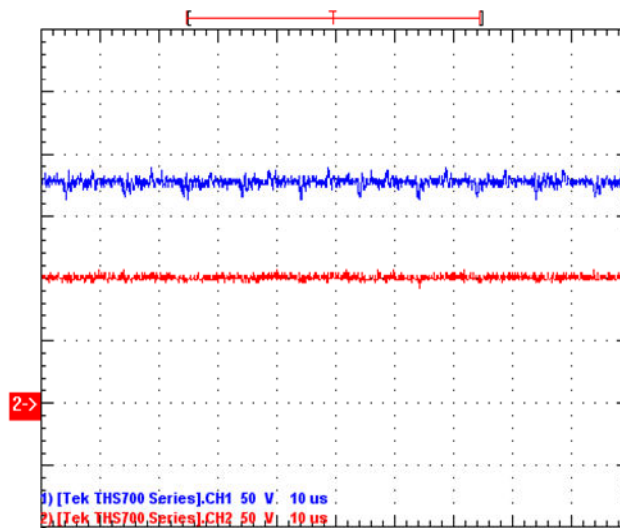


Figura 6. 22 – Tensão de entrada e de saída do conversor.

Os oscilogramas mostrados até aqui foram adquiridos através do uso do osciloscópio THS 710 Tektronix e do medidor de corrente TCP A300 Tektronix. A tensão de entrada V_{in} foi obtida através do uso da fonte de alimentação MCE mod.1310. Um medidor digital de potência Yokogawa WT 230 também foi utilizado a fim de se obter o rendimento da estrutura perante a variação de carga. A Fig. 6.23 é uma foto da bancada realizada:

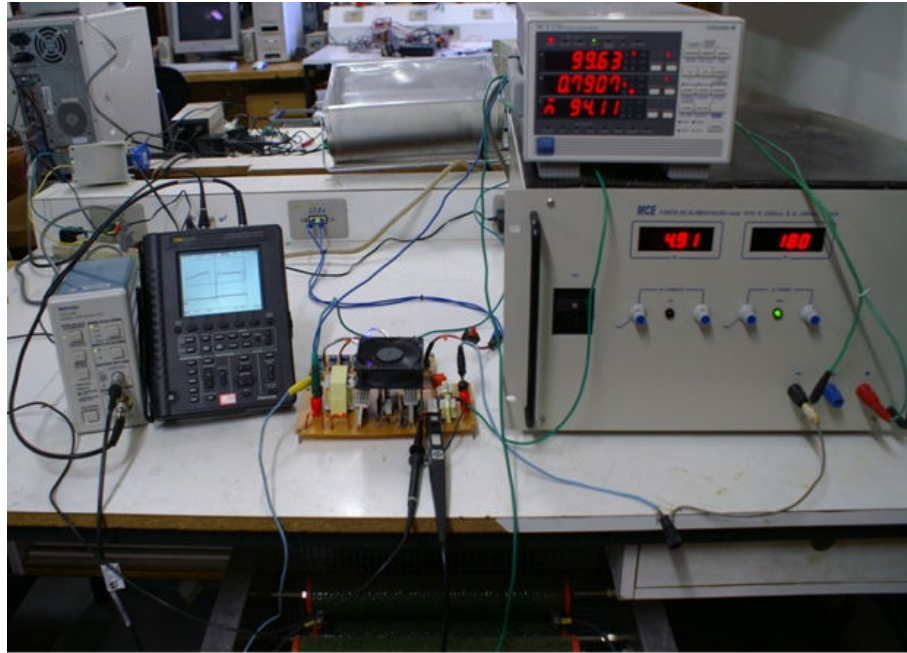


Figura 6. 23 – Ensaio do protótipo construído.

6.4 Análise de rendimento

Apesar de ser uma célula com grande quantidade de componentes eletrônicos e semicondutores, a sua aplicação no conversor Buck apresentou uma excelente resposta em rendimento, atingindo valores próximos a 96%.

Valores superiores a este, podem ser alcançados fazendo-se o uso de chaves com baixa resistência série e principalmente, com a utilização de outros diodos. Os diodos utilizados apresentam uma alta tensão direta, sendo 1,4 V para o diodo HFA08TB60 e 2,3 V para o diodo APT15D100K. Esses valores elevados de tensão direta, principalmente para os diodos D_1 e D_0 , onde o diodo APT15D100K é utilizado, prejudicam em grande parte o rendimento da estrutura. Diodos Schottky com baixa tensão direta seriam adequados para essa aplicação, todavia não foram encontrados os mesmos com capacidade de suportar os níveis de tensão para o protótipo construído.

O conversor Buck convencional se acionado a uma frequência de 100 kHz apresenta bons resultados de rendimento. Dessa forma, foi construído um conversor desse tipo, com as mesmas características do conversor Buck On-Off ZCS, utilizando-se como chave principal o MOSFET IRFP460, como diodo de roda livre o APT15D100K e os mesmos valores de indutor e capacitor de filtro, afim de se comparar a eficiência entre ambos. O gráfico de comparação do rendimento para as duas estruturas foi traçado e é mostrado abaixo:

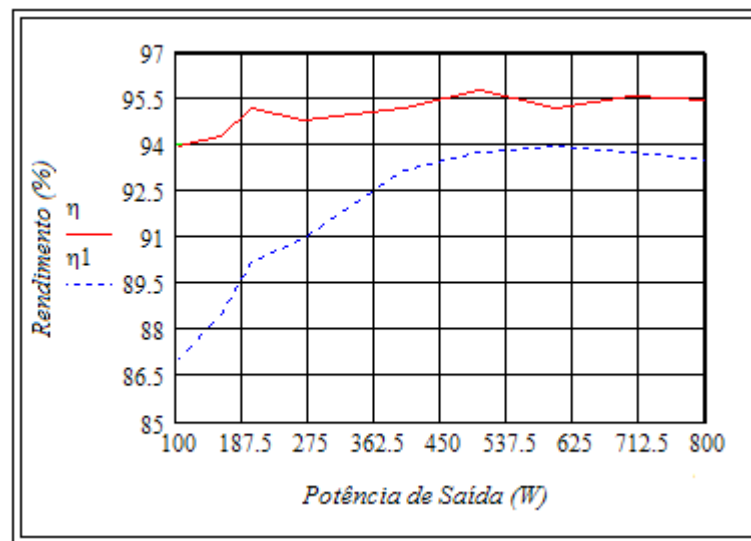


Figura 6. 24 – Gráfico de rendimento comparativo entre os conversores.

A curva em vermelho representa a característica do conversor Buck On-Off ZCS e em azul, a resposta do conversor Buck convencional. Observa-se que o novo conversor mantém um excelente rendimento para toda gama de carga utilizada, apresentando rendimento superior ao conversor Buck convencional em toda a faixa utilizada, mesmo para a frequência de 100 kHz, onde os conversores tradicionais ainda apresentam considerável eficiência.

6.5 Conclusões

Através do software SPICE foi possível avaliar o funcionamento da nova estrutura gerada, sendo observados resultados de simulação que validaram e possibilitaram a construção de um protótipo de 800 W. Pode-se observar no protótipo que as formas de onda apresentaram uma grande similaridade às formas de ondas do estudo teórico e de simulação, garantindo a operação ZCS tanto na entrada quanto na saída de condução de todas as chaves.

O estudo do rendimento da estrutura finaliza este capítulo, sendo realizada uma comparação entre o conversor Buck convencional e o conversor Buck On-Off ZCS, comprovando que a nova estrutura se manteve com um bom rendimento em toda gama de carga utilizada, comprovando sua eficácia.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL

7.1 Introdução

O primeiro capítulo apresentou a nova família de conversores com comutação ZCS na abertura e fechamento das chaves, com a substituição da célula PWM das topologias tradicionais pela célula criada, respeitando-se o princípio da invariância. A análise de funcionamento e as formas de onda teóricas foram efetuadas no capítulo 2, sendo o conversor Buck a topologia escolhida para aplicação da célula, dando origem ao conversor Buck On-Off ZCS.

O estudo matemático do novo conversor foi efetuado no capítulo 3, sendo desenvolvidas todas as equações relacionadas a cada etapa de funcionamento, gerando ao final, a equação de ganho estático para essa estrutura. Nesse mesmo capítulo foram traçados gráficos de resposta do ganho, demonstrando a resposta do conversor frente à variação de carga. Foi apresentado também um estudo sobre os valores de pico, médio e eficaz de corrente nos semicondutores através da dedução de equações matemáticas genéricas para a aplicação no conversor Buck On-Off ZCS, além da análise dos valores de tensão nos mesmos.

O capítulo 4 apresentou a operação do circuito de controle e as características específicas dos CIs envolvidos na geração dos sinais PWM. Os circuitos de geração, alimentação e isolamento dos sinais foram elaborados e construídos, possibilitando o disparo correto das chaves utilizadas.

A escolha das características do conversor foi efetuada no capítulo 5, possibilitando o ajuste dos valores de indutores, do capacitor de ressonância e do capacitor de filtro. Foram escolhidos também os MOSFETs e os diodos rápidos possibilitando a realização de simulações e conseqüente construção do novo conversor.

O último capítulo trouxe os resultados de simulação realizados através do uso do software SPICE de simulação de circuitos elétricos. A construção do protótipo de 800 W foi efetuada e as formas de onda obtidas comprovaram o funcionamento da estrutura. Todas as chaves apresentaram a desejada característica ZCS tanto na entrada quanto na saída de

condução, e ao final, o estudo de rendimento da estrutura foi realizado, apresentando uma resposta satisfatória em eficiência.

A inserção de circuitos ressonantes aos conversores tradicionais garantiu a abertura e/ou o fechamento das chaves semicondutoras sob corrente nula ou sob tensão nula, possibilitando a conversão de energia, realizada em alta frequência de chaveamento com garantia de alta eficiência. Outras vantagens, como a redução do nível de EMI irradiado ou conduzido, também foram alcançadas com essas estruturas, permitindo que a elevação da frequência de chaveamento não prejudicasse o controle eletrônico da própria estrutura ou mesmo de equipamentos colocados próximos a ele.

As vantagens acima foram alcançadas com o uso da nova célula, sendo observadas no novo conversor Buck On-Off ZCS construído. O estudo teórico do funcionamento da estrutura foi comprovado através de simulações, mas principalmente, através dos resultados práticos obtidos, demonstrando a eficácia da nova estrutura, principalmente na distribuição de corrente entre os semicondutores.

A abordagem da célula criada trouxe como principal característica, o fato da corrente circulante na chave principal ser composta somente pela corrente de carga. Da literatura existente, sabe-se que no conversor Buck PWM-ZCS-QRC a corrente na chave principal possui um valor de pico superior à corrente de carga exigida, o que acarreta na escolha de uma chave que possua uma capacidade de condução de corrente maior que a corrente de carga nominal. Na nova família de conversores com comutação ZCS na abertura e fechamento das chaves o semi-ciclo senoidal da corrente do tanque ressonante é desviado para uma chave auxiliar, o que garante uma distribuição uniforme da corrente nos semicondutores utilizados.

Assim, lista-se resumidamente as principais vantagens observadas:

- Comutação não dissipativa para todas as chaves envolvidas, sendo as mesmas operando em ZCS na entrada e na saída de condução;
- Eliminação do pico de corrente na chave principal, típica do conversor Buck PWM-ZCS-QRC;
- A tensão sobre as chaves não ultrapassa a tensão da fonte de entrada para o conversor Buck On-Off ZCS ;
- Comutação não dissipativa para toda faixa de carga;
- Alta frequência de chaveamento com alto rendimento;
- Baixo nível de ruído;

- Uso estendido de chaves, podendo ser utilizados IGBTs, MOSFETs, transistores e tiristores;
- A célula criada pode ser aplicada a qualquer topologia tradicional de conversores existente.

Como desvantagem da célula, observa-se o uso de mais componentes se comparado aos conversores quase-ressonantes.

7.2 Sugestões para Continuação do Trabalho

Como futuras implementações a partir da proposta inicial, pode-se destacar:

- A construção dos conversores citados no capítulo 1, consolidando a geração da nova família de conversores;
- Geração de um circuito de controle capaz de operar o conversor em malha fechada, assegurando a independência da tensão de saída com a carga aplicada;
- Utilização de chaves semicondutoras com baixa resistência série;
- Uso de diodos com menores tensões diretas;
- Uso de tiristores como chaves principais, o que diminuiria os diodos D_1 , D_2 e D_3 na célula;
- Utilização de maiores frequências de chaveamento;
- Construção de conversores para a aplicação em altas potências.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Wakabayashi, F.T.; Bonato, M.J.; Canesin, C.A, A new family of zero-current-switching PWM converter, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, v. 1, p. 451 – 456, 1999.
- [2] Bissochi Jr., C.A., **Proposta de uma nova família de conversores denominados EIE: Aplicações em áudio, análise genérica e resultados experimentais**. 2003. 297 f. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2003.
- [3] Freeland, S. & Middlebrook, R.D., A unified analysis of converters with resonant switches, **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 20 – 31, 1987 Record.(IEEE Publication 87CH2459-6).
- [4] Vorperian, V., Equivalent circuit models for resonant and PWM switches. **ISCAS'87**, Philadelphia, v. 3, p. 1080-1087, 1987. (IEEE Publication 87CH2394-5).
- [5] Freitas, L.C., **Modelagem dos conversores CC-CC PWM e ressonantes para a análise dinâmica sob perturbações de pequenas e grandes amplitudes**. 1992. 238 f. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1992.
- [6] Vieira, J.B.Jr., **Trabalho de conversores CC – PWM e ressonantes: Equacionamento**, Universidade Federal de Uberlândia, junho de 1998. 255 p. Apostila.
- [7] Cruz, D.F., **Contribuição ao estudo dos fenômenos de rádio-interferência provocados por fontes chaveadas: Análise, propostas de solução e resultados experimentais**. 1996. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 1996.
- [8] Lee, F.C.; High-frequency Quasi-Resonant converter technologies , **Proc. on the IEEE**, v. 76, no. 4, p. 337-389, April 1988.
- [9] Meynard, T.A.; Cheron, Y.; Foch, H.; Generalization of the resonant switch concept-structures and performances, **Sec. European Conference on Power Electronics and Applications**, p.239-244, 1987.
- [10] Liu, K.H.; Oruganti, R.; Lee, F.C.; Quasi-Resonant converters topologies and characteristics, **IEEE Transaction On Power Electronics**, v. 2, p. 62-74, 1987.

- [11] Vieira, Jr. J.B.; **Conversores quase-ressonantes: Novas topologias, projetos e análises**. 1991. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1991.
- [12] Brown, M.; **Practical switching power supply design**, Motorola Series, New York: Academic Press, Inc., 1990.
- [13] Erickson, R.W.; **Fundamentals of power electronics**, New York: Chapman & Hall, 1996.
- [14] Freitas, L.C.; Coelho Gomes, P.R., A high-power high-frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit, **IEEE Transactions On Power Electronics**, v. 10, no. 1, p. 19-24, January 1995.
- [15] de Paiva, E.P.; Freitas, L.C.; Farias, V.J.; Coelho, E.A.A.; Vieira, J.B.Jr.; A Quasi-Resonant zero-current-switching buck PWM converter using a nonlinear resonant inductor, **Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, v. 1, p. 318–324, March 1996.
- [16] Borges, A.J.N.; **Conversor duplo forward de comutação suave modulado por largura de pulso**. 2006. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.
- [17] Mello, Luiz F. P.; **Projetos de Fontes Chaveadas**, São Paulo: Érica, 1987. 292 p.
- [18] Mohan, N.; Undeland, T.M. & Robbins, W.P. **Power electronics: Converters, Applications and design**, 2. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1995. 802 p.
- [19] Freitas, L.C.; Farias, V.J.; Vieira, J.B.Jr.; **Eletrônica de potência**, Universidade Federal de Uberlândia. 261 p. Apostila.
- [20] Liang, S.-A., Design Optimization for LCD TV Power Supply with Resonant Technique, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 702 – 707, 2007.
- [21] Mishima, T.; Hiraki, E.; Tanaka, T.; Nakaoka, M., A Novel Low-Voltage / High-Current ZCS-PWM DC–DC Converter with Asymmetrical Auxiliary Edge-Resonant Lossless Snubber, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 748 – 753, 2007.

- [22] Carr, J.; Rowden, B.; Balda, J.C., A Three-Level Full-Bridge Zero-Voltage Zero-Current Switching Converter With a Simplified Switching Scheme, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 754 – 760, 2007.
- [23] Zhang, Y.; Xu, D.; Mino, K.; Sasagawa, K.; 1MHz-1kW LLC Resonant Converter with Integrated Magnetics, **Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, p. 955–961, March 2007.
- [24] Ilic, M.; Maksimovic, D.; Phase-Shifted Full Bridge DC-DC Converter with Energy Recovery Clamp and Reduced Circulating Current, **Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, p. 969–975, March 2007.
- [25] Carr, J.; Rowden, B.; Balda, J.C., A Three-Level Full-Bridge Zero-Voltage Zero-Current Switching Converter With a Simplified Switching Scheme, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 754 – 760, 2007.
- [26] Treviso, C.; Pereira, A.; Farias, V.; Vieira J.B.; Freitas, L.C., A 1.5KW operation with 90% efficiency of a two transistors forward converter with non-dissipative snubber, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 696 – 700, 1998.
- [27] Fontoura, K.L.; **Conversor full-bridge com snubber não dissipativo e correção de fator de potência natural**. 2000. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2000.
- [28] Tatibana, G.S.; **Proposta de uma fonte chaveada simétrica operando com fator de potência unitário**. 1997. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 1997.
- [29] Quin, L.; Xie, S.; Zhou, H., A novel family of PWM converters based on improved ZCS switch cell, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 2725 – 2730, 2007.
- [30] Wang, C-M, A new family of zero-current-switching (ZCS) PWM converters, **IEEE Transaction On Industrial Electronics**, v. 52, p. 1117-1125, 2005.
- [31] Cuk, S.; Middlebrook, R.D., A general unified approach to modeling switching converter power stage, **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 18 – 34, 1976.