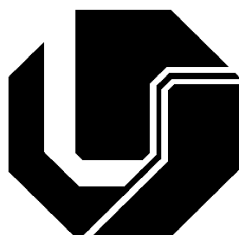


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



CONVERTOR BOOST QUADRÁTICO PWM ASSOCIADO À
CÉLULA DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO SR-ZVS-QRC

ORIENTADO: LEANDRO SOUSA VILEFORT
ORIENTADOR: DR. FÁBIO VINCENZI ROMUALDO DA SILVA
CO-ORIENTADOR: DR. JOÃO BATISTA VIEIRA JUNIOR

JULHO
2011

LEANDRO SOUSA VILEFORT

CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PWM ASSOCIADO À CÉLULA DE
AUXÍLIO À COMUTAÇÃO SR-ZVS-QRC

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de
Mestre em Ciências.

Área de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Uberlândia, 26 de Julho de 2011

Banca Examinadora

Prof. Dr. Fábio Vincenzi Romualdo da Silva (Orientador) - UFU

Prof. Dr. João Batista Vieira Júnior (Co-orientador) – UFU

Prof. Dr. Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira – UFU

Prof. Dr. Kleber Lopes Fontoura – CEFET Araxá

“O homem não é nada além daquilo que a educação faz dele”

Immanuel Kant

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pelo dom da vida, por estar presente e auxiliar nas minhas escolhas e me confortar nas horas difíceis.

À Nossa Senhora, que me intercede junto ao Pai.

Aos meus pais pelas muitas oportunidades que me proporcionaram, pelo carinho, amor e compreensão.

Ao meu irmão, pelos bons conselhos e companheirismo.

À minha namorada, Mayara, que esteve sempre ao meu lado apoiando e confortando nos momentos mais difíceis.

Aos Professores Fábio Vincenzi e João Batista pelos importantes ensinamentos tanto científicos quanto pessoais. Pela orientação e dedicação que contribuíram de forma decisiva para o desenvolvimento do trabalho.

Aos professores do grupo de Eletrônica de Potência, Prof. Luiz Carlos de Freitas, Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Prof. Valdeir José Farias e Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, pelos ensinamentos, motivação e auxílio.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, pelos incentivos, criatividade e companheirismo no decorrer do curso.

À Universidade Federal de Uberlândia e ao Programa CAPES pelo apoio financeiro.

Enfim, a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a conclusão desta importante etapa em minha vida profissional.

RESUMO

Este trabalho apresenta um conversor Boost Quadrático PWM associado à célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC. O conversor proposto possui elevado ganho de tensão, baixas perdas por comutação e interferência eletromagnética (EMI) reduzida, tornando-o apropriado para ser utilizado em células a combustível (H_2). Serão apresentadas etapas de operação, principais formas de onda, diagrama de fase, equação do ganho estático, ábacos do ganho estático pela razão cíclica (D) para diferentes pontos de operação e resultados experimentais de um protótipo montado em laboratório.

Palavras-Chave: Baixa Interferência Eletromagnética (EMI), Célula a Combustível (CaC), Célula de auxílio à Comutação, Comutação Suave, Conversor Boost Quadrático, Elevado Ganho de Tensão.

ABSTRACT

This work presents a Quadratic Boost PWM converter associated to the auxiliary commutation cell SR-ZVS-QRC. The proposed converter has high voltage gain, low switching losses and reduced electromagnetic interference (EMI), making it suitable for fuel cells (H_2) applications. There will be presented operation steps, main waveforms, phase diagram, static gain equation, graphics of static gain by duty cycle (D) for different operating points and experimental results of implemented prototype assembled in the laboratory.

Keywords: Low Eletromagnetic Interference (EMI), Fuel Cell, Auxiliary Commutation Cell, Soft Switching, Quadratic Boost Converter, High Step-Up Voltage Gain.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	IV
RESUMO	V
ABSTRACT	VI
SUMÁRIO	VII
ÍNDICE DE FIGURAS	XI
ÍNDICE DE TABELAS	XIII
SIMBOLOGIA	XIV
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	17
CAPÍTULO 2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SR-ZVS-QRC PWM	23
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	23
2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA	23
2.2.1 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	24
2.2.2 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	29
2.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA	31
2.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO (t_0, t_1) – PRIMEIRA ETAPA LINEAR PARA I_{Lr}	31
2.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO (t_1, t_3) – PRIMEIRA ETAPA RESSONANTE	32
2.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO (t_3, t_4) – SEGUNDA ETAPA LINEAR PARA I_{Lr}	35
2.3.4 - QUARTO ESTÁGIO (t_4, t_5) – TERCEIRA ETAPA LINEAR PARA I_{Lr}	35
2.3.5 - QUINTO ESTÁGIO (t_5, t_6) – ETAPA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	36
2.3.6 - SEXTO ESTÁGIO (t_6, t_7) – PRIMEIRA ETAPA LINEAR PARA v_{Cr}	37

2.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO (t_7, t_8) – SEGUNDA ETAPA LINEAR PARA v_{Cr}	37
2.3.8 - OITAVO ESTÁGIO (t_8, t_0) – ETAPA PWM DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA.....	38
2.3.9 - PLANO DE FASES	38
2.3.10 - GANHO ESTÁTICO	39
2.4 - DETERMINAÇÃO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE CARGA	
NORMALIZADA α	47
2.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NOS SEMICONDUTORES.....	48
2.5.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_1	49
2.5.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_2 E NO INTERRUPTOR S_a ..	50
2.5.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_0	52
2.5.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_r E NO INTERRUPTOR S_r ...	53
2.5.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S_p	55
2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	56
<i>CAPÍTULO 3 CIRCUITOS DE CONTROLE</i>	58
3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	58
3.2 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE PWM COM FREQUÊNCIA FIXA	58
3.3 - CONTROLE DO TEMPO MORTO	59
3.4 - LÓGICA DE CONTROLE DO INTERRUPTOR AUXILIAR (S_a).....	60
3.5 - ESCOLHA DAS PORTAS LÓGICAS E COMPARADORES.....	60
3.6 - CIRCUITOS DE GATILHO DOS INTERRUPTORES	60
3.7 - RAZÃO CÍCLICA EFETIVA x V_{ref}	61
3.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
<i>CAPÍTULO 4 METODOLOGIA DE PROJETO</i>.....	63

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	63
4.2 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	63
4.3 - CÁLCULO DO INDUTOR BOOST L_1	64
4.4 - CÁLCULO DO INDUTOR BOOST L_2	65
4.5 - PROJETO DO INDUTOR L_1	65
4.6 - PROJETO DO INDUTOR L_2	68
4.7 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO	70
4.7.1 - PASSO 1: DETERMINAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO	71
4.7.2 - PASSO 2: CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO	71
4.7.3 - PASSO 3: CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA	71
4.7.4 - PASSO 4: CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA R_L	72
4.7.5 - PASSO 5: CÁLCULO DO FATOR K	72
4.7.6 - PASSO 6: CÁLCULO DA CORRENTE DE CARGA I_0	72
4.7.7 - PASSO 7: CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR L_2	72
4.7.8 - PASSO 8: CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR L_1	72
4.7.9 - PASSO 9: CÁLCULO DA CORRENTE NO INTERRUPTOR S_p	72
4.7.10 - PASSO 10: CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C_1	72
4.7.11 - PASSO 11: DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR RESSONANTE C_r	73
4.7.12 - PASSO 12: DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA f_0	73
4.7.13 - PASSO 13: CÁLCULO DA FREQUÊNCIA ANGULAR ω_0	73
4.7.14 - PASSO 14: CÁLCULO DO INDUTOR L_r	74
4.7.15 - PASSO 15: CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA Z_0	74
4.7.16 - PASSO 16: CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE CARGA NORMALIZADA α	74
4.7.17 - PASSO 17: CÁLCULO DO PICO DA CORRENTE NO CAPACITOR DE RESSONÂNCIA C_r	74

4.7.18 - PASSO 18: CÁLCULO DO PICO DA CORRENTE NO INDUTOR DE RESSONÂNCIA	
L_r	74
4.7.19 - PASSO 19: CÁLCULO DOS INTERVALOS DE TEMPO DE CADA ETAPA DE	
OPERAÇÃO.....	74
4.7.20 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	75
4.8 - ANÁLISE DA REGIÃO DE OPERAÇÃO EM FUNÇÃO DE $I_{spmáx}$, V_i E Z_0.....	78
4.9 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	80
<i>CAPÍTULO 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</i>	<i>81</i>
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	81
5.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	81
5.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	89
<i>CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO GERAL.....</i>	<i>91</i>
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</i>	<i>95</i>
<i>PUBLICAÇÕES</i>	<i>98</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Conversor Boost Cascadeado	17
Figura 1.2 – Conversor Boost Quadrático.....	18
Figura 1.3 – Célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC.....	19
Figura 1.4 – Conversor Boost Quadrático ZVS-QRC	20
Figura 1.5 – Conversor Boost Quadrático ZCS-QRC	21
Figura 1.6 – Conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM	21
Figura 2.1 – Conversor Boost Quadrático associado à célula de comutação.....	23
Figura 2.2 – Primeiro estágio	25
Figura 2.3 – Segundo estágio	25
Figura 2.4 – Terceiro estágio.....	26
Figura 2.5 – Quarto estágio	27
Figura 2.6 – Quinto estágio	27
Figura 2.7 – Sexto estágio	28
Figura 2.8 – Sétimo estágio	29
Figura 2.9 – Oitavo estágio	29
Figura 2.10 – Formas de onda teóricas	30
Figura 2.11 – Plano de fases do conversor.....	38
Figura 2.12 – Formas de onda para cálculo do ganho estático.....	39
Figura 2.13 – Razão Cíclica x Impedância Característica de Carga.....	44
Figura 2.14 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$	45
Figura 2.15 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$ e $f_0/f = 16,46$	45
Figura 2.16 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$ e $f_0/f = 19,18$	46

Figura 2.17 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$ e $f_0/f = 30,05$	46
Figura 2.18 – Curva parametrizada de $\alpha_{\text{máx}}$ x D	48
Figura 3.1 – Circuito de controle PWM em malha aberta	58
Figura 3.2 – Circuito da fonte de tensão variável (V_{ref}).....	59
Figura 3.3 – Circuito de controle do tempo morto	59
Figura 3.4 – Lógica de controle do interruptor auxiliar (S_a)	60
Figura 3.5 – “Gate Driver” SKHI 10op da Semikron	61
Figura 3.6 – Fonte para “Gate Driver” SKHI PS2 da Semikron	61
Figura 4.1 – $\alpha_{\text{máx}}$ x D para $I_{\text{Spmáx}}$ a 25°C e a 80°C com $V_i = 50\text{V}$	79
Figura 4.2 - $\alpha_{\text{máx}}$ x D para $I_{\text{Spmáx}}$ a 25°C e a 80°C com $V_i = 24\text{V}$	79
Figura 5.1 - Esquema do circuito de potência e de controle simulado no PSIM	83
Figura 5.2 - Resultados de simulação - Tensão e Corrente no interruptor S_p	84
Figura 5.3 - Resultados experimentais - Tensão e Corrente no interruptor S_p	84
Figura 5.4 – Resultados de simulação – Tensão e Corrente no interruptor S_r	85
Figura 5.5 – Resultados experimentais – Tensão e Corrente no interruptor S_r	85
Figura 5.6 – Resultados de simulação – Tensão e Corrente no interruptor S_a	86
Figura 5.7 – Resultados experimentais – Tensão e Corrente no interruptor S_a	86
Figura 5.8 – Resultados de simulação – Corrente nos indutores L_1 e L_2	87
Figura 5.9 – Resultados experimentais – Corrente nos indutores L_1 e L_2	87
Figura 5.10 – Resultados de simulação – Corrente na entrada	88
Figura 5.11 – Resultados experimentais – Corrente de entrada	88
Figura 5.12 – Resultados experimentais de potência e tensão de entrada e saída e rendimento extraídos do Wattímetro Yokogawa WT230.....	89

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1 - Tipos de núcleo	66
Tabela 4.2 - Tamanho do núcleo	67
Tabela 5.1 – Parâmetros do ponto de operação	82
Tabela 5.2 – Parâmetros do protótipo	82

SIMBOLOGIA

μ_0	- Permeabilidade magnética do vácuo
μ_e	- Permeabilidade efetiva do núcleo
A_{cu}	- Área de seção transversal do fio de cobre
A_e	- Área efetiva do núcleo magnético
A_L	- Fator de indutância
A_p	- Produto das áreas úteis do núcleo
B	- Densidade de fluxo magnético
C_0	- Capacitor de filtro de saída
C_1	- Capacitor de filtro intermediário
CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Contínua
C_r	- Capacitor Ressonante
D	- Razão Cíclica
D_n	- Diodo “n”
EMI	- “Electromagnetic Interference” – Interferência Eletromagnética
f	- Frequência de Chaveamento
f_0	- Frequência de Ressonância
FM	- “Frequency Modulation” – Modulação em Frequência
G	- Ganho estático

I_{efn}	- Corrente eficaz em “n”
I_n	- Corrente média em “n”
I_{Pn}	- Corrente de pico em “n”
K_j	- Coeficiente de densidade de corrente nos fios
K_u	- Fator de utilização da área da janela
L_1	- Indutor boost 1
L_2	- Indutor boost 2
L_a	- Indutor auxiliar
l_e	- Largura efetiva do núcleo magnético
l_g	- Largura do entreferro
L_r	- Indutor Ressonante
N	- Número de espiras
P_0	- Potência de Saída
P_i	- Potência de Entrada
PWM	- “Pulse Width Modulation” – Modulação por Largura de Pulso
QRC	- “Quasi-Resonant Converter” – Conversor Quase-Ressonante
R_L	- Resistência de Carga
S_n	- Interruptor “n”
SR	- “Self-Resonant” – Auto-ressonante
T	- Período de Chaveamento
V_0	- Tensão de Saída
V_i	- Tensão de Entrada
V_n	- Tensão em “n”
Z_0	- Impedância característica da ressonância

-
- ZCS - “Zero Current Switching” – Comutação com corrente nula na saída de condução
- ZVS - “Zero Voltage Switching” – Comutação com tensão nula na entrada de condução
- ZVT - “Zero Voltage Transition” – Transição com tensão nula
- α - Impedância característica de carga normalizada
- Δt_n - Intervalo de tempo do estágio “n”
- ω - Frequência angular de chaveamento
- ω_0 - Frequência angular de ressonância

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

Algumas fontes alternativas de energia, como as células a combustível (H_2), disponibilizam energia na forma de fonte de tensão variando de 24 a 60 V. Esses valores são muito baixos se comparados com a tensão necessária na entrada de um inversor, quando uma conversão CC-CA é requerida. Por isso, é necessário utilizar um conversor CC-CC elevador. O conversor mais utilizado para tal aplicação é o Boost [1]. Contudo, seu ganho é limitado pelas perdas de condução, quando a razão cíclica se aproxima da unidade [2].

Ganhos elevados podem ser obtidos com o cascadeamento de dois conversores boost, pois o ganho de tensão passará a ter uma dependência quadrática com a razão cíclica [2], porém a estrutura resultante é volumosa [1], como mostrado na Figura 1.1.

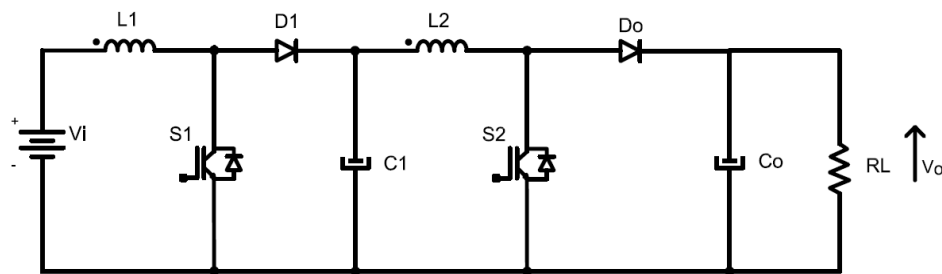


Figura 1.1 – Conversor Boost Cascadeado

O aumento da frequência de chaveamento faz com que reduza peso e volume dos elementos magnéticos. Em contrapartida, isso eleva as perdas por comutação e a emissão de ruídos eletromagnéticos (EMI). Além disso, estruturas cascadeadas utilizam mais de um interruptor, acentuando tais efeitos.

Tendo em vista a necessidade de ampliar a faixa de conversão em conversores CC-CC, em [2] é apresentada uma nova classe de conversores PWM cujo ganho de tensão possui dependência quadrática em relação à razão cíclica, contendo um único interruptor.

Derivado dos conversores quadráticos [2], em [3] é apresentado um conversor Boost Quadrático com um único interruptor. Para tal, foi feita uma simples alteração na posição de S_1 e sua substituição por um diodo, resultando na Figura 1.2.

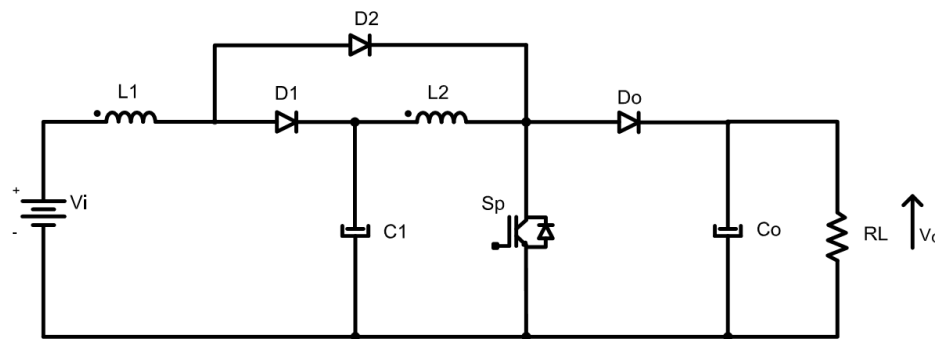


Figura 1.2 – Conversor Boost Quadrático

Outras topologias do conversor Boost Quadrático foram propostas em [1] e [4].

Para resolver os problemas gerados pela comutação dissipativa nos semicondutores, várias técnicas de comutação foram desenvolvidas até o momento.

Em [5], foi proposta uma série de novos conversores quase ressonantes com modulação em frequência (QRC-FM). Duas técnicas de comutação foram apresentadas nesse artigo. A primeira é a de comutação com corrente nula na saída de condução (ZCS). Ao incorporar um circuito LC ressonante, a forma de onda da corrente do interruptor é forçada a oscilar de forma quase senoidal, criando, portanto, condições de comutação com corrente nula.

A segunda técnica é a comutação com tensão nula na entrada de condução (ZVS). Ao utilizar-se uma malha ressonante LC, a forma de onda de tensão do interruptor pode ser

moldada em uma onda quase senoidal antes de seu fechamento. Desta forma, cria-se condição para que ocorra entrada em condução com tensão nula.

Os conversores QRC-FM possuem algumas desvantagens como limitação de carga, dificuldades de controle devido à frequência de chaveamento variável e esforços adicionais de tensão e/ou corrente, restringindo o uso dos mesmos [6].

Em [7], [8] e [9], foram propostos conversores quase ressonantes com frequência de chaveamento constante (QRC-PWM). Esses conversores têm a vantagem da implementação do controle com frequência de chaveamento fixa, porém possuem todas as outras desvantagens dos QRC-FM, o que limitam suas aplicações.

Até então, técnicas de comutação suave aplicadas aos conversores PWM, com exceção de alguns casos isolados, eram sujeitas a altos estresses de tensão e/ou de corrente. Em [10], foi proposta uma nova classe de conversores PWM de transição com tensão nula (ZVT). Usando uma malha ressonante em paralelo com os interruptores, os conversores propostos obtêm comutação com tensão nula para os interruptores ativos e passivos, minimizando os estresses de tensão e corrente.

Em [6], [11] e [12] é apresentada a célula de comutação auto-ressonante (SR) ZVS-QRC, capaz de operar sem perdas por comutação, com frequência de chaveamento elevada e sem a limitação de potência teórica presente nos conversores QRC-FM. Além disso, não necessita de fonte auxiliar e os interruptores não são submetidos a esforços adicionais de tensão e/ou de corrente. A Figura 1.3 ilustra essa célula de comutação.

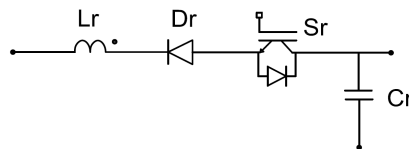


Figura 1.3 – Célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC

O interruptor principal tem característica de comutação ZVS e perdas reduzidas de comutação na saída de condução, devido ao capacitor C_r . O interruptor auxiliar S_r é fechado com baixas perdas de comutação devido ao indutor L_r e possui característica ZCS na saída de condução.

Existem ainda pesquisas de conversores com comutação não dissipativa contendo somente um interruptor ativo [13] e [19].

Um conversor Boost Quadrático com comutação suave foi proposto pela primeira vez em [14], conforme Figura 1.4. Com a introdução de duas malhas ressonantes, a comutação ZVS é obtida no interruptor principal. Com isso, eleva-se o rendimento da estrutura e reduz a emissão de ruídos por EMI. Além disso, a estrutura não apresenta estresses adicionais de tensão e/ou corrente nos semicondutores. Entretanto, utiliza-se muitos elementos adicionais ao circuito e, também, necessita de duas fontes auxiliares de tensão. Por fim, o ganho de tensão da estrutura é inferior ao do conversor Boost Quadrático convencional.

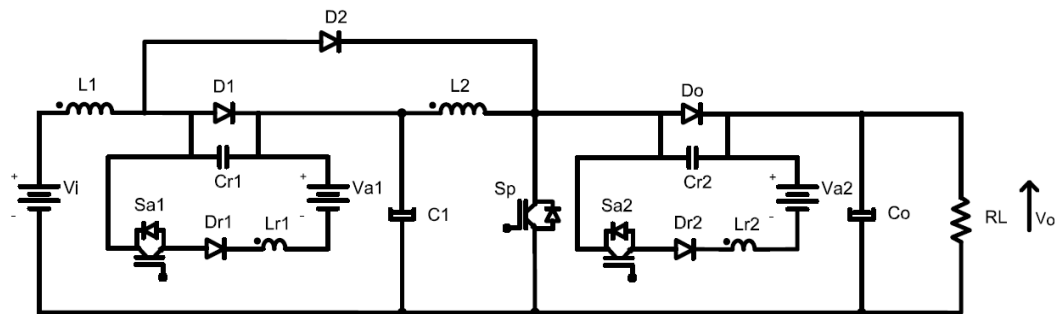


Figura 1.4 – Conversor Boost Quadrático ZVS-QRC

Outro trabalho, apresentado em [15], mostrado na Figura 1.5, utiliza uma única malha quase ressonante para obter comutação ZCS no conversor Boost Quadrático. A estrutura obteve rendimento elevado, porém apresenta esforços adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores, o que resulta em limitação de carga e aumento das perdas de condução. Além

disso, o ganho de tensão da estrutura é inferior ao do conversor Boost Quadrático convencional.

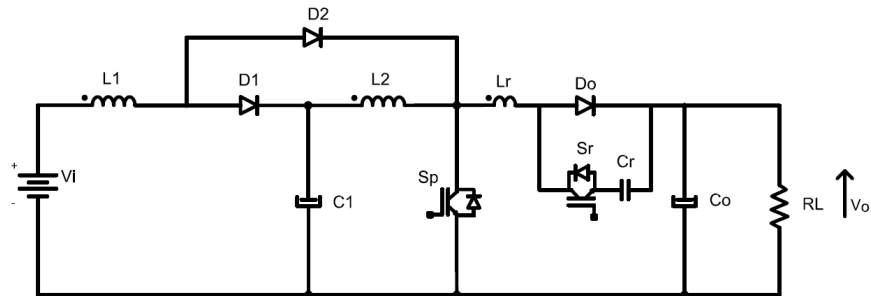


Figura 1.5 – Conversor Boost Quadrático ZCS-QRC

O conversor Boost Quadrático PWM proposto, mostrado na Figura 1.6, utiliza a célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC para reduzir as perdas por comutação e emissão de ruídos EMI.

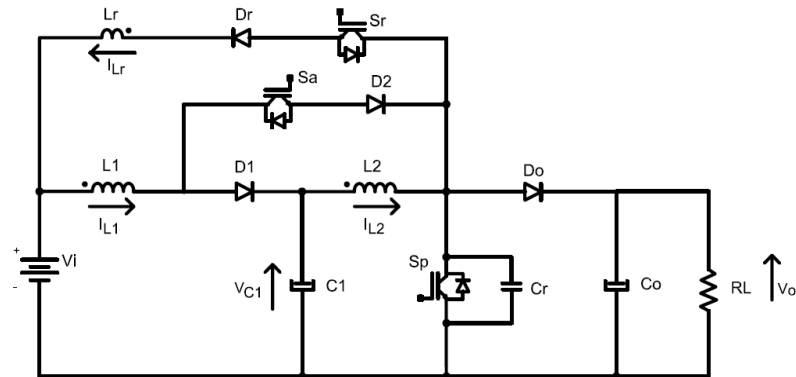


Figura 1.6 – Conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM

Além da célula de auxílio à comutação, foi necessária a inserção de um interruptor auxiliar (S_a) em série com o diodo D_2 para garantir que este não entre em condução durante a etapa de ressonância, prejudicando o funcionamento esperado da célula de comutação.

O interruptor S_p entra em condução no modo ZVS e, na abertura, a corrente é desviada para o capacitor C_r . Já o interruptor S_r é aberto com corrente nula (ZCS) e fechado com baixas perdas devido ao indutor L_r . Por fim, o interruptor S_a é aberto no modo ZCS e funciona com baixas perdas na entrada em condução, se um pequeno indutor for adicionado em série a ele.

Comparado aos conversores quadráticos com comutação suave apresentados em [14] e [15], o conversor proposto possui as seguintes vantagens:

- Pode apresentar ganho estático superior ao do Boost Quadrático convencional;
- Não necessita de fonte auxiliar de tensão;
- Não possui estresses adicionais de tensão nem de corrente nos semicondutores;
- A comutação é suave em todos os interruptores, tanto na entrada quanto na saída de condução.

Este trabalho consiste de um total de seis capítulos. No Capítulo 2 serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto. No Capítulo 3 será apresentada a estratégia de controle e os componentes utilizados. Já o Capítulo 4, trata dos procedimentos de projeto, seguido de um exemplo de projeto do conversor. O Capítulo 5 apresenta os resultados de simulação computacional e resultados experimentais obtidos com o protótipo construído em laboratório. Por fim, o Capítulo 6 contém as conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SR-ZVS-QRC PWM

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo mostrará as análises qualitativa e quantitativa do conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM. A análise qualitativa representa a exposição dos princípios de funcionamento do conversor, assim como suas respectivas etapas de funcionamento, formas de onda e detalhes de comutação. Na análise quantitativa serão desenvolvidos os cálculos dos intervalos de tempo de cada etapa de operação em um período completo de funcionamento. Por fim, será obtido o ganho estático do conversor.

2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA

A Figura 2.1 mostra o circuito esquemático simplificado do conversor Boost Quadrático associado à célula de comutação.

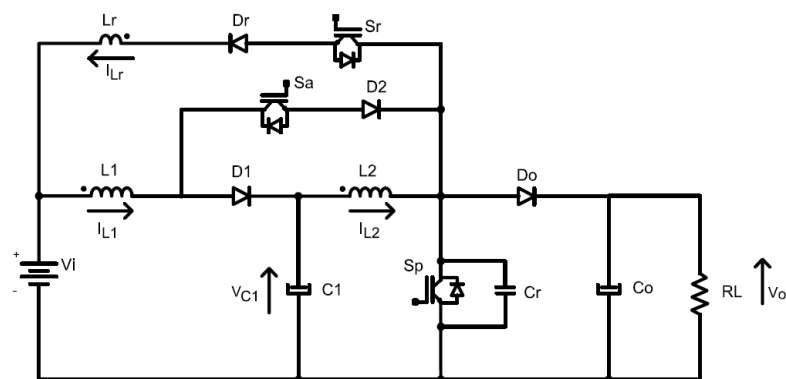


Figura 2.1 – Conversor Boost Quadrático associado à célula de comutação

2.2.1 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A seguir, será apresentada uma análise teórica completa para o conversor mostrado na Figura 2.1.

O estudo inicia-se com a descrição dos oito estágios de operação presentes em um ciclo de chaveamento. Para realizar a análise qualitativa do conversor, são feitas as seguintes considerações, em regime permanente:

- A fonte de tensão de entrada é considerada ideal (V_i);
- Os filtros capacitivos C_1 e C_0 são grandes o suficiente para que sejam considerados como fontes de tensão constantes (V_{C1} e V_0);
- Indutores e capacitores são considerados ideais;
- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- Os interruptores são bidirecionais em corrente (S_p , S_r e S_a);
- No início do primeiro estágio de funcionamento, considera-se que o capacitor ressonante C_r esteja carregado com tensão V_0 e a corrente no indutor ressonante L_r esteja nula.

2.2.1.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO (t_0 , t_1)

Inicia-se com o fechamento do interruptor S_r . Durante este estágio, a corrente ressonante I_{Lr} cresce linearmente até atingir o valor de I_{L2} , bloqueando o diodo D_0 . O capacitor ressonante C_r permanece carregado com a tensão V_0 constante.

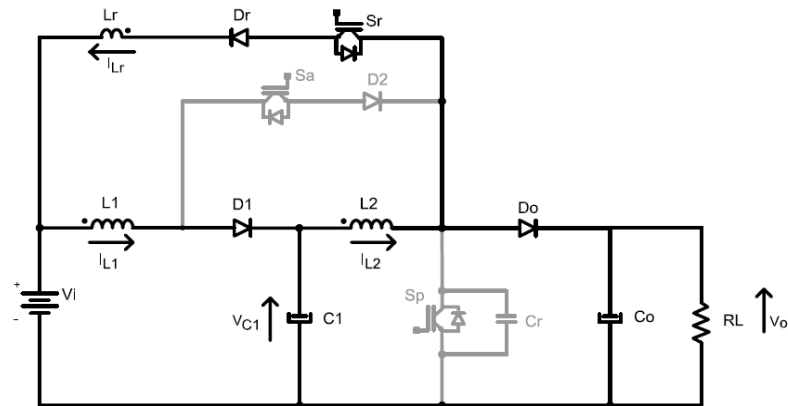


Figura 2.2 – Primeiro estágio

2.2.1.2 - SEGUNDO ESTÁGIO (t_1 , t_3)

Esta é a etapa ressonante, que é iniciada quando o diodo D_0 é bloqueado e termina quando a tensão no capacitor ressonante C_r é anulada. Surge aqui a necessidade de adicionar um interruptor auxiliar (S_a) em série ao diodo D_2 para que, em t_2 , o diodo D_2 não entre em condução quando V_{Cr} atingir o valor de V_{C1} . Além disso, a partir de t_2 , o indutor L_2 começa a ser carregado, pois V_{Cr} torna-se menor que V_{C1} .

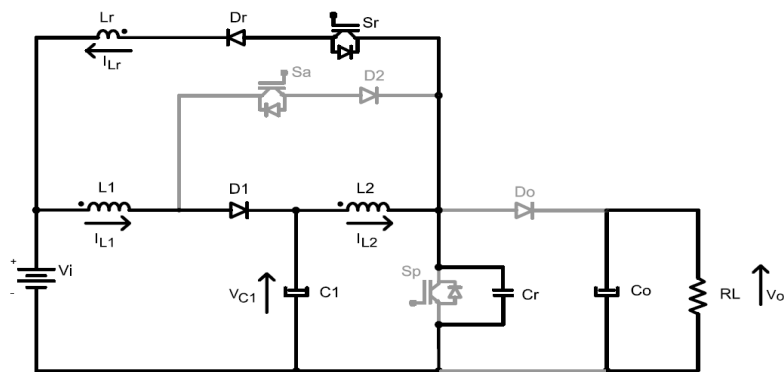


Figura 2.3 – Segundo estágio

2.2.1.3 - TERCEIRO ESTÁGIO (t_3, t_4)

Este estágio é a segunda etapa linear de corrente através do indutor ressonante L_r . No final da segunda etapa, a tensão no capacitor C_r é nula e a corrente da malha ressonante passa a fluir pelo diodo de corpo do interruptor S_p , permitindo o fechamento de S_p no modo ZVS. A corrente I_{L_r} decresce linearmente até atingir o valor mínimo de I_{L2} . O indutor L_2 é carregado pela fonte V_{C1} . O tempo de duração desta etapa pode variar a critério do projetista, desde que o valor da corrente I_{L_r} seja maior ou igual a I_{L2} . A qualquer momento pode-se fechar o interruptor S_p .

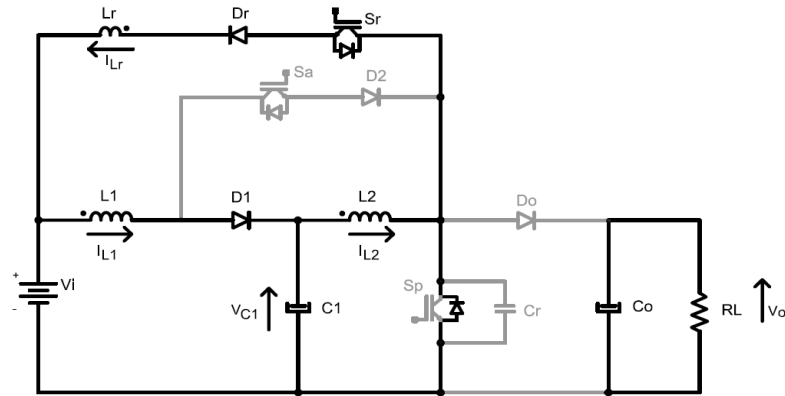


Figura 2.4 – Terceiro estágio

2.2.1.4 - QUARTO ESTÁGIO (t_4, t_5)

Tem início com o fechamento dos interruptores S_a e S_p . É a terceira etapa linear para o indutor ressonante L_r . A corrente I_{L_r} decresce linearmente até tornar-se nula, enquanto a corrente em S_p cresce linearmente até assumir por completo as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Os indutores L_1 e L_2 são carregados pelas fontes de tensão V_i e V_{C1} , respectivamente.

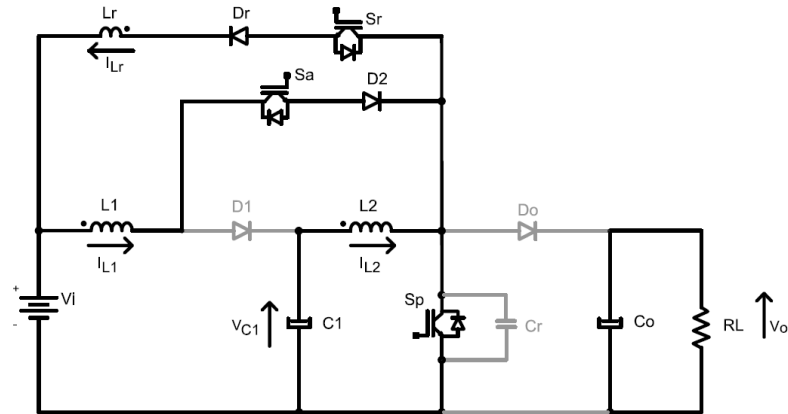


Figura 2.5 – Quarto estágio

2.2.1.5 - QUINTO ESTÁGIO (t_5 , t_6)

Esta etapa inicia-se quando a corrente no indutor ressonante fica igual a zero. Esta é a etapa *PWM* de armazenamento de energia, durante a qual a corrente I_{L1} cresce por ação da fonte de tensão V_i e I_{L2} cresce devido à tensão no capacitor C_1 . A etapa termina quando o interruptor S_p é desligado. A qualquer instante o interruptor S_r pode ser desligado no modo *ZCS*.

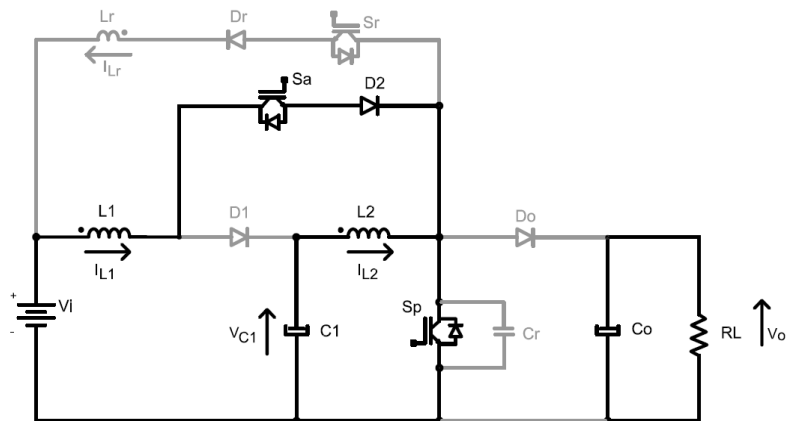


Figura 2.6 – Quinto estágio

2.2.1.6 - SEXTO ESTÁGIO (t_6 , t_7)

Esta etapa inicia-se com a abertura do interruptor S_p . Caracteriza-se por ser a primeira etapa linear para a tensão no capacitor C_r . Este assume a corrente do interruptor S_p e carrega linearmente até atingir a tensão V_{C1} , quando o diodo D_2 bloqueia. Isso permite que o interruptor S_p seja desligado sem perdas de comutação.

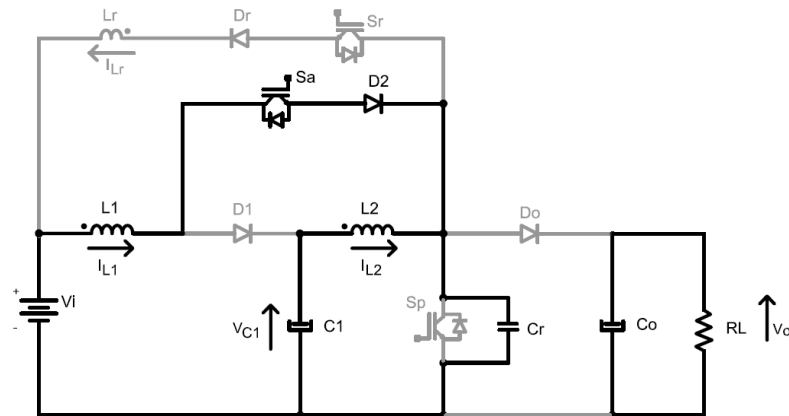


Figura 2.7 – Sexto estágio

2.2.1.7 - SÉTIMO ESTÁGIO (t_7 , t_8)

Inicia-se com o bloqueio do diodo D_2 e a conseqüente entrada de condução do diodo D_1 . É a segunda etapa linear para a tensão no capacitor C_r . Entretanto, ele é carregado com corrente constante I_{L2} e sua tensão cresce linearmente até atingir a tensão de saída V_o , terminando com a entrada de condução do diodo D_0 .

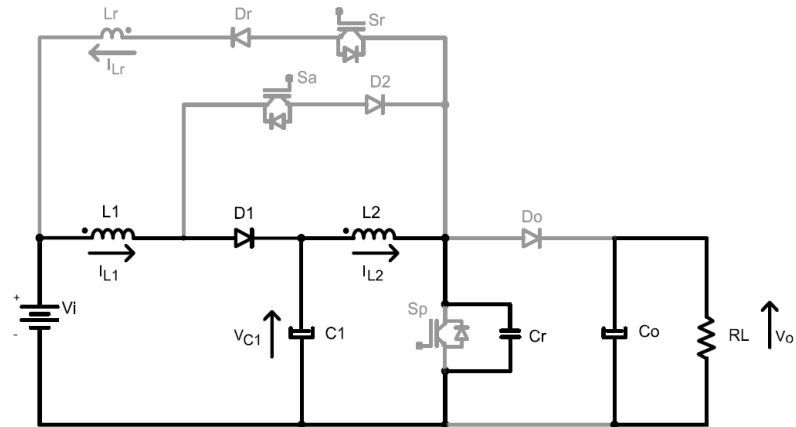


Figura 2.8 – Sétimo estágio

2.2.1.8 - OITAVO ESTÁGIO (t_8 , t_0)

É a etapa PWM de transferência de energia. Inicia-se com a entrada de condução do diodo de saída D_o e termina quando o interruptor S_r é fechado. A energia acumulada em L_1 é transferida para C_1 e a acumulada em L_2 é transferida para C_o .

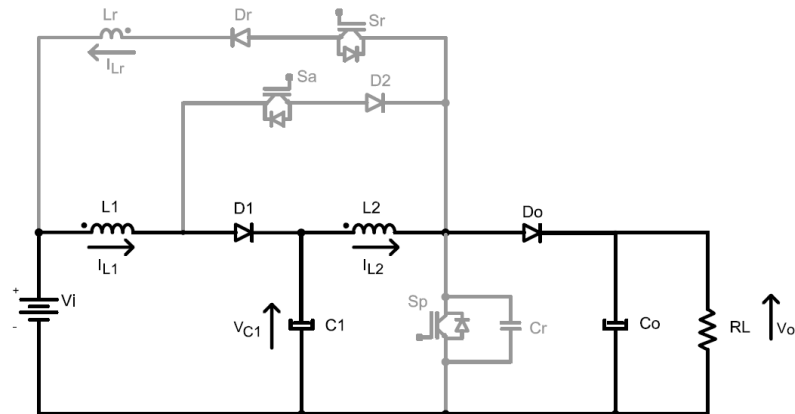


Figura 2.9 – Oitavo estágio

2.2.2 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

Dos estágios de operação, podem-se obter as formas de onda mostradas na Figura 2.10.

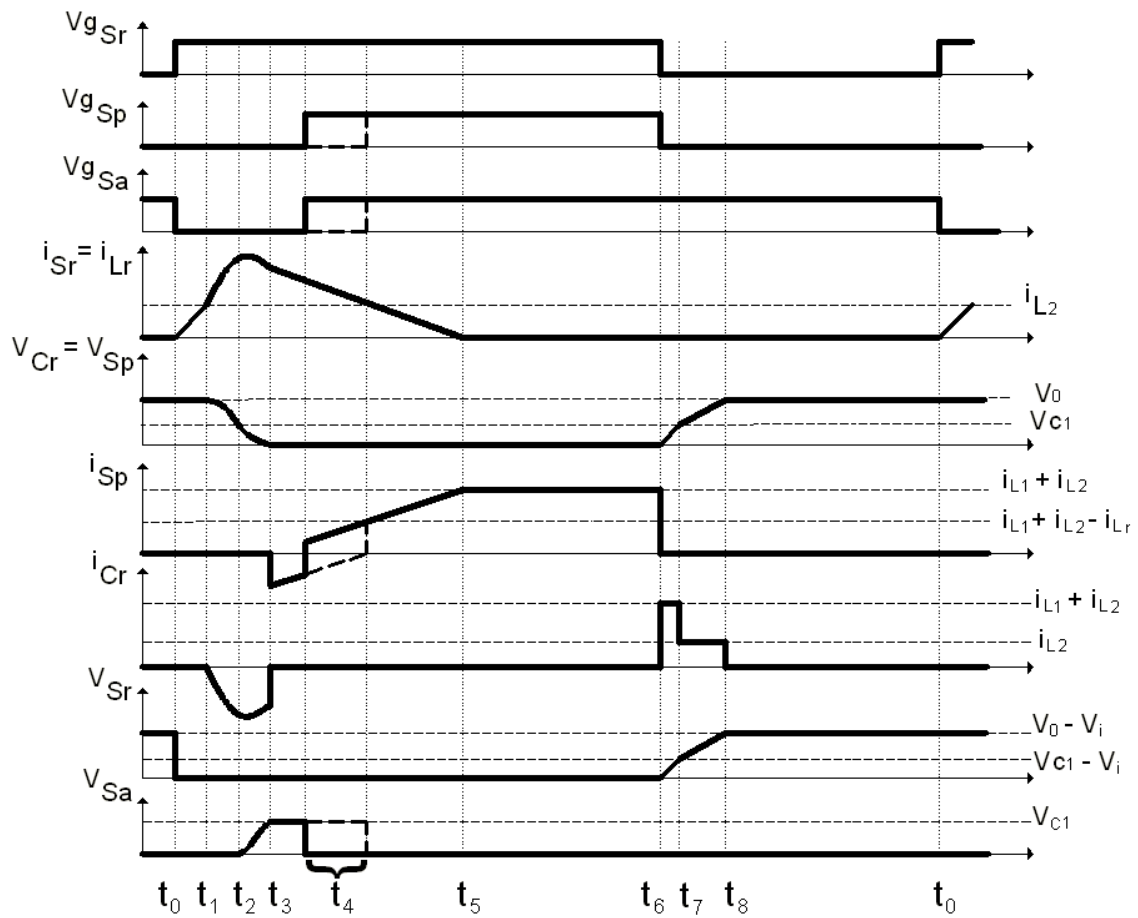


Figura 2.10 – Formas de onda teóricas

Nota-se que o conversor opera quase sem perdas por comutação. O interruptor S_p entra em condução com tensão nula (ZVS) e, na abertura, a corrente é desviada para o capacitor C_r . Já o interruptor S_r é aberto com corrente nula (ZCS) e fechado com baixas perdas devido ao indutor L_r . Por fim, o interruptor S_a é aberto no modo ZCS e funciona com baixas perdas na entrada de condução, se um pequeno indutor for adicionado em série a ele, sem que haja alteração notável no ganho estático do conversor.

2.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com base na análise qualitativa realizada anteriormente, pode-se desenvolver o equacionamento das etapas de funcionamento do conversor.

Na análise quantitativa são determinados os intervalos de tempo (Δt_n) referentes aos estágios de operação do conversor e seu ganho estático.

Por definição, tem-se:

$$\omega = 2\pi f \quad (2.1)$$

$$\omega_o = 2\pi f_o \quad (2.2)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (2.3)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.4)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.5)$$

$$\alpha = \frac{I_{L2}}{V_o - V_i} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.6)$$

$$K = \frac{V_i}{V_o - V_i} \quad (2.7)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.8)$$

A seguir, serão analisados matematicamente os oito estágios de operação do conversor.

2.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO (t_0, t_1) – PRIMEIRA ETAPA LINEAR PARA I_{Lr}

O circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.2.

Nesta etapa de operação, a variável de estado $i_{Lr}(t)$ possui o seguinte valor inicial:

$$i_{Lr}(t_0) = 0 \quad (2.9)$$

Do circuito da Figura 2.2 tem-se que:

$$v_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (2.10)$$

$$V_0 - V_i = L_r \cdot \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (2.11)$$

Resolvendo (2.11) obtém:

$$i_{Lr}(t) = \left(\frac{V_0 - V_i}{L_r} \right) \cdot t \quad (2.12)$$

Quando $i_{Lr}(t) = I_{L2}$, $t = \Delta t_1$, portanto:

$$\Delta t_1 = \frac{L_r \cdot I_{L2}}{V_0 - V_i} \quad (2.13)$$

Multiplicando e dividindo (2.13) por (2.5) e substituindo (2.6), obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (2.14)$$

2.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO (t_1 , t_3) – PRIMEIRA ETAPA RESSONANTE

O circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.3.

Nesta etapa de funcionamento, as variáveis de estado $i_{Lr}(t)$ e $v_{Cr}(t)$ têm os seguintes valores iniciais:

$$i_{Lr}(t_1) = I_{L2} \quad (2.15)$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_0 \quad (2.16)$$

Em $t = t_1$ inicia-se a ressonância entre C_r e L_r . A duração dessa etapa é definida pelo intervalo de tempo $\Delta t_2 = t_3 - t_1$.

A corrente no capacitor ressonante é dada por:

$$i_{Cr}(t) = C_r \cdot \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

Utilizando-se a lei dos nós, tem-se:

$$I_{L2} = i_{Cr}(t) + i_{Lr}(t) \quad (2.18)$$

Substituindo (2.17) em (2.18), resulta em:

$$i_{Lr}(t) = I_{L2} - C_r \cdot \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

A tensão no indutor ressonante é calculada por:

$$v_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (2.20)$$

Utilizando-se a lei das malhas, encontra-se:

$$v_{Cr}(t) = v_{Lr}(t) + V_i \quad (2.21)$$

Substituindo (2.20) em (2.21), resulta em:

$$v_{Cr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}}{dt} + V_i \quad (2.22)$$

Derivando a expressão (2.19), têm-se:

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = -C_r \cdot \frac{d^2 v_{Cr}(t)}{dt^2} \quad (2.23)$$

Substituindo (2.23) em (2.22):

$$\frac{d^2 v_{Cr}(t)}{dt^2} + \frac{v_{Cr}(t)}{L_r \cdot C_r} - \frac{V_i}{L_r \cdot C_r} = 0 \quad (2.24)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (2.24), resulta em:

$$V_{Cr}(s) = \left[v_{Cr}(t_1) \cdot \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \right] + \left[\frac{V_i \cdot \omega_0}{s} \cdot \left(\frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \right) \right] + \left[\frac{dv_{Cr}(t_1)}{ds \cdot \omega_0} \cdot \left(\frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \right) \right] \quad (2.25)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (2.25), obtém-se:

$$v_{Cr}(t) = [(v_{Cr}(t_1) - V_i) \cdot \cos \omega_0 t] + \left[\frac{dv_{Cr}(t_1)}{dt} \cdot \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0} \right] + V_i \quad (2.26)$$

Fazendo $t = t_1$ em (2.19), têm-se:

$$\frac{dv_{Cr}(t_1)}{dt} = \frac{I_0 - i_{Lr}(t_1)}{C_r} \quad (2.27)$$

Substituindo (2.27) em (2.26), encontra-se:

$$v_{Cr}(t) = [(v_{Cr}(t_1) - V_i) \cdot \cos \omega_0 t] + \left[\left(\frac{I_{L2} - i_{Lr}(t_1)}{\omega_0 \cdot C_r} \right) \cdot \sin \omega_0 t \right] + V_i \quad (2.28)$$

Derivando (2.28), resulta em:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = -\omega_0 \cdot [(v_{Cr}(t_1) - V_i) \cdot \sin \omega_0 t] + \left[\left(\frac{I_{L2} - i_{Lr}(t_1)}{C_r} \right) \cdot \cos \omega_0 t \right] \quad (2.29)$$

Substituindo (2.29) em (2.19) e multiplicando a expressão resultante por (2.5), obtém:

$$i_{Lr}(t) = I_{L2} + \left(\frac{v_{Cr}(t_1) - V_i}{Z_0} \right) \cdot \sin \omega_0 t + (i_{Lr}(t_1) - I_{L2}) \cdot \cos \omega_0 t \quad (2.30)$$

Substituindo as condições iniciais (2.15) e (2.16) nas expressões (2.28) e (2.30), resulta em:

$$v_{Cr}(t) = (V_0 - V_i) \cdot \cos \omega_0 t + V_i \quad (2.31)$$

$$i_{Lr}(t) = I_{L2} \cdot \left(1 + \frac{\sin \omega_0 t}{\alpha} \right) \quad (2.32)$$

Quando $v_{Cr}(t) = 0$, $t = \Delta t_2$, assim:

$$\cos(\omega_0 \Delta t_2) = -\frac{V_i}{V_0 - V_i} \quad (2.33)$$

Substituindo (2.7) em (2.33), encontra-se o intervalo de tempo Δt_2 .

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot (\pi - \arccos K) \quad (2.34)$$

2.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO (t_3, t_4) – SEGUNDA ETAPA LINEAR PARA I_{Lr}

O circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.4.

Este estágio é a segunda etapa linear de corrente através do indutor ressonante L_r , respeitando a seguinte equação:

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = -\frac{V_i}{L_r} \quad (2.35)$$

As condições iniciais são:

$$v_{Cr}(t_3) = 0 \quad (2.36)$$

$$i_{Lr}(t_3) = \frac{(V_0 - V_i)}{Z_0} \cdot \text{sen}\omega_0\Delta t_2 + I_{L2} \quad (2.37)$$

Resolvendo (2.35) e substituindo (2.37), obtém-se:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_i}{L_r} \cdot t + \frac{(V_0 - V_i)}{Z_0} \cdot \text{sen}\omega_0\Delta t_2 + I_{L2} \quad (2.38)$$

O tempo de duração desta etapa pode variar de $\Delta t_3 = 0$ a $\Delta t_3 = \Delta t_{3\text{máx}}$, a critério do projetista, dependendo do tempo morto implementado no controle do conversor. Sabendo-se que quando $i_{Lr}(t) = I_{L2}$, $\Delta t_3 = \Delta t_{3\text{máx}}$, então:

$$\Delta t_{3\text{máx}} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} \quad (2.39)$$

2.3.4 - QUARTO ESTÁGIO (t_4, t_5) – TERCEIRA ETAPA LINEAR PARA I_{Lr}

O circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.5.

O valor inicial de corrente no indutor ressonante quando $\Delta t_3 = \Delta t_{3\text{máx}}$ é:

$$i_{Lr}(t_4) = I_{L2} \quad (2.40)$$

Resolvendo (2.35) e substituindo a (2.40), obtém-se:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_i}{L_r}t + I_{L2} \quad (2.41)$$

Quando $t = \Delta t_4$, $i_{Lr}(t) = 0$, então Δt_4 é:

$$\Delta t_{4\min} = L_r \cdot \frac{I_{L2}}{V_i} \quad (2.42)$$

Colocando a equação (2.42) em função de α , ω_0 e K , resulta em:

$$\Delta t_{4\min} = \frac{\alpha}{K \cdot \omega_0} \quad (2.43)$$

Quando $\Delta t_3 < \Delta t_{3\max}$, o valor inicial de corrente no indutor ressonante é dado por:

$$i_{Lr}(t_4) = I_{L2} \cdot \left(1 + \frac{\Delta t_{3\max} - \Delta t_3}{\Delta t_{4\min}} \right) \quad (2.44)$$

E o valor de Δt_4 é dado por:

$$\Delta t_4 = \Delta t_{4\min} + \Delta t_{3\max} - \Delta t_3 \quad (2.45)$$

2.3.5 - QUINTO ESTÁGIO (t_5 , t_6) – ETAPA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.6.

O valor inicial de corrente no indutor ressonante é:

$$i_{Lr}(t_5) = 0 \quad (2.46)$$

O intervalo de tempo Δt_5 é determinado conforme se segue:

$$\Delta t_5 = D \cdot T - \Delta t_4 \quad (2.47)$$

Substituindo (2.45), (2.39) e (2.43) em (2.47), resulta em:

$$\Delta t_5 = D \cdot T + \Delta t_3 - \left(\frac{\alpha + \sqrt{1 - K^2}}{K \cdot \omega_0} \right) \quad (2.48)$$

2.3.6 - SEXTO ESTÁGIO (t_6, t_7) – PRIMEIRA ETAPA LINEAR PARA v_{Cr}

O circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.7.

A duração desta etapa é definida pelo intervalo de tempo $\Delta t_6 = t_6 - t_5$.

O valor inicial de tensão para o capacitor ressonante C_r é:

$$v_{Cr}(t_6) = 0 \quad (2.49)$$

A tensão no capacitor ressonante C_r é dada por:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = \frac{I_{L1} + I_{L2}}{C_r} \quad (2.50)$$

Resolvendo a equação, obtém-se:

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_{L1} + I_{L2}}{C_r} \cdot t + v_{Cr}(t_6) \quad (2.51)$$

Quando $t = \Delta t_6$, $v_{Cr}(t) = V_{C1}$, então:

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot C_r}{I_{L1} + I_{L2}} \quad (2.52)$$

2.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO (t_7, t_8) – SEGUNDA ETAPA LINEAR PARA v_{Cr}

O circuito equivalente da sétima etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.8.

A duração da sétima etapa é definida pelo intervalo de tempo $\Delta t_7 = t_7 - t_6$.

O valor inicial de tensão para o capacitor ressonante C_r é:

$$v_{Cr}(t_7) = V_{C1} \quad (2.53)$$

A tensão no capacitor ressonante C_r é dada por:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = \frac{I_{L2}}{C_r} \quad (2.54)$$

Resolvendo a equação, obtém-se:

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t + v_{Cr}(t_7) \quad (2.55)$$

Quando $t = \Delta t_7$, $v_{Cr}(t) = V_0$, então:

$$\Delta t_7 = \frac{(V_0 - V_{C1}) \cdot C_r}{I_{L2}} \quad (2.56)$$

2.3.8 - OITAVO ESTÁGIO (t_8 , t_0) – ETAPA PWM DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA

O circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.9.

O tempo de duração é dado por:

$$\Delta t_8 = T \cdot (1 - D) - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_6 + \Delta t_7) \quad (2.57)$$

2.3.9 - PLANO DE FASES

A Figura 2.11 mostra o plano de fases do conversor.

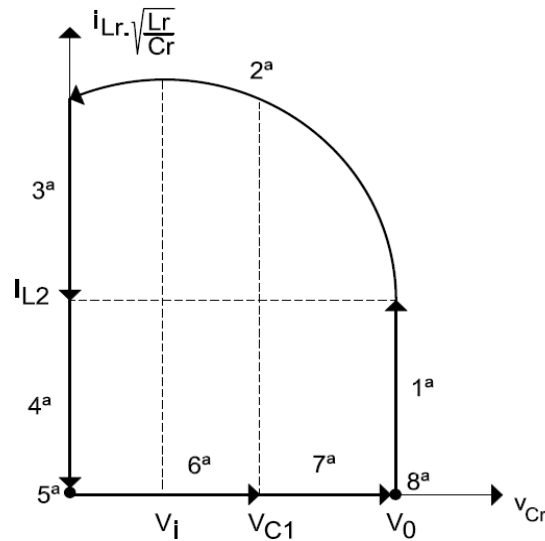


Figura 2.11 – Plano de fases do conversor

Analisando a Figura 2.11, nota-se que para ocorrer comutação não dissipativa (ZVS), o raio da segunda etapa de operação deve ser maior ou igual que V_i , ou seja, $V_0 \geq 2 \cdot V_i$.

2.3.10 - GANHO ESTÁTICO

O ganho estático (G) do conversor foi determinado considerando-se que, em regime permanente, as tensões médias nos indutores L_1 e L_2 são nulas em um período completo. A Figura 2.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente necessárias para o cálculo do ganho estático.

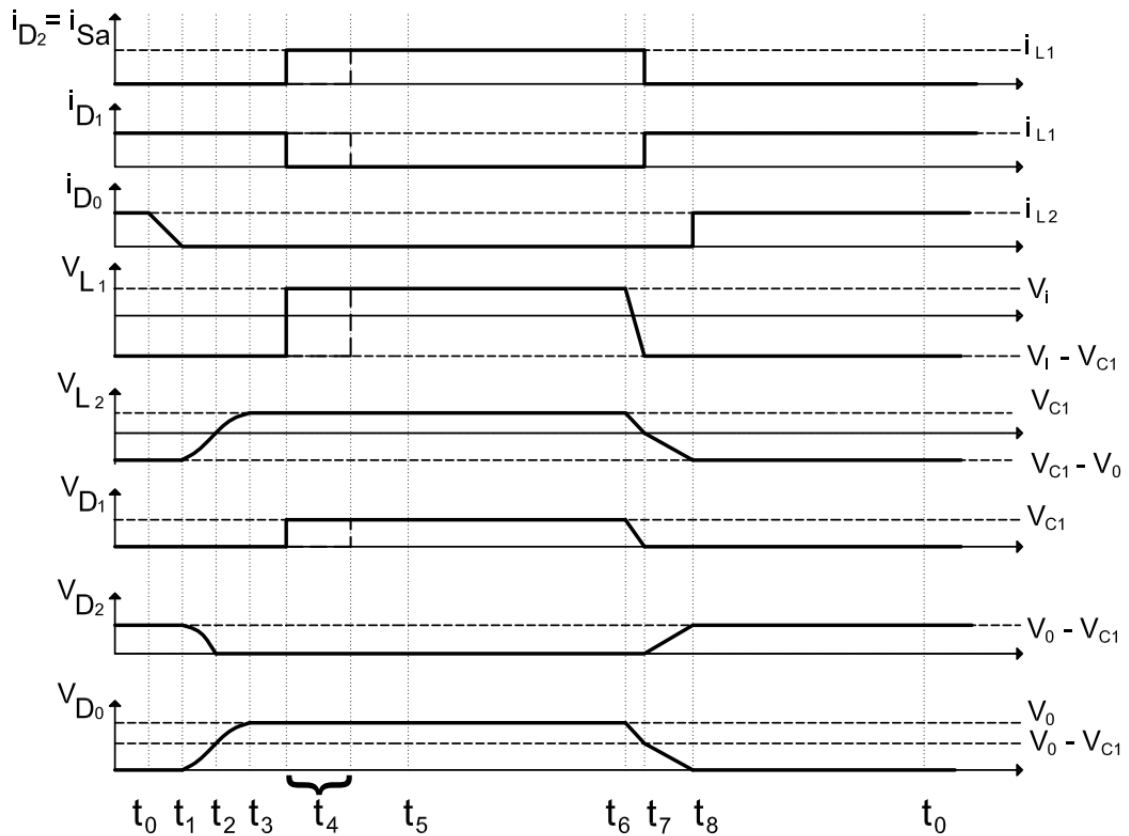


Figura 2.12 – Formas de onda para cálculo do ganho estático

2.3.10.1 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA NO INDUTOR L_I

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_I pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_I . A tensão média no indutor L_I é dada por:

$$V_{L_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1} v_{L_I}(t).dt + \int_0^{\Delta t_2} v_{L_I}(t).dt \cdots + \int_0^{\Delta t_7} v_{L_I}(t).dt + \int_0^{\Delta t_8} v_{L_I}(t).dt \right\} = 0 \quad (2.58)$$

PRIMEIRA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_1} (V_i - V_{C1}).dt = (V_i - V_{C1}).\Delta t_1 \quad (2.59)$$

SEGUNDA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_2} (V_i - V_{C1}).dt = (V_i - V_{C1}).\Delta t_2 \quad (2.60)$$

TERCEIRA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_3} (V_i - V_{C1}).dt = (V_i - V_{C1}).\Delta t_3 \quad (2.61)$$

QUARTA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_4} V_i.dt = V_i.\Delta t_4 \quad (2.62)$$

QUINTA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_5} V_i.dt = V_i.\Delta t_5 \quad (2.63)$$

SEXTA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_6} \left(V_i - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} .t \right).dt = \left(V_i - \frac{V_{C1}}{2} \right).\Delta t_6 \quad (2.64)$$

SÉTIMA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_7} (V_i - V_{C1}).dt = (V_i - V_{C1}).\Delta t_7 \quad (2.65)$$

OITAVA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_8} (V_i - V_{C1}).dt = (V_i - V_{C1}).\Delta t_8 \quad (2.66)$$

CÁLCULO DE V_{C1}

Substituindo expressões de (2.59) a (2.66) em (2.58) resulta em:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{\left(1 - D - \frac{\Delta t_6}{2.T}\right)} \quad (2.67)$$

2.3.10.2 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_2 pode-se obter a expressão do ganho estático de tensão do conversor. A tensão média no indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1} v_{L2}(t).dt + \int_0^{\Delta t_2} v_{L2}(t).dt \cdots + \int_0^{\Delta t_7} v_{L2}(t).dt + \int_0^{\Delta t_8} v_{L2}(t).dt \right\} = 0 \quad (2.68)$$

PRIMEIRA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_1} (V_{C1} - V_0).dt = (V_{C1} - V_0).\Delta t_1 \quad (2.69)$$

SEGUNDA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_2} [-(V_0 - V_i).\cos(\omega_0 t) + (V_{C1} - V_i)].dt = -V_i \Delta t_3 + (V_{C1} - V_i).\Delta t_2 \quad (2.70)$$

TERCEIRA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_3} V_{C1} \cdot dt = V_{C1} \cdot \Delta t_3 \quad (2.71)$$

QUARTA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_4} V_{C1} \cdot dt = V_{C1} \cdot \Delta t_4 \quad (2.72)$$

QUINTA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_5} V_{C1} \cdot dt = V_{C1} \cdot (D \cdot T - \Delta t_4) \quad (2.73)$$

SEXTA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_6} \left(V_{C1} - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} \cdot t \right) \cdot dt = V_{C1} \cdot \left(\frac{\Delta t_6}{2} \right) \quad (2.74)$$

SÉTIMA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_7} \left(-\frac{(V_0 - V_{C1})}{\Delta t_7} \right) \cdot t \cdot dt = (V_{C1} - V_0) \cdot \frac{\Delta t_7}{2} \quad (2.75)$$

OITAVA ETAPA

$$\int_0^{\Delta t_8} -(V_0 - V_{C1}) \cdot dt = (V_{C1} - V_0) \cdot \Delta t_8 \quad (2.76)$$

GANHO ESTÁTICO

Substituindo (2.67) e (2.69) a (2.76) em (2.68) encontra-se o ganho estático do conversor em função dos intervalos de tempo.

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{\left\{ \frac{\left[T - \left(\frac{\Delta t_6 + \Delta t_7}{2} \right) \right]}{\left[(1-D) - \frac{\Delta t_6}{2T} \right]} - (\Delta t_2 + \Delta t_3) \right\}}{\left[T(1-D) - \left(\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_6 + \frac{\Delta t_7}{2} \right) \right]} \quad (2.77)$$

Ao analisar a forma de onda de tensão no indutor L_1 , na Figura 2.12, nota-se que quanto maior for a terceira etapa de operação, maior será o tempo em que o indutor L_1 transfere energia para o capacitor C_1 . Portanto, maior será o ganho de tensão deste capacitor. É justamente essa característica de operação que faz com que o conversor proposto obtenha um ganho de tensão maior que o conversor Boost Quadrático convencional. Conseqüentemente, menor será o valor médio da corrente neste indutor, reduzindo suas perdas por condução.

Outra característica de operação interessante pode ser observada para o indutor L_2 . Na Figura 2.12, nota-se que de t_2 até t_7 a tensão neste indutor torna-se positiva, portanto, nesse intervalo de tempo o indutor estará acumulando energia. Sabe-se que a razão cíclica (D) é definida pelo tempo em que o interruptor S_p permanece fechado, ou seja, de t_4 a t_6 . Desta forma, L_2 acumula energia por um período maior que no conversor Boost Quadrático convencional.

A fim de garantir que a comutação ZVS ocorra para uma determinada faixa de ganhos de tensão, define-se no projeto um intervalo máximo para Δt_3 em função do ganho mínimo desejável.

Com o objetivo de identificar as regiões de operação QRC e PWM, foram traçados gráficos da razão cíclica pela impedância característica normalizada de carga (α) para diferentes valores de ganho. Para isso, fixou-se os seguintes parâmetros: $C_r = 11\eta F$, $L_r =$

$3,4\mu\text{H}$ e $f = 50\text{kHz}$. Além disso, foram traçadas curvas considerando-se diferentes valores de tempo para a terceira etapa de operação, conforme mostra a Figura 2.13.

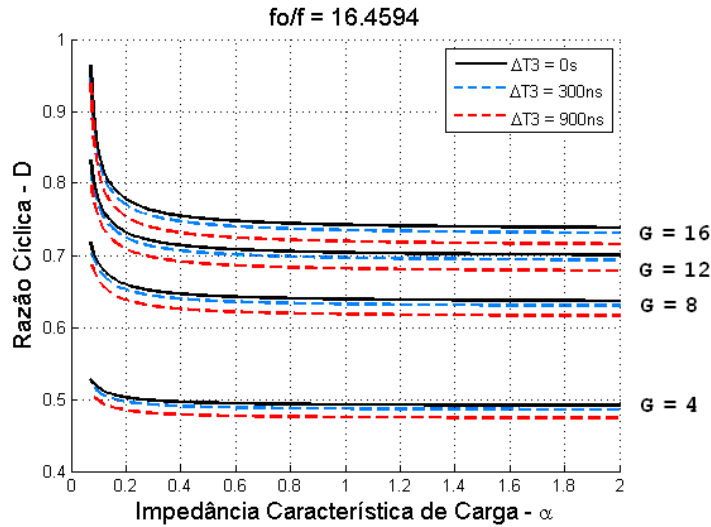


Figura 2.13 – Razão Cíclica x Impedância Característica de Carga

Da Figura 2.13, observa-se que quanto maior a terceira etapa de operação, menor será o valor da razão cíclica para o mesmo valor de ganho estático. Além disso, para valores de α menores que 0,4 predomina-se o comportamento QRC e para valores acima de 0,4 predomina-se o comportamento PWM do conversor.

Outro ábaco foi traçado com o objetivo de avaliar os efeitos da variação da relação f_o/f no ganho do conversor, para diferentes tipos de cargas, mostrado na Figura 2.14. Foram fixados os seguintes valores: $L_r = 3,4\mu\text{H}$, $f = 50\text{kHz}$ e $\Delta t_3 = 300\text{ns}$. As curvas em preto (traçado contínuo) representam o comportamento da razão cíclica para diferentes valores de ganho de tensão, variando-se α , para $C_r = 11\eta F$, resultando na relação $f_o/f = 16,46$. As curvas em vermelho (traçado pontilhado) representam o comportamento da razão cíclica para $C_r = 3,3\eta F$, resultando na relação $f_o/f = 30,05$.

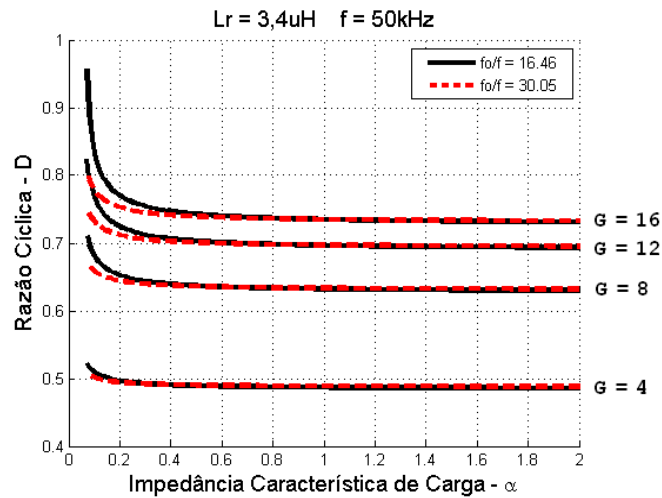


Figura 2.14 – Ganho Estático x Razão Cíclica, $f_0/f = 16,46$ e $f_0/f = 30,05$

Analisando a Figura 2.14, nota-se que o comportamento QRC do conversor é evidenciado para valores de α abaixo de 0,4. Quanto maior a relação f_0/f , menor será o efeito do comportamento QRC do conversor na razão cíclica.

As Figuras 2.15, 2.16 e 2.17 ilustram o ganho do conversor proposto em relação ao ganho do conversor Boost Quadrático para um valor fixo de $\alpha = 0,25$, variando-se a relação de frequências f_0/f , onde $\Delta t_3 = 0$ (curva verde) e $\Delta t_3 = 600\text{ns}$ (curva vermelha).

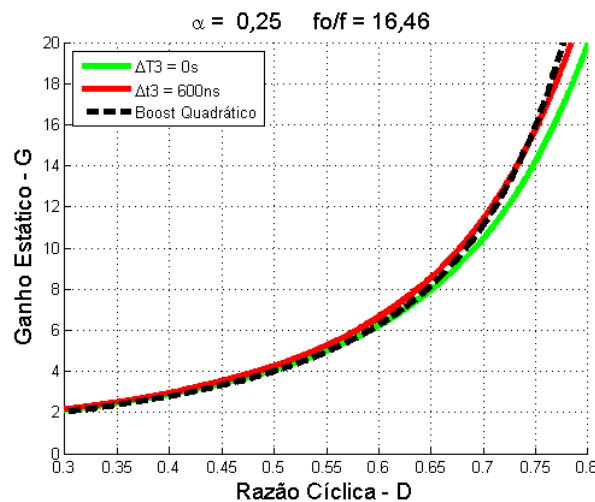


Figura 2.15 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$ e $f_0/f = 16,46$

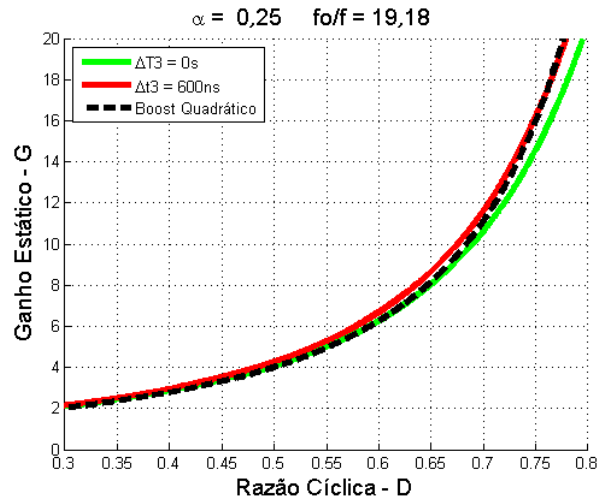


Figura 2.16 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$ e $f_0/f = 19,18$

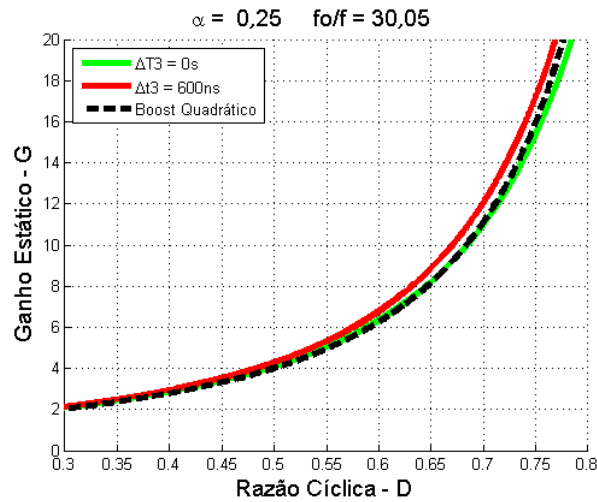


Figura 2.17 – Ganho Estático x Razão Cíclica, com $\alpha = 0,25$ e $f_0/f = 30,05$

Analisando as Figuras 2.15 a 2.17, percebe-se que para valores de D acima de 0,65 o efeito da operação QRC é acentuado. Porém, quanto maior a relação f_0/f , maior será o ganho de tensão e menor será o efeito QRC. Para $\Delta t_3 = 600ns$ (curvas vermelhas), o ganho de tensão é maior que o ganho de tensão do conversor boost quadrático convencional (curva pontilhada)

para quase todos os valores de D . Portanto, fica comprovado que o conversor proposto pode assumir ganhos de tensão superiores ao ganho de tensão do conversor boost quadrático convencional para os mesmos valores de razão cíclica.

2.4 - DETERMINAÇÃO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE CARGA NORMALIZADA α

Seja a equação da impedância característica de carga normalizada em função do ganho estático:

$$\alpha = \frac{I_{L2} \cdot Z_0}{V_i \cdot (G - 1)} \quad (2.78)$$

Deseja-se que o comportamento do ganho do conversor seja o mais próximo possível do ganho do conversor boost quadrático convencional, portanto:

$$G = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (2.79)$$

Como o ganho do conversor é igual ao ganho do conversor boost quadrático, a relação abaixo torna-se válida:

$$I_{L1} = \frac{I_{L2}}{(1 - D)} \quad (2.80)$$

A corrente em S_p , quando o interruptor está fechado, é igual à soma das correntes nos indutores L_1 e L_2 , conforme equação (2.81):

$$I_{Sp} = I_{L1} + I_{L2} \quad (2.81)$$

Substituindo (2.80) em (2.81) e isolando I_{L2} , obtém-se:

$$I_{L2} = I_{Sp} \cdot \frac{(1 - D)}{(2 - D)} \quad (2.82)$$

Substituindo (2.82) e (2.79) em (2.78), resulta em:

$$\alpha = \frac{I_{sp} \cdot Z_0}{V_i} \cdot \frac{(1-D)^3}{(2-D) \cdot [1-(1-D)^2]} \quad (2.83)$$

Fixando valores para I_{sp} , Z_0 e V_i , é possível traçar um gráfico de $\alpha_{m\acute{a}x}$ em função da razão cíclica. A Figura 2.18 mostra a curva parametrizada do comportamento de $\alpha_{m\acute{a}x}$ em relação a D . Para encontrar o α de projeto, deve-se definir D de acordo com o ganho estático desejado. Após isso, deve-se multiplicar o valor encontrado pelo resultado da expressão de $I_{sp} \cdot Z_0 / V_i$.

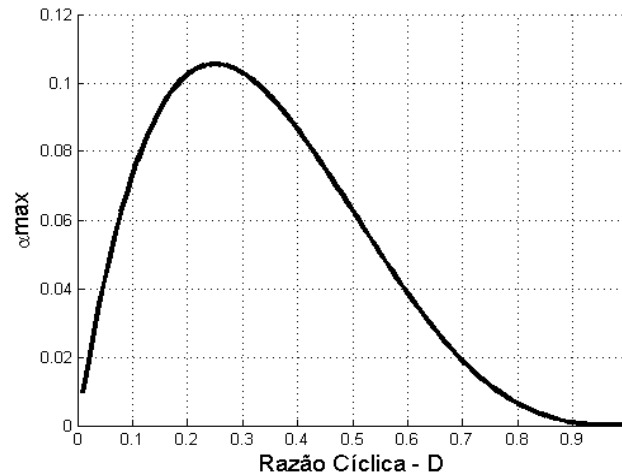


Figura 2.18 – Curva parametrizada de $\alpha_{m\acute{a}x}$ x D

2.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NOS SEMICONDUTORES

Nesta seção serão apresentadas as análises de corrente média, corrente eficaz, corrente máxima e tensão máxima para cada componente semiconductor.

Para calcular os valores médios e eficazes, serão utilizadas as seguintes definições:

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t} i(t) dt \quad (2.84)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\Delta t} [i(t)]^2 dt} \quad (2.85)$$

2.5.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D₁

Da Figura 2.12, observa-se que o diodo D₁ conduz na primeira, segunda, terceira, sétima e oitava etapas de operação.

2.5.1.1 - CORRENTE MÉDIA EM D₁

O valor médio da corrente é dado por:

$$I_{D1med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{D1}(t).dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{D1}(t).dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{D1}(t).dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{D1}(t).dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D1}(t).dt \right] \quad (2.86)$$

Resolvendo (2.86) resulta em:

$$I_{D1med} = I_{L1} \cdot \left[(1-D) - \frac{\Delta t_6}{T} \right] \quad (2.87)$$

2.5.1.2 - CORRENTE EFICAZ EM D₁

O valor eficaz da corrente é dado por:

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{D1}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{D1}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{D1}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{D1}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D1}^2(t).dt \right]} \quad (2.88)$$

Resolvendo (2.88) resulta em:

$$I_{D1ef} = I_{L1} \cdot \sqrt{(1-D) - \frac{\Delta t_6}{T}} \quad (2.89)$$

2.5.1.3 - CORRENTE MÁXIMA EM D₁

O valor máximo da corrente no diodo D₁ é igual ao valor da corrente no indutor L₁, conforme mostra a (2.90):

$$I_{D1máx} = I_{L1} \quad (2.90)$$

2.5.1.4 - TENSÃO MÁXIMA EM D₁

O valor máximo de tensão no diodo D₁ é igual ao valor de tensão do capacitor C₁, conforme mostra a Figura 2.12.

$$V_{D1máx} = V_{C1} = \frac{V_i}{1 - D - \frac{\Delta t_6}{2T}} \quad (2.91)$$

2.5.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D₂ E NO INTERRUPTOR S_a

Como o diodo D₂ e o interruptor S_a se encontram em série, eles conduzem a mesma corrente, conforme mostra a Figura 2.12. Observa-se que ambos conduzem na quarta, quinta e sexta etapas de operação.

2.5.2.1 - CORRENTE MÉDIA EM S_a E D₂

O valor médio da corrente em D₂ e em S_a é dado por:

$$I_{D2med} = I_{Samed} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_4} i_{D2}(t).dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{D2}(t).dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{D2}(t).dt \right] \quad (2.92)$$

Resolvendo (2.92) resulta em:

$$I_{D2med} = I_{Samed} = I_{L1} \cdot \left[D + \frac{\Delta t_6}{T} \right] \quad (2.93)$$

2.5.2.2 - CORRENTE EFICAZ EM S_a E D₂

O valor eficaz da corrente em D₂ e em S_a é dado por:

$$I_{D2ef} = I_{Sae} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_4} i_{D2}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{D2}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{D2}^2(t) \cdot dt \right]} \quad (2.94)$$

Resolvendo (2.94) resulta em:

$$I_{D2ef} = I_{Sae} = I_{L1} \cdot \sqrt{D + \frac{\Delta t_6}{T}} \quad (2.95)$$

2.5.2.3 - CORRENTE MÁXIMA EM S_a E D₂

O valor máximo da corrente em D₂ e em S_a é igual ao valor da corrente no indutor L₁, conforme mostra a (2.96):

$$I_{D2máx} = I_{Samáx} = I_{L1} \quad (2.96)$$

2.5.2.4 - TENSÃO MÁXIMA NO DIODO D₂

O valor máximo de tensão no diodo D₂ é igual à diferença entre a tensão saída V₀ e a tensão no capacitor C₁, conforme mostra a Figura 2.12.

$$V_{D2máx} = V_0 - V_{C1} = V_0 - \frac{V_i}{1 - D - \frac{\Delta t_6}{2T}} \quad (2.97)$$

2.5.2.5 - TENSÃO MÁXIMA NO INTERRUPTOR S_a

O valor máximo de tensão no interruptor S_a é igual ao valor de tensão no capacitor C₁, conforme mostra a Figura 2.10.

$$V_{Samax} = V_{C1} = \frac{V_i}{1 - D - \frac{\Delta t_6}{2.T}} \quad (2.98)$$

2.5.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D₀

A Figura 2.12 mostra as formas de onda de tensão e de corrente no diodo D₀. Observa-se que ele conduz na primeira e oitava etapa de operação.

2.5.3.1 - CORRENTE MÉDIA EM D₀

O valor médio da corrente em D₀ é dado por:

$$I_{D0med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{D0}(t).dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D1}(t).dt \right] \quad (2.99)$$

Resolvendo (2.99) resulta em:

$$I_{D0med} = \frac{I_{L2}}{T} \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_8 \right) \quad (2.100)$$

2.5.3.2 - CORRENTE EFICAZ EM D₀

O valor eficaz da corrente em D₀ é dado por:

$$I_{D0ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{D0}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D0}^2(t).dt \right]} \quad (2.101)$$

Resolvendo (2.101) resulta em:

$$I_{D0ef} = I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{\Delta t_3}{3} + \Delta t_8 \right)} \quad (2.102)$$

2.5.3.3 - CORRENTE MÁXIMA EM D_0

O valor máximo de corrente em D_0 é igual ao valor da corrente no indutor L_2 , conforme mostra a (2.103):

$$I_{D0máx} = I_{L2} \quad (2.103)$$

2.5.3.4 - TENSÃO MÁXIMA EM D_0

O valor máximo de tensão em D_0 é igual ao valor de tensão no capacitor C_0 , conforme mostra a Figura 2.12.

$$V_{D0máx} = V_0 \quad (2.104)$$

2.5.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_r E NO INTERRUPTOR S_r

A Figura 2.10 mostra as formas de onda de corrente e tensão no interruptor S_r e no diodo D_r . Ambos estão em série com o indutor ressonante L_r e conduzem na primeira, segunda, terceira e quarta etapas de operação.

2.5.4.1 - CORRENTE MÉDIA EM S_r E D_r

O valor médio da corrente em S_r e em D_r é dado por:

$$I_{Smed} = I_{Dmed} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr}(t).dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Lr}(t).dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{Lr}(t).dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Lr}(t).dt \right] \quad (2.105)$$

Resolvendo (2.105) resulta em:

$$I_{Smed} = I_{Dmed} = \frac{I_{L2}}{T} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \frac{K+1}{\alpha \cdot \omega_0} + \frac{(\Delta t_{3máx} + \Delta t_{4min})^2}{2 \cdot \Delta t_{4min}} \right] \quad (2.106)$$

2.5.4.2 - CORRENTE EFICAZ EM S_r E D_r

O valor eficaz da corrente em S_r e em D_r é dado por:

$$I_{Sref} = I_{Dref} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Lr}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{Lr}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Lr}^2(t) \cdot dt \right]} \quad (2.107)$$

Resolvendo (2.107) resulta em:

$$I_{Sref} = I_{Dref} = I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{3} + \Delta t_2 \cdot \left(1 + \frac{1}{2\alpha^2} \right) + \frac{2(K+1)}{\alpha\omega_0} - \frac{\sin(2\omega_0\Delta t_2)}{4\alpha^2\omega_0} + \frac{(\Delta t_{3max} + \Delta t_{4min})^3}{3\Delta t_{4min}} \right]} \quad (2.108)$$

2.5.4.3 - CORRENTE MÁXIMA EM S_r E D_r

O valor máximo de corrente em S_r e D_r ocorre na segunda etapa de operação e é dado por:

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = i_{Lr}(t = \frac{\pi}{2\omega_0}) = I_{L2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right) \quad (2.109)$$

2.5.4.4 - TENSÃO MÁXIMA NO INTERRUPTOR S_r

O valor máximo de tensão no interruptor S_r é dado por:

$$V_{Smax} = V_0 - V_i \quad (2.110)$$

2.5.4.5 - TENSÃO MÁXIMA NO DIODO D_r

O valor máximo de tensão no diodo D_r é dado por:

$$V_{Dmax} = V_i \quad (2.111)$$

2.5.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S_p

A Figura 2.10 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_p . Observa-se que ele conduz na terceira, quarta e quinta etapas de operação.

2.5.5.1 - CORRENTE MÉDIA EM S_p

O valor médio da corrente em S_p é dado por:

$$I_{Spméd} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_3} i_{Sp}(t).dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Sp}(t).dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{Sp}(t).dt \right] \quad (2.112)$$

Resolvendo (2.112) resulta em:

$$I_{Spméd} = \frac{1}{T} \cdot \left[D.T.(I_{L1} + I_{L2}) + \frac{I_{L2}}{2.\Delta t_{4min}} \cdot (\Delta t_{3máx}^2 - 2.\Delta t_3.\Delta t_{3máx} - \Delta t_4^2) \right] \quad (2.113)$$

2.5.5.2 - CORRENTE EFICAZ EM S_p

O valor eficaz da corrente em S_p é dado por:

$$I_{Spef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_3} i_{Sp}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Sp}^2(t).dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{Sp}^2(t).dt \right]} \quad (2.114)$$

Resolvendo (2.114) resulta em:

$$I_{Spef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ D.T.(I_{L1} + I_{L2})^2 - I_{L2} \cdot (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \frac{\Delta t_4^2}{\Delta t_{4min}} + \frac{I_{L2}^2}{3.\Delta t_{4min}} \cdot [\Delta t_4^3 + \Delta t_{3máx}^3 + (\Delta t_3 - \Delta t_{3máx})^3] \right\}} \quad (2.115)$$

2.5.5.3 - CORRENTE MÁXIMA EM S_p

O valor máximo de corrente em S_p é igual à soma das correntes nos indutores L_1 e L_2 .

$$I_{Spmáx} = I_{L1} + I_{L2} \quad (2.116)$$

2.5.5.4 - TENSÃO MÁXIMA EM S_p

O valor máximo de tensão no interruptor S_p é dado por:

$$V_{Spmáx} = V_0 \quad (2.117)$$

2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou um conversor Boost Quadrático PWM associado à célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC.

Foi apresentada a topologia do conversor, etapas de operação, principais formas de onda, diagrama de fase, equação do ganho estático e diversos ábacos representando seu comportamento em diferentes regiões de operação.

A análise qualitativa demonstrou o princípio de funcionamento do conversor proposto através do estudo de cada etapa de operação. Com isso, pode-se traçar suas principais formas de onda.

As etapas de operação mostram que o interruptor S_p entra em condução com tensão nula (ZVS) e, na abertura, a corrente é desviada para o capacitor C_r . Já o interruptor S_r é aberto com corrente nula (ZCS) e fechado com baixas perdas de comutação devido ao indutor L_r . Por fim, o interruptor S_a é aberto no modo ZCS e opera com baixas perdas de comutação se um pequeno indutor for adicionado em série a ele.

Foi desenvolvida também a análise quantitativa do conversor proposto. Foram calculados os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento, o plano de fases para análise da região de funcionamento com comutação não dissipativa ZVS, a equação de tensão no capacitor C_l e do ganho estático do conversor. Além disso, foram traçados ábacos da impedância característica normalizada pela razão cíclica para diversos valores de ganho estático, gráficos contendo um comparativo entre os ganhos de tensão do conversor Boost

Quadrático e do conversor proposto para valores constantes de α e, por fim, foi traçado um gráfico parametrizado de $\alpha_{m\acute{a}x} \times D$ em função do máximo valor de corrente no interruptor principal ($I_{Spm\acute{a}x}$), da impedância característica da ressonância (Z_0) e da tensão de entrada (V_i).

Demonstrou-se, portanto, que a característica quadrática do ganho do conversor proposto manteve-se com a adição da célula de comutação não dissipativa, podendo apresentar ganhos superiores ao do conversor boost quadrático convencional.

CAPÍTULO 3 CIRCUITOS DE CONTROLE

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, será apresentada a estratégia de controle utilizada para o conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM, operando em modo contínuo com frequência de chaveamento constante. Serão descritas a técnica de implementação do tempo morto entre os interruptores S_p e S_r , a definição da lógica dos pulsos de gatilho do interruptor S_a , a escolha das portas lógicas e comparadores, sincronismo dos pulsos, circuitos de gatilho dos interruptores e o cálculo da razão cíclica corrigida em função da técnica de controle implementada.

3.2 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE PWM COM FREQUÊNCIA FIXA

O controle implementado utiliza a técnica PWM, com frequência de chaveamento fixa, em malha aberta. Ela consiste basicamente da comparação de uma fonte de tensão variável (V_{ref}) com uma onda triangular com frequência fixa, conforme Figura 3.1.

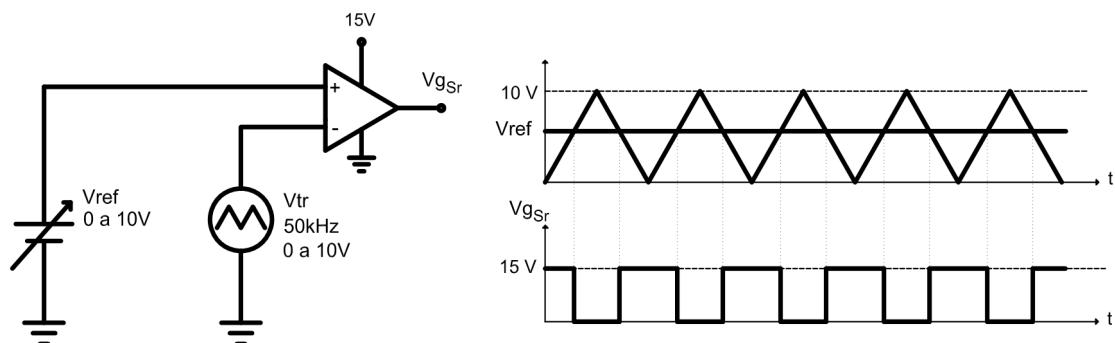


Figura 3.1 – Circuito de controle PWM em malha aberta

O pulso resultante dessa comparação é utilizado para acionar o interruptor S_r . A partir dele, serão gerados os pulsos de controle dos interruptores S_p e S_a . V_{ref} foi implementada utilizando o circuito mostrado na Figura 3.2.

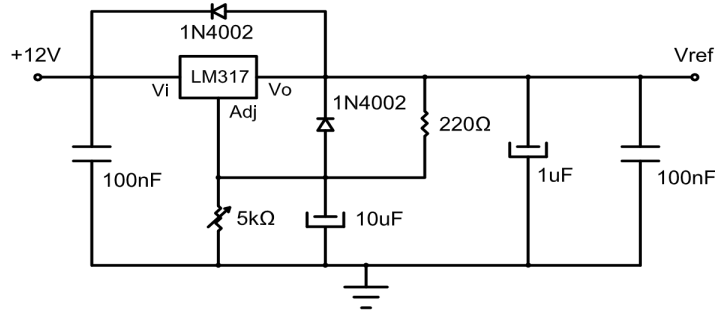


Figura 3.2 – Circuito da fonte de tensão variável (V_{ref})

3.3 - CONTROLE DO TEMPO MORTO

O circuito de controle do tempo morto é utilizado para inserir um atraso na borda de subida do pulso gerado na etapa anterior. O princípio de operação é baseado no controle do tempo de carga do capacitor C_{TM} , conforme ilustra a Figura 3.3. Para tal, adiciona-se um potenciômetro em série ao capacitor, aumentando seu tempo de carga na borda de subida do pulso V_{gSr} . Já na borda de descida, para prover descarga rápida de C_{TM} , é criado um caminho de baixa impedância adicionando-se um diodo rápido em paralelo ao potenciômetro. A Figura 3.3 ilustra o circuito implementado.

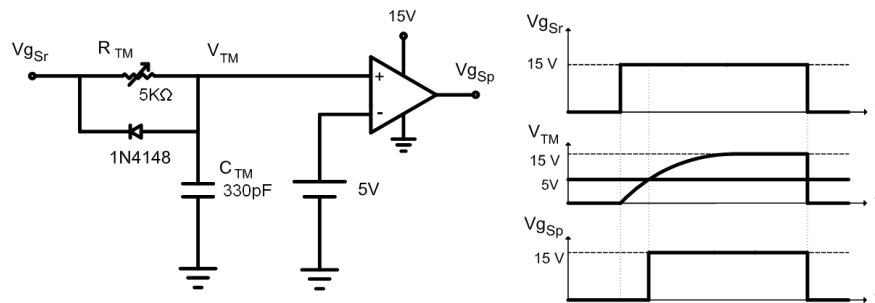


Figura 3.3 – Circuito de controle do tempo morto

3.4 - LÓGICA DE CONTROLE DO INTERRUPTOR AUXILIAR (S_a)

Deseja-se obter um pulso que somente assumirá nível lógico baixo durante o tempo morto. Para isso, faz-se a operação lógica Não-E entre o pulso do interruptor S_r e o pulso do interruptor S_p invertido. Tal lógica é mostrada na Figura 3.4.

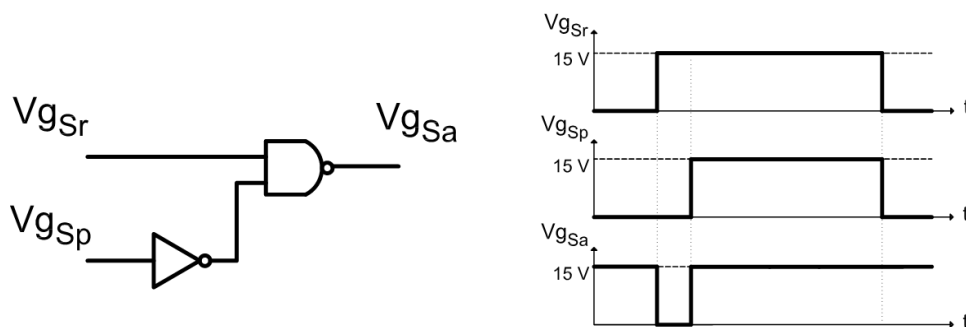


Figura 3.4 – Lógica de controle do interruptor auxiliar (S_a)

3.5 - ESCOLHA DAS PORTAS LÓGICAS E COMPARADORES

Ruídos podem provocar operação inadequada das portas lógicas em circuitos de controle. Pensando nisso, escolheu-se utilizar portas lógicas com histerese. Contudo, os comparadores e as portas lógicas inserem atrasos de propagação de diferentes valores nas formas de onda, o que pode resultar na falta de sincronismo dos pulsos de controle. Além disso, os níveis lógicos de tensão nos comparadores e nas portas lógicas devem ser compatíveis. Por isso, escolheu-se um comparador com estágio de saída com coletor aberto (*LM319*), capaz de determinar a tensão dos níveis lógicos da saída.

3.6 - CIRCUITOS DE GATILHO DOS INTERRUPTORES

O circuito de gatilho (“gate driver”) utilizado para enviar os pulsos de comando para os IGBTs é o SKHI-10op da Semikron. Ele possui proteção contra curto-circuito baseado no

monitoramento da tensão V_{CE} do interruptor, provendo o desligamento suave com sinalização de erro. A foto do circuito é apresentada na Figura 3.5.

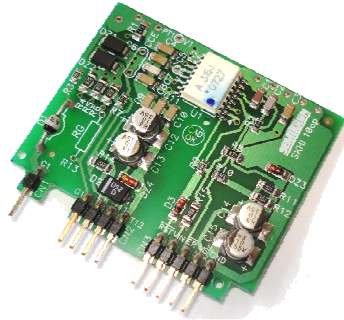


Figura 3.5 – “Gate Driver” SKHI 10op da Semikron

Esse circuito necessita de uma fonte de alimentação, também fabricada pela Semikron, a qual é alimentada com 15 V e fornece uma tensão isolada de 24 V na saída. A foto da fonte é mostrada na Figura 3.6.

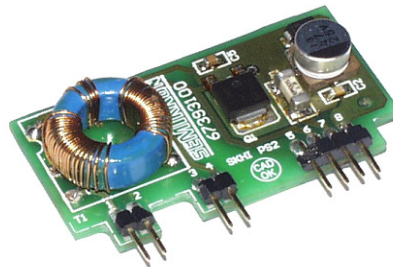


Figura 3.6 – Fonte para “Gate Driver” SKHI PS2 da Semikron

3.7 - RAZÃO CÍCLICA EFETIVA x V_{ref}

No Capítulo II, diz-se que a razão cíclica é dada pelo tempo em que o interruptor S_p permanece ligado durante um período de chaveamento. No controle implementado, devido à implementação do tempo morto, a largura do pulso do interruptor S_p é diferente da largura do pulso resultante da comparação de V_{ref} com a onda triangular de frequência fixa. Portanto,

para calcular a tensão V_{ref} em função da razão cíclica efetiva, deve-se efetuar a seguinte operação:

$$V_{ref} = D + \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3}{T} \quad (3.1)$$

3.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentada a estratégia de controle utilizada para o conversor. Foram descritas a técnica de implementação do tempo morto e a lógica dos pulsos de gatilho. A escolha dos componentes eletrônicos foi feita priorizando-se a imunidade a ruídos. Foram utilizados circuitos de gatilho e fonte auxiliar próprios para IGBTs, fabricados pela Semikron. Por fim, foi dada a equação para cálculo da tensão de referência V_{ref} corrigida equivalente à razão cíclica desejada.

CAPÍTULO 4 METODOLOGIA DE PROJETO

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A metodologia de projeto consiste em definir parâmetros de funcionamento do conversor para que possam ser dimensionados todos seus elementos.

No Capítulo 2 foi feita a análise qualitativa, na qual foram descritas as etapas de operação do conversor. Em seguida, na análise quantitativa foram realizados os cálculos dos intervalos de tempo de cada etapa de operação, o plano de fases, o equacionamento para cálculo da tensão no capacitor C_l e do ganho estático do conversor.

Os critérios de projeto são baseados na estratégia de controle definida na análise qualitativa e no equacionamento realizado na análise quantitativa, com o propósito de construir um protótipo em laboratório para comprovação dos equacionamentos teóricos e funcionamento do conversor.

4.2 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Especificação dos parâmetros utilizados para o projeto:

- Tensão máxima de entrada (V_{imax}):

$$V_{imax} = 50V \quad (4.1)$$

- Tensão mínima de entrada (V_{imin}):

$$V_{imin} = 24V \quad (4.2)$$

- Potência de saída (P_0):

$$P_0 = 350W \quad (4.3)$$

- Tensão máxima de saída (V_0):

$$V_0 = 300V \quad (4.4)$$

- Freqüência de chaveamento (f):

$$f = 50kHz \quad (4.5)$$

- Rendimento (η):

$$\eta = 0,81 \quad (4.6)$$

- Resistência de carga (R_L):

$$R_L = \frac{V_0^2}{P_0} = 257,14\Omega \quad (4.7)$$

- Corrente de saída (I_0):

$$I_0 = \frac{V_0}{R_L} = 1,17A \quad (4.8)$$

- Potência de entrada (P_i):

$$P_i = \frac{P_0}{\eta} = 432,10W \quad (4.9)$$

- Corrente máxima de entrada (I_{imax}):

$$I_{imax} = \frac{P_i}{V_{imin}} = 18,00A \quad (4.10)$$

- Corrente mínima de entrada (I_{imin}):

$$I_{imin} = \frac{P_i}{V_{imax}} = 8,64A \quad (4.11)$$

- Razão Cíclica máxima (D_{max}):

$$D_{max} = 1 - \sqrt{\frac{V_{imin}}{V_0}} = 71,72\% \quad (4.12)$$

- Razão Cíclica mínima (D_{min}):

$$D_{min} = 1 - \sqrt{\frac{V_{imax}}{V_0}} = 59,17\% \quad (4.13)$$

4.3 - CÁLCULO DO INDUTOR BOOST L_1

O “ripple” de corrente no indutor boost L_1 adotado é:

$$\Delta I_{L1} = 0,1 \cdot I_{i\max} = 1,80 A \quad (4.14)$$

O cálculo do indutor L_1 é dado por:

$$L_1 = \frac{V_{i\min} \cdot D_{\max}}{\Delta I_{L1} \cdot f} = 191,25 \mu H \quad (4.15)$$

O valor adotado para projeto será:

$$L_1 = 200 \mu H \quad (4.16)$$

4.4 - CÁLCULO DO INDUTOR BOOST L_2

O “ripple” de corrente no indutor boost L_2 adotado é:

$$\Delta I_{L2} = 0,4 \cdot I_{i\max} (1 - D_{\max}) \quad (4.17)$$

O cálculo do indutor L_2 é dado por:

$$L_2 = \frac{V_{C1\min} \cdot D_{\max}}{\Delta I_{L2} \cdot f} \quad (4.18)$$

Mas, $V_{C1\min}$ é dado por:

$$V_{C1\min} = \frac{V_{i\min}}{(1 - D_{\max})} \quad (4.19)$$

Substituindo (4.19) e (4.17) em (4.18) resulta em:

$$L_2 = \frac{V_{i\min} \cdot D_{\max}}{4 \cdot \Delta I_{L1} \cdot f \cdot (1 - D_{\max})^2} = 597,84 \mu H \quad (4.20)$$

O valor adotado para projeto será:

$$L_2 = 600 \mu H \quad (4.21)$$

4.5 - PROJETO DO INDUTOR L_I

Segue abaixo o roteiro de projeto do indutor L_I :

a) Indutância desejada (L_I):

$$L_1 = 200 \mu H \quad (4.22)$$

b) Corrente máxima (I_{L1max}):

$$I_{L1max} = I_{imax} = 18,00A \quad (4.23)$$

c) Cálculo da energia armazenada (E_{L1}):

$$E_{L1} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1max}^2 = 32,40mJ \quad (4.24)$$

d) Densidade máxima de fluxo magnético (B_{max}):

$$B_{max} = B_{sat} = 0,3T \quad (4.25)$$

e) Em [16] encontra-se a Tabela 4.1, que apresenta os tipos de núcleos de ferrite.

Tabela 4.1 - Tipos de núcleo

NÚCLEO	Kj $20^\circ C < \Delta T < 60^\circ C$	X
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

Foi escolhido o núcleo de ferrite tipo *EE*, cujos dados para $\Delta T \leq 30^\circ C$ são:

$$K_j = 395,55 \quad (4.26)$$

$$K_\mu = 0,4 \quad (4.27)$$

$$x = 0,12 \quad (4.28)$$

$$z = \frac{1}{1-x} = 1,1364 \quad (4.29)$$

f) Cálculo do produto das áreas úteis do núcleo (A_{pLl}):

$$A_{pLl} = \left(\frac{2.E_{Ll}.10^4}{K_{\mu}.K_j.B_{\max}} \right)^z = 19,50 \text{ cm}^4 \quad (4.30)$$

g) A referência [16] contém a Tabela 4.2, que apresenta vários tamanhos de núcleos do tipo EE.

Tabela 4.2 - Tamanho do núcleo

TIPO	TAMANHO	$A_p \text{ (cm}^4\text{)}$	CEM (cm)	$l_e \text{ (cm)}$	$A_e \text{ (cm}^2\text{)}$	$A_s \text{ (cm}^2\text{)}$
EE	20/10/5	0,48	3,8	4,29	0,312	28,6
	30/15/7	0,71	5,6	6,69	0,597	34,8
	30/15/14	1,43	6,7	6,69	1,2	43,2
	42/21/15	4,66	9,3	9,7	1,82	89,1
	42/21/20	6,14	10,5	9,7	2,4	97,5
	55/28/21	13,3	11,6	12,3	3,54	150
	65/33/26	57,2	15	14,7	10,6	312

O tamanho do núcleo a ser utilizado é o *EE-65/33/26* que possui o valor de A_p imediatamente superior ao calculado. Os valores de A_{pLl} , A_{eLl} e l_{eLl} são respectivamente:

$$A_{pLl} = 57,2 \text{ cm}^4 \quad (4.31)$$

$$A_{eLl} = 10,6 \text{ cm}^2 \quad (4.32)$$

$$l_{eLl} = 14,7 \text{ cm} \quad (4.33)$$

h) Cálculo do fator de indutância (A_{Ll}):

$$A_{Ll} = \frac{(A_{eLl}.B_{\max})^2}{2.E_{Ll}} = 156,06 \text{ nH / esp}^2 \quad (4.34)$$

i) Cálculo da permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro (μ_e):

$$\mu_0 = 4.\pi.10^{-7} \text{ H / m} \quad (4.35)$$

$$\mu_{eL1} = \frac{A_{L1} \cdot l_{eL1}}{\mu_0 \cdot A_{eL1}} = 17,22 \quad (4.36)$$

j) Cálculo do entreferro (l_{gL1}):

$$l_{gL1} = \frac{l_{eL1}}{\mu_{eL1}} = 0,85mm \quad (4.37)$$

k) Cálculo do número de espiras (N_{L1}):

$$N_{L1} = \sqrt{\frac{L_1}{A_{L1}}} = 35,80 \quad (4.38)$$

$$N_{L1} = 36esp \quad (4.39)$$

l) Cálculo da densidade de corrente (J_{L1}):

$$J_{L1} = K_j \cdot A_{pL1}^{-x} = 276,95A/cm^2 \quad (4.40)$$

m) Cálculo da área de cobre dos condutores (A_{cuL1}):

$$A_{cuL1} = \frac{I_{L1max}}{J_{L1}} = 0,0650cm^2 \quad (4.41)$$

n) A fim de reduzir o efeito “skin” da corrente, adotaram-se 4 fios AWG-15 em paralelo, obtendo-se 0,0660 cm² de área de cobre.

Em suma, o indutor L_1 possui as seguintes características:

- Indutância: $L_1 = 200\mu H$;
- Núcleo: EE-65/33/26;
- Número de espiras: 36;
- Diâmetro do fio: 4 fios AWG-15 em paralelo;
- Entreferro: 0,85mm;
- Frequência de operação: 50kHz.

4.6 - PROJETO DO INDUTOR L_2

Segue abaixo o roteiro de projeto do indutor L_2 :

a) Indutância desejada (L_2):

$$L_2 = 600\mu H \quad (4.42)$$

b) Corrente máxima (I_{L2max}):

$$I_{L2max} = I_{imax} \cdot (1 - D_{min}) = 7,35 A \quad (4.43)$$

c) Cálculo da energia armazenada (E_{L2}):

$$E_{L2} = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{L2max}^2 = 16,21 mJ \quad (4.44)$$

d) Densidade máxima de fluxo magnético (B_{max}):

$$B_{max} = B_{sat} = 0,3 T \quad (4.45)$$

e) Da Tabela 4.1, foi escolhido o núcleo de ferrite tipo EE, cujos dados para $\Delta T \leq 30^\circ C$ são:

$$K_j = 395,55 \quad (4.46)$$

$$K_\mu = 0,4 \quad (4.47)$$

$$x = 0,12 \quad (4.48)$$

$$z = 1,1364 \quad (4.49)$$

f) Cálculo do produto das áreas úteis do núcleo (A_{pL2}):

$$A_{pL2} = \left(\frac{2 \cdot E_{L2} \cdot 10^4}{K_\mu \cdot K_j \cdot B_{max}} \right)^z = 8,87 cm^4 \quad (4.50)$$

g) Da Tabela 4.2, o tamanho do núcleo a ser utilizado é o *EE-55/28/21* que possui o valor de A_p imediatamente superior ao calculado. Os valores de A_{pL2} , A_{eL2} e l_{eL2} são respectivamente:

$$A_{pL2} = 13,3 cm^4 \quad (4.51)$$

$$A_{eL2} = 3,54 cm^2 \quad (4.52)$$

$$l_{eL2} = 12,3 cm \quad (4.53)$$

h) Cálculo do fator de indutância (A_{lL2}):

$$A_{lL2} = \frac{(A_{eL2} \cdot B_{max})^2}{2 \cdot E_{L2}} = 199,93 nH / esp^2 \quad (4.54)$$

i) Cálculo da permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro (μ_{eL2}):

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H / m \quad (4.55)$$

$$\mu_{eL2} = \frac{A_{lL2} \cdot l_{eL2}}{\mu_0 \cdot A_{eL2}} = 9,62 \quad (4.56)$$

j) Cálculo do entreferro (l_{gL2}):

$$l_{gL2} = \frac{l_{eL2}}{\mu_{eL2}} = 1,28mm \quad (4.57)$$

k) Cálculo do número de espiras (N_{L2}):

$$N_{L2} = \sqrt{\frac{L_2}{A_{IL2}}} = 131,33 \quad (4.58)$$

$$N_{L2} = 132esp \quad (4.59)$$

l) Cálculo da densidade de corrente (J_{L2}):

$$J_{L2} = K_j \cdot A_{pL2}^{-x} = 304,41A/cm^2 \quad (4.60)$$

m) Cálculo da área de cobre dos condutores (A_{cuL2}):

$$A_{cuL2} = \frac{I_{L2max}}{J_{L2}} = 0,0241cm^2 \quad (4.61)$$

n) A fim de reduzir o efeito “skin” da corrente, adotou-se 4 fios *AWG-19* em paralelo, obtendo-se $0,0261 cm^2$ de área de cobre.

Em suma, o indutor L_2 possui as seguintes características:

- Indutância: $L_2 = 600\mu H$;
- Núcleo: *EE-55/28/21*;
- Número de espiras: *132 espiras*;
- Diâmetro do fio: *4 fios AWG-19 em paralelo*;
- Entreferro: *1,28 mm*;
- Frequência de operação: *50kHz*.

4.7 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

Conforme visto no item 2.4 do Capítulo 2, comprova-se que o comportamento do ganho do conversor proposto se aproxima do ganho do conversor boost quadrático convencional. Deste modo, inicialmente, os cálculos de razão cíclica, corrente nos indutores de filtro e corrente no interruptor S_p serão realizados conforme o equacionamento do conversor boost quadrático convencional. Ao final do projeto, serão calculados os intervalos de tempo e os

esforços de tensão e corrente nos semicondutores, em função dos elementos de circuito dimensionados no projeto.

O procedimento de projeto dos elementos de circuito ativos e passivos do conversor proposto será elaborado juntamente com o projeto do protótipo montado em laboratório, de acordo com determinados passos a serem seguidos.

4.7.1 - PASSO 1: DETERMINAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

Para fins de projeto, o ponto de operação escolhido deve ser o pior caso estabelecido na especificação de projeto, no item 4.2 deste capítulo. Portanto, os parâmetros de entrada e saída para o dimensionamento do conversor são dispostos a seguir:

$$V_i = 24V \quad (4.62)$$

$$V_o = 300V \quad (4.63)$$

$$P_o = 350W \quad (4.64)$$

4.7.2 - PASSO 2: CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 12,5 \quad (4.65)$$

4.7.3 - PASSO 3: CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA

$$D = 1 - \sqrt{\frac{V_i}{V_o}} = 0,7172 \quad (4.66)$$

4.7.4 - PASSO 4: CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA R_L

$$R_L = \frac{V_0^2}{P_0} = 257,14\Omega \quad (4.67)$$

4.7.5 - PASSO 5: CÁLCULO DO FATOR K

$$K = \frac{V_i}{V_0 - V_i} = 0,0870 \quad (4.68)$$

4.7.6 - PASSO 6: CÁLCULO DA CORRENTE DE CARGA I_0

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 1,67A \quad (4.69)$$

4.7.7 - PASSO 7: CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR L_2

$$I_{L2} = \frac{I_0}{(1-D)} = 4,12A \quad (4.70)$$

4.7.8 - PASSO 8: CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR L_1

$$I_{L1} = \frac{I_0}{(1-D)^2} = 14,58A \quad (4.71)$$

4.7.9 - PASSO 9: CÁLCULO DA CORRENTE NO INTERRUPTOR S_p

$$I_{Sp} = I_{L1} + I_{L2} = 18,71A \quad (4.72)$$

4.7.10 - PASSO 10: CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C_1

$$V_{C1} = \frac{V_i}{(1-D)} = 84,85V \quad (4.73)$$

4.7.11 - PASSO 11: DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR RESSONANTE C_r

Em [16] recomenda-se que a máxima taxa de variação de tensão nos terminais de um semicondutor seja menor ou igual a $2000V/\mu s$, para que haja baixos níveis de EMI. Sabe-se que o pior caso de variação instantânea de tensão ocorre na sexta etapa de operação, quando o interruptor S_p é aberto. Nesta etapa, o capacitor C_r assume a corrente do interruptor S_p , carregando-se linearmente até atingir a tensão do capacitor C_1 . Assim sendo, o valor mínimo do capacitor C_r é dado por:

$$C_r \geq \frac{I_{L1} + I_{L2}}{2000} \cdot 10^{-6} = 9,35 \mu F \quad (4.74)$$

O valor de C_r adotado para utilização no protótipo será de:

$$C_r = 11 \mu F \quad (4.75)$$

4.7.12 - PASSO 12: DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA f_0

Para que a malha ressonante não influa significativamente no ganho estático do conversor, é desejável que a frequência de ressonância seja pelo menos dez vezes maior que a frequência de chaveamento. Adotando-se a relação f_0/f igual a 16,46, obtém-se a seguinte frequência de ressonância:

$$f_0 = 823 kHz \quad (4.76)$$

4.7.13 - PASSO 13: CÁLCULO DA FREQUÊNCIA ANGULAR ω_0

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 5171061,51 rad / s \quad (4.77)$$

4.7.14 - PASSO 14: CÁLCULO DO INDUTOR L_r

$$L_r = \frac{1}{C_r \cdot \omega_0^2} = 3,4 \mu H \quad (4.78)$$

4.7.15 - PASSO 15: CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA Z_0

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 17,58 \Omega \quad (4.79)$$

4.7.16 - PASSO 16: CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE CARGA NORMALIZADA α

$$\alpha = \frac{I_{L2}}{V_0 - V_i} \cdot Z_0 = 0,2627 \quad (4.80)$$

4.7.17 - PASSO 17: CÁLCULO DO PICO DA CORRENTE NO CAPACITOR DE RESSONÂNCIA C_r

$$I_{C_{rp}} = \frac{I_{L2}}{\alpha} = 15,70 A \quad (4.81)$$

4.7.18 - PASSO 18: CÁLCULO DO PICO DA CORRENTE NO INDUTOR DE RESSONÂNCIA L_r

$$I_{L_{rp}} = I_{C_{rp}} + I_{L2} = 19,82 A \quad (4.82)$$

4.7.19 - PASSO 19: CÁLCULO DOS INTERVALOS DE TEMPO DE CADA ETAPA DE OPERAÇÃO

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} = 51 ns \quad (4.83)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot (\pi - \arccos K) = 321 ns \quad (4.84)$$

$$\Delta t_{3\max} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1-K^2}}{K} = 2215ns \quad (4.85)$$

$$\Delta t_{4\min} = \frac{\alpha}{K \cdot \omega_0} = 584ns \quad (4.86)$$

O intervalo Δt_3 estabelecido para simulação e resultados experimentais foi:

$$\Delta t_3 = 300ns \quad (4.87)$$

$$\Delta t_4 = \Delta t_{4\min} + \Delta t_{3\max} - \Delta t_3 = 2500ns \quad (4.88)$$

$$\Delta t_5 = D \cdot T - \Delta t_4 = 11843ns \quad (4.89)$$

Utilizando cálculo iterativo, calcula-se o valor da tensão no capacitor C_1 e o tempo de duração da sexta, sétima e oitava etapas de operação:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{\left(1 - D - \frac{\Delta t_6}{2T}\right)} = 85,23V \quad (4.90)$$

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot C_r}{I_{L1} + I_{L2}} = 50ns \quad (4.91)$$

$$\Delta t_7 = \frac{(V_0 - V_{C1}) \cdot C_r}{I_{L2}} = 573ns \quad (4.92)$$

$$\Delta t_8 = T \cdot (1 - D) - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_6 + \Delta t_7) = 4363ns \quad (4.93)$$

4.7.20 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Substituindo os valores dos intervalos de tempo, tensões e corrente calculados para o ponto de operação nas equações do item 2.5, podem ser calculadas as correntes média, eficaz e máxima e tensão máxima nos semicondutores para o ponto de operação escolhido. Com isso, serão determinados os semicondutores que serão utilizados no protótipo implementado em laboratório.

4.7.20.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D₁

Os esforços de corrente e tensão no diodo D₁ são dados por (4.94) a (4.97):

$$I_{D1med} = I_{L1} \cdot \left[(1-D) - \frac{\Delta t_6}{T} \right] = 4,09A \quad (4.94)$$

$$I_{D1ef} = I_{L1} \cdot \sqrt{(1-D) - \frac{\Delta t_6}{T}} = 7,72A \quad (4.95)$$

$$I_{D1máx} = I_{L1} = 14,58A \quad (4.96)$$

$$V_{D1máx} = V_{C1} = \frac{V_i}{1-D - \frac{\Delta t_6}{2T}} = 85,23V \quad (4.97)$$

Para suportar os esforços foi escolhido o diodo APT30D100B, o qual possui as seguintes características:

$$V_R = 1000V \quad (4.98)$$

$$I_{F(med)} = 30A \text{ e } I_{F(ef)} = 70A \quad (4.99)$$

4.7.20.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D₂ E DO INTERRUPTOR S_a

Os esforços de corrente e tensão no diodo D₂ e no interruptor S_a são dados por (4.100) a (4.104):

$$I_{D2med} = I_{Samed} = I_{L1} \cdot \left[D + \frac{\Delta t_6}{T} \right] = 10,50A \quad (4.100)$$

$$I_{D2ef} = I_{Saef} = I_{L1} \cdot \sqrt{D + \frac{\Delta t_6}{T}} = 12,37A \quad (4.101)$$

$$I_{D2máx} = I_{Samáx} = I_{L1} = 14,58A \quad (4.102)$$

$$V_{D2máx} = V_0 - V_{C1} = 214,77V \quad (4.103)$$

$$V_{Samáx} = V_{C1} = 85,23V \quad (4.104)$$

O diodo escolhido foi o APT30D100B, cujas características foram apresentadas em (4.98) e (4.99). O interruptor S_a escolhido foi o IGBT SK60GAL125, o qual possui as seguintes características:

$$V_{CES} = 1200V \quad (4.105)$$

$$I_C = 51A \text{ (25°C)} \text{ ou } 35A \text{ (80°C)} \quad (4.106)$$

4.7.20.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D_r E DO INTERRUPTOR S_r

Os esforços de corrente e tensão no diodo D_r e no interruptor S_r são dados por (4.107) a (4.111):

$$I_{Smed} = I_{Dmed} = \frac{I_{L2}}{T} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \frac{K+1}{\alpha \cdot \omega_0} + \frac{(\Delta t_{3max} + \Delta t_{4min})^2}{2 \cdot \Delta t_{4min}} \right] = 1,62A \quad (4.107)$$

$$I_{Sref} = I_{Dref} = I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{3} + \Delta t_2 \cdot \left(1 + \frac{1}{2\alpha^2} \right) + \frac{2 \cdot (K+1)}{\alpha \cdot \omega_0} - \frac{\sin(2\omega_0 \Delta t_2)}{4\alpha^2 \cdot \omega_0} + \frac{(\Delta t_{3max} + \Delta t_{4min})^3}{3 \cdot \Delta t_{4min}} \right]} = 1,93A \quad (4.108)$$

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = I_{L2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right) = 19,82A \quad (4.109)$$

$$V_{Smax} = V_0 - V_i = 276V \quad (4.110)$$

$$V_{Dmax} = V_i = 24V \quad (4.111)$$

O diodo escolhido foi o HFA08TB60, o qual possui as seguintes características:

$$V_R = 600V \quad (4.112)$$

$$I_{F(med)} = 8A \text{ e } I_{FSM} = 60A \quad (4.113)$$

O interruptor S_r escolhido foi o IGBT SK60GAL125, cujas características foram apresentadas em (4.105) e (4.106).

4.7.20.4 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR S_p E DO DIODO D_0

Os esforços de corrente e tensão no interruptor S_p e no diodo D_0 são dados por (4.114) a (4.121).

$$I_{Spméd} = \frac{1}{T} \cdot \left[D \cdot T \cdot (I_{L1} + I_{L2}) + \frac{I_{L2}}{2 \cdot \Delta t_{4min}} \cdot (\Delta t_{3máx}^2 - 2 \cdot \Delta t_3 \cdot \Delta t_{3máx} - \Delta t_4^2) \right] = 12,95A \quad (4.114)$$

$$I_{Sperf} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ DT \cdot (I_{L1} + I_{L2})^2 - I_{L2} \cdot (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \frac{\Delta t_4^2}{\Delta t_{4min}} + \frac{I_{L2}^2}{3 \Delta t_{4min}} \cdot [\Delta t_4^3 + \Delta t_{3máx}^3 + (\Delta t_3 - \Delta t_{3máx})^3] \right\}} = 14,48A \quad (4.115)$$

$$I_{Spmáx} = I_{L1} + I_{L2} = 18,71A \quad (4.116)$$

$$V_{Spmáx} = V_0 = 300V \quad (4.117)$$

$$I_{D0med} = \frac{I_{L2}}{T} \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_8 \right) = 0,90A \quad (4.118)$$

$$I_{D0ef} = I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\frac{\Delta t_3}{3} + \Delta t_8 \right)} = 1,95A \quad (4.119)$$

$$I_{D0máx} = I_{L2} = 4,12A \quad (4.120)$$

$$V_{D0máx} = V_0 = 300V \quad (4.121)$$

O interruptor escolhido foi o IGBT SK60GAL125, cujas características de tensão e corrente máximas foram apresentadas em (4.105) e (4.106). Outra característica interessante é que seu encapsulamento contém um diodo adicional, o qual será utilizado como o diodo D_0 .

4.8 - ANÁLISE DA REGIÃO DE OPERAÇÃO EM FUNÇÃO DE $I_{Spmáx}$, V_i E Z_0

Fixando valores para Z_0 e V_i , é possível traçar um gráfico de α variando-se D para valores correspondentes à corrente máxima no interruptor principal ($I_{Spmáx}$).

A Figura 4.1 mostra as curvas para os valores máximos de corrente suportados pelo IGBT SK60GAL125 para temperaturas de operação de 25°C e 80°C. $V_i = 50V$ e $Z_0 = 17,58$.

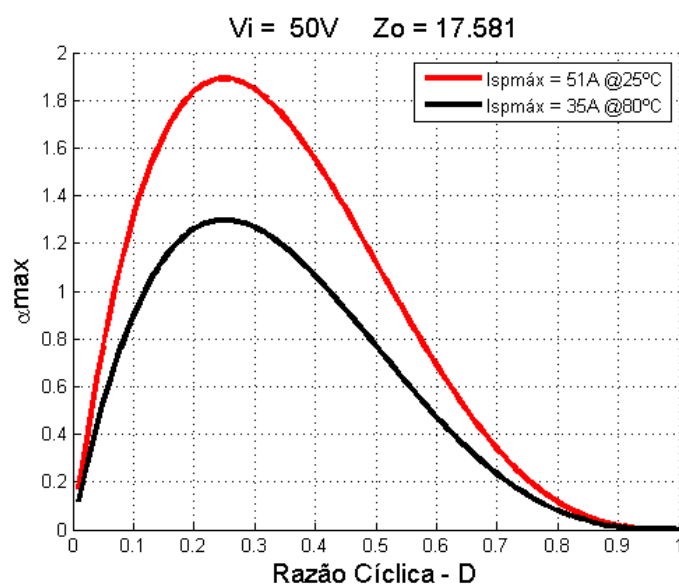


Figura 4.1 – $\alpha_{\text{máx}}$ x D para $I_{\text{spmáx}}$ a 25°C e a 80°C com $V_i = 50V$

A Figura 4.2 mostra as curvas de $\alpha_{\text{máx}}$ para $V_i = 24V$, utilizando o mesmo interruptor.

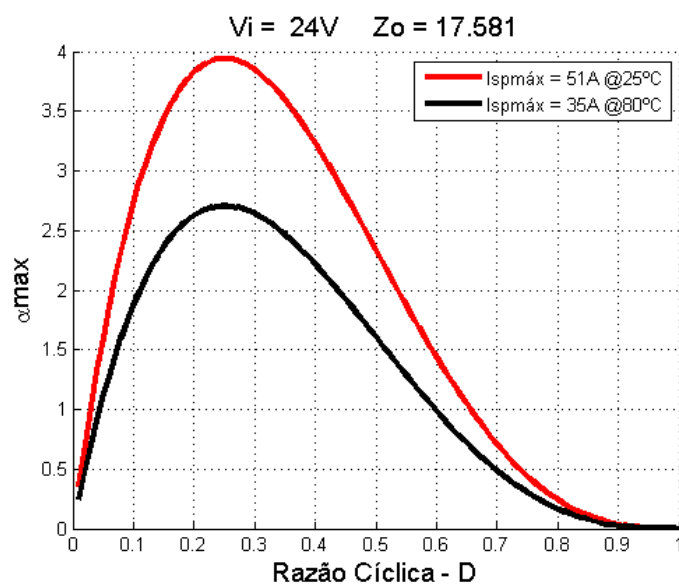


Figura 4.2 - $\alpha_{\text{máx}}$ x D para $I_{\text{spmáx}}$ a 25°C e a 80°C com $V_i = 24V$

4.9 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado um roteiro de projeto juntamente com um exemplo para um determinado ponto de operação, cujos valores calculados servirão como parâmetro de comparação entre os resultados de simulação e experimentais. Ao final do capítulo, foram traçados dois gráficos de $\alpha_{\text{máx}}$ x D. Para isso, foram fixados os valores máximos de corrente que o interruptor principal suporta (para diferentes temperaturas de operação). Adicionalmente, foram fixados os parâmetros de tensão de entrada (V_{imin} e $V_{\text{imáx}}$) e impedância característica da ressonância (Z_0), com o objetivo de definir regiões de operação diferentes da calculada neste capítulo.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nos capítulos anteriores foram feitos o estudo do funcionamento do conversor e os projetos dos circuitos de controle e de potência no conversor BOOST QUADRÁTICO SR-ZVS-QRC PWM.

Com o intuito de confirmar os resultados teóricos, fez-se a simulação do conversor utilizando o programa computacional PSIM. Para isso, foram utilizados elementos de circuito ideais na simulação.

Feita a simulação e obtidos os resultados para análise, montou-se um protótipo, em laboratório, visando reproduzir as condições de funcionamento desejadas e comprovar os princípios teóricos estabelecidos para a operação do conversor proposto.

Os estudos teóricos, de simulação e a implementação prática justificam a viabilidade e aplicabilidade do conversor funcionando com comutação não dissipativa.

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimentais do protótipo de 350 W construído.

5.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Com o intuito de comprovar o funcionamento do conversor, foi estabelecido um ponto de operação para simulação e obtenção dos resultados experimentais, conforme equipamentos e componentes disponíveis em laboratório. A tabela 5.1 contém os parâmetros de

entrada/saída, cálculos teóricos dos intervalos de tempo das etapas de operação e os esforços nos semicondutores.

Tabela 5.1 – Parâmetros do ponto de operação

Parâmetros de Entrada/Saída	V_i 50V	V_o 250V	P_o 250W	R_L 250 Ω	f 50KHz
Intervalos de Tempo das etapas de operação	Δt_1 38ns	Δt_2 353ns	$\Delta t_{3m\acute{a}x}$ 749ns	Δt_{4min} 152ns	Δt_3 300ns
	Δt_4 601ns	Δt_5 10,455 μ s	Δt_6 172ns	Δt_7 675ns	Δt_8 7,408 μ s
Esforços nos semicondutores	I_{D1med} 2,19A	I_{D2med} 2,81A	I_{Drmed} 0,48A	I_{Spmed} 3,91A	I_{D0med} 0,83A
	I_{D1ef} 3,31A	I_{D2ef} 3,75A	I_{Dref} 1,41A	I_{Spef} 5,20A	I_{D0ef} 1,37A
	$I_{D1m\acute{a}x}$ 5,00A	$I_{D2m\acute{a}x}$ 5,00A	$I_{Dr m\acute{a}x}$ 13,61A	$I_{Sp m\acute{a}x}$ 7,24A	$I_{D0m\acute{a}x}$ 2,24A
	$V_{D1m\acute{a}x}$ 112,89V	$V_{D2m\acute{a}x}$ 137,11V	$V_{Dr m\acute{a}x}$ 50V	$V_{Spr m\acute{a}x}$ 250V	$V_{D0m\acute{a}x}$ 250V
		$V_{Sam\acute{a}x}$ 112,89V	$V_{Srm\acute{a}x}$ 200V		
$V_{ref} = 0,5873$		$V_{0corrigido} = 279,76$	$G_{corrigido} = 5,6$	$dV_{Cr}/dt = 657,82V/\mu s$	

A tabela 5.2 contém os parâmetros do ponto de operação estabelecido.

Tabela 5.2 – Parâmetros do protótipo

Interruptores	S_p, S_r, S_a	IGBT SK60GAL125
Diodos	D_1	1 x APT30D100B
	D_2	2 x APT30D100B
	D_0	Encapsulamento de S_p
	D_r	HFA08TB60
Capacitores	C_1	330 μ F
	C_0	470 μ F
	C_r	11nF
Indutores	L_1	450 μ H
	L_2	545 μ H
	L_r	3,4 μ H
	L_a	3,4 μ H
Carga	Resistência	250 Ω

A Figura 5.1 mostra o esquema do circuito utilizado para simulação do BOOST Quadrático SR-ZVS-QRC PWM.

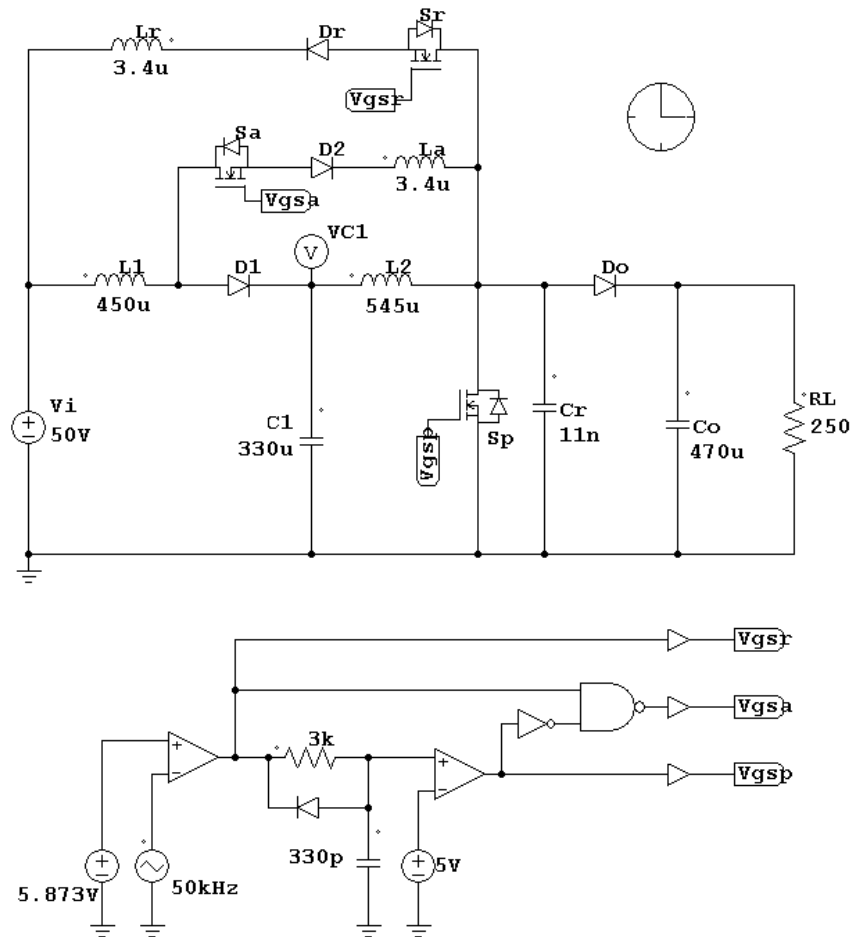


Figura 5.1 - Esquema do circuito de potência e de controle simulado no PSIM

Para a obtenção dos resultados experimentais foram utilizados o gerador de função 33210A da Agilent, o osciloscópio TPS2024 da Tektronix, o wattímetro WT230 da Yokogawa e a fonte de alimentação mod. 1310 da MCE. A seguir serão mostradas as principais formas de onda de tensão e de corrente do conversor, obtidas por meio de simulação e experimentalmente.

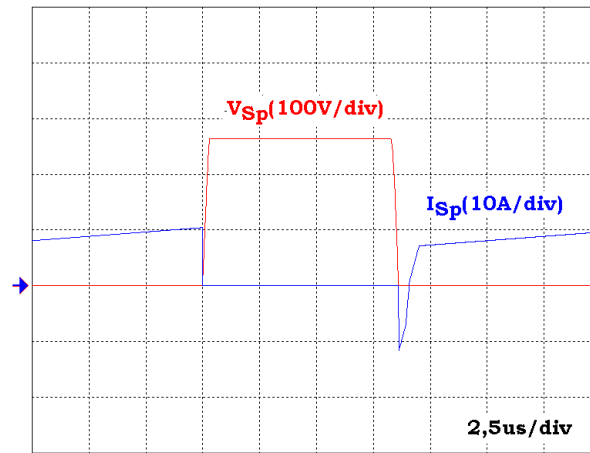


Figura 5.2 - Resultados de simulação - Tensão e Corrente no interruptor S_p

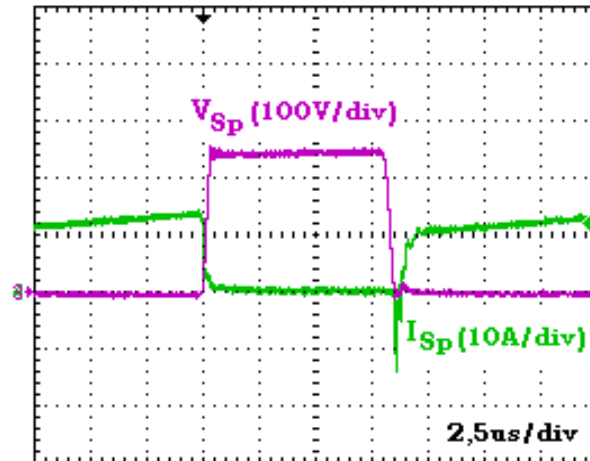


Figura 5.3 - Resultados experimentais - Tensão e Corrente no interruptor S_p

As Figuras 5.2 e 5.3 mostram as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor principal (S_p). Analisando-as, percebe-se que a comutação ZVS ocorre, no fechamento do interruptor, tanto na simulação quanto no resultado experimental.

Na abertura de S_p , entretanto, no resultado experimental, a corrente que estava circulando no interruptor não é totalmente desviada para o capacitor C_r , devido à característica intrínseca dos IGBTs de apresentarem uma corrente de cauda. Isso faz com que

a operação do circuito seja limitada a baixas frequências de chaveamento. Uma solução para esse problema seria substituir o interruptor utilizado por um MOSFET.

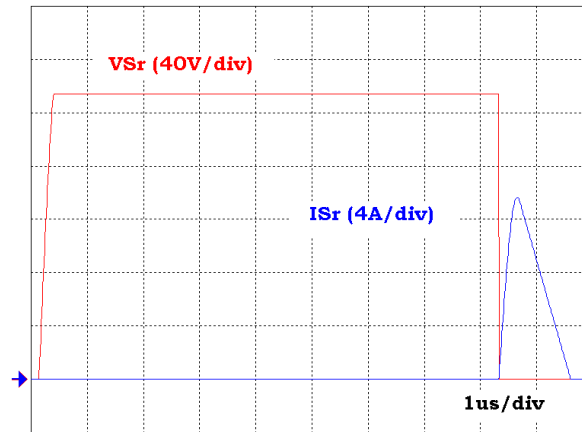


Figura 5.4 – Resultados de simulação – Tensão e Corrente no interruptor S_r

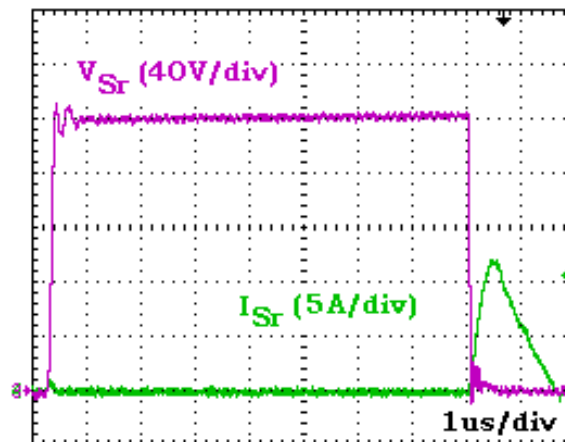


Figura 5.5 – Resultados experimentais – Tensão e Corrente no interruptor S_r

As Figuras 5.4 e 5.5 mostram as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor da malha ressonante (S_r). A forma de onda de tensão no interruptor apresenta uma pequena oscilação na abertura, porém com valores de tensão aceitáveis. O interruptor apresenta baixa perda de comutação em seu fechamento, devido ao indutor ressonante L_r em série e a abertura é feita com corrente nula (ZCS).

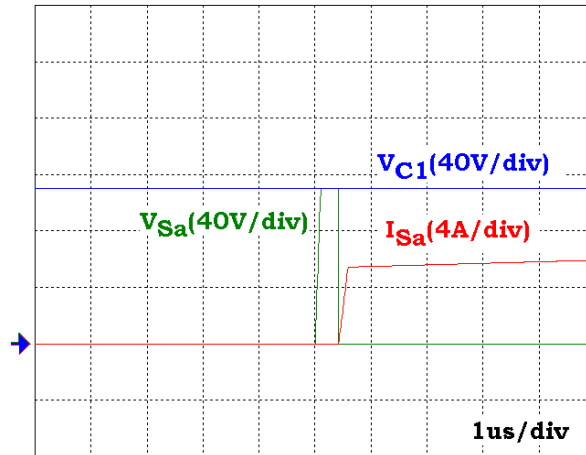


Figura 5.6 – Resultados de simulação – Tensão e Corrente no interruptor S_a

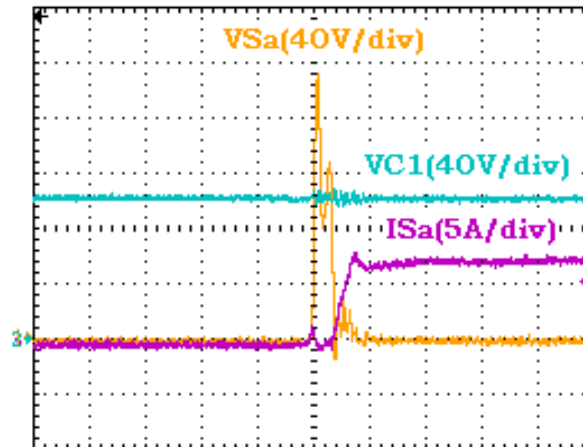


Figura 5.7 – Resultados experimentais – Tensão e Corrente no interruptor S_a

As Figuras 5.6 e 5.7 mostram os resultados de simulação e experimentais de tensão e corrente no interruptor auxiliar (S_a) e da tensão no capacitor C_1 . O acréscimo do indutor auxiliar L_a , faz com que a comutação torne-se menos dissipativa na entrada de condução. Por outro lado, a abertura do interruptor é com tensão nula.

Para reduzir as perdas de condução no diodo D_2 foram utilizados dois diodos APT30D100B em paralelo.

A adição desse indutor faz com que reduza o ganho de tensão do conversor. Entretanto, no ponto de operação adotado, o ganho ainda é maior que o do conversor Boost Quadrático convencional.

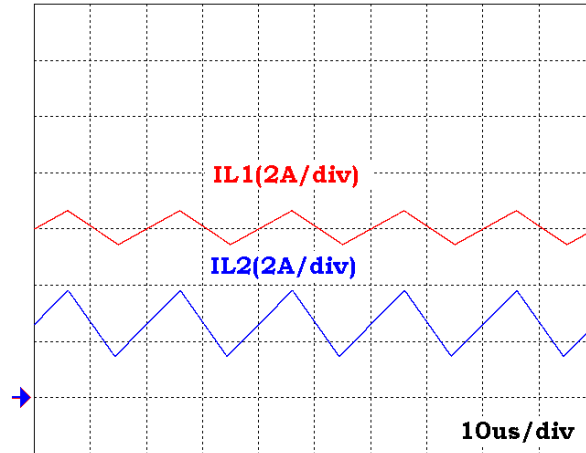


Figura 5.8 – Resultados de simulação – Corrente nos indutores L_1 e L_2

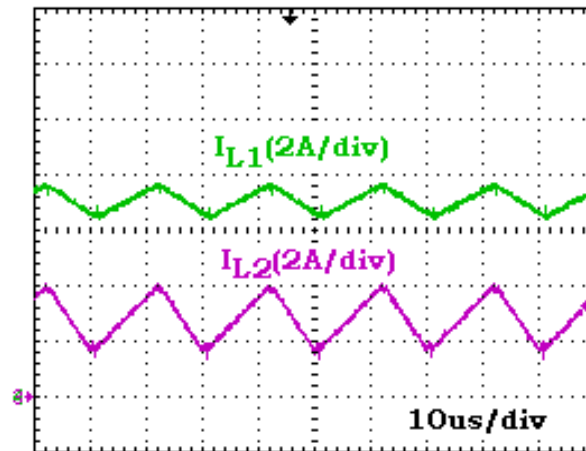


Figura 5.9 – Resultados experimentais – Corrente nos indutores L_1 e L_2

As Figuras 5.8 e 5.9 mostram os resultados de simulação e experimentais das correntes nos indutores L_1 e L_2 .

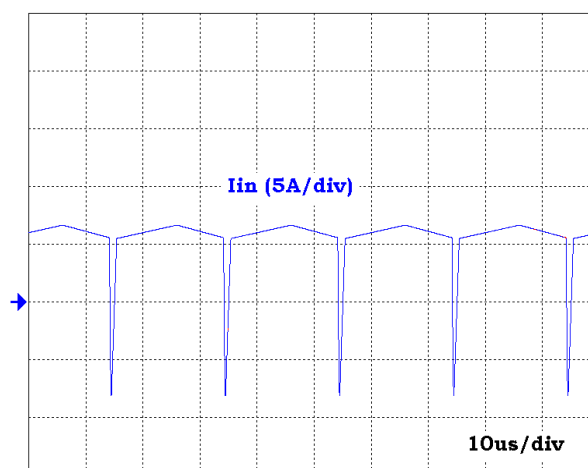


Figura 5.10 – Resultados de simulação – Corrente na entrada

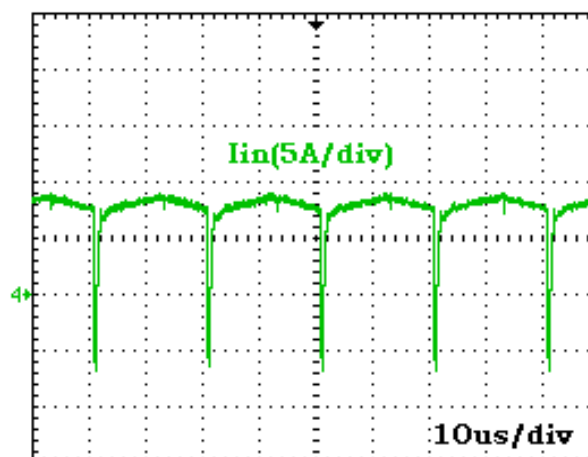


Figura 5.11 – Resultados experimentais – Corrente de entrada

As Figuras 5.10 e 5.11 mostram os resultados de simulação e experimentais da corrente na entrada do conversor. Note que a energia da célula de ressonância é devolvida para a fonte de entrada.



Figura 5.12 – Resultados experimentais de potência e tensão de entrada e saída e rendimento extraídos do Wattímetro Yokogawa WT230

A Figura 5.12 mostra os resultados de potência de entrada ($P_i = 338\text{W}$) e de saída ($P_o = 264,7\text{W}$); tensão de entrada ($V_i = 50,22\text{V}$) e de saída ($V_o = 257,25\text{V}$) e rendimento ($\eta = 78,32\%$), extraídos do Wattímetro Digital WT230 da Yokogawa.

5.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foram apresentados neste capítulo os resultados de simulação e experimentais do conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM.

Analisando-se as formas de onda, tanto dos resultados de simulação como as experimentais, e comparando-as com os valores calculados apresentados na Tabela 5.1, observa-se a concordância com a análise teórica. Pode-se, portanto, afirmar que o conversor proposto funciona de acordo com a teoria desenvolvida nos capítulos de análise qualitativa e quantitativa, comprovando a validade dos estudos teóricos e os procedimentos de projeto.

Todos os interruptores operam com comutação suave e não apresentam estresses adicionais de corrente e de tensão. Porém, como o interruptor utilizado em S_p foi um IGBT, nota-se que ainda acontecem perdas de comutação em sua abertura, devido à corrente de

cauda presente nesse tipo de dispositivo. Essas perdas adicionais podem ser minimizadas com a redução da frequência de chaveamento ou pela substituição do interruptor S_p por um MOSFET.

O rendimento obtido do conversor foi próximo ao esperado, já que o conversor tem como característica perdas por condução elevadas.

Verifica-se que os intervalos de ressonância são pequenos comparados com o tempo de chaveamento. Deste modo, o conversor opera na maior parte do tempo como um conversor PWM convencional.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO GERAL

No Capítulo I foi introduzida a necessidade de projetar um conversor estático com ganho de tensão elevado, com alto rendimento e baixa emissão de ruídos eletromagnéticos para ser utilizado em células a combustível (H_2). Nesse contexto, foi exposto o estado da arte dos conversores elevadores de tensão utilizando várias técnicas de comutação suave. Também, foram citados alguns conversores com característica de ganho quadrático em função da razão cíclica. Com o objetivo de atender aos requisitos estabelecidos anteriormente, esse trabalho propôs uma nova topologia baseada no conversor Boost Quadrático, associada à célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC.

No Capítulo II foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto. Nestas, foram determinadas as etapas de funcionamento, principais formas de onda, plano de fases, equações para cálculo dos tempos de duração de cada etapa de operação, equação de tensão no capacitor C_1 e do ganho estático do conversor. Além disso, foram geradas equações para cálculo dos esforços de corrente e tensão nos semicondutores. Também, foram traçados ábacos comparando os ganhos de tensão do conversor Boost Quadrático e do conversor proposto em função da razão cíclica, para diferentes condições de carga. Por fim, foi traçado um gráfico parametrizado de $\alpha_{\text{máx}} \times D$, em função do valor máximo de corrente suportado pelo interruptor principal, da impedância característica da ressonância e da tensão de entrada.

Através dos gráficos traçados no Capítulo II, demonstrou-se que a característica quadrática do ganho do conversor proposto manteve-se com a adição da célula de comutação não dissipativa. Analisando as Figuras 2.13 a 2.17, nota-se que para valores de $\alpha < 0,4$, a característica de operação QRC é predominante. Por outro lado, para valores de $\alpha > 0,4$, a característica de operação PWM é predominante. Além disso, quanto maior o valor de Δ_{t3} , maior será o ganho de tensão, obtendo-se valores superiores ao ganho dos conversores propostos em [3], [14] e [15]. Além disso, o conversor proposto não possui esforços adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores. Por fim, a comutação suave é obtida em todos os interruptores, resultando em baixas perdas de comutação e redução dos níveis de ruídos por EMI. Com base nessas conclusões e nas equações definidas nesse capítulo, foi possível construir o roteiro de projeto respeitando os limites de operação do conversor.

No Capítulo III, foi apresentada a estratégia de controle analógico, em malha aberta, utilizada para o conversor. Foram descritas a técnica de implementação do tempo morto e a lógica dos pulsos de gatilho dos interruptores. A escolha dos componentes eletrônicos foi feita priorizando-se a imunidade a ruídos, ao utilizar portas lógicas com histerese. Por fim, foi estabelecida a equação para cálculo da tensão de referência (V_{ref}) equivalente à razão cíclica para o ganho desejado. Contudo, a técnica de controle mostrou-se simples e eficiente, sem nenhuma estratégia sofisticada empregada.

No Capítulo IV foi apresentado um roteiro de projeto juntamente com um exemplo para o ponto crítico de operação, cujos valores serviram como parâmetro de comparação entre os resultados de simulação e experimentais. Ao final do capítulo, foram traçados dois gráficos de $\alpha_{m\acute{a}x} \times D$ com o objetivo de definir as regiões de operação possíveis para o conversor, de acordo com o interruptor principal determinado em projeto. Conclui-se que o conversor Boost Quadrático torna-se limitado em carga, para valores de ganhos de tensão elevados, devido aos

altos valores de corrente no interruptor principal e, conseqüentemente, pelas perdas de condução.

No Capítulo V foram apresentados os resultados de simulação e experimentais do conversor proposto. Analisando as formas de onda, tanto dos resultados de simulação como as experimentais, observa-se a concordância com o modelo teórico apresentado. Pode-se, portanto, afirmar que os resultados experimentais validam os equacionamentos teóricos e procedimentos de projeto.

As características de comutação foram comprovadas através dos resultados experimentais. O interruptor S_p entra em condução no modo ZVS e, na abertura, a corrente é desviada para o capacitor C_r . Como o interruptor utilizado em S_p foi um IGBT, nota-se que ainda acontecem perdas de comutação em sua abertura, devido à corrente de cauda presente nesse tipo de dispositivo. Essas perdas adicionais podem ser minimizadas com a redução da frequência de chaveamento ou pela substituição do IGBT por um MOSFET. Já o interruptor S_r é aberto com corrente nula (ZCS) e fechado com baixas perdas devido ao indutor L_r . Por fim, o interruptor S_a é aberto no modo ZCS e funciona com baixas perdas na entrada em condução devido à adição do indutor L_a em série a ele.

O rendimento obtido do conversor foi próximo ao esperado, já que o conversor tem como característica perdas elevadas por condução, a qual é diretamente proporcional ao ganho de tensão.

Comparado aos conversores quadráticos com comutação suave apresentados em [14] e [15], o conversor proposto possui as seguintes vantagens:

- Maior ganho estático em função da razão cíclica;
 - Não necessita de fontes auxiliares de tensão;
 - Não possui estresses adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores;
-

- A comutação é suave em todos os interruptores, tanto na entrada quanto na saída de condução.

Como trabalhos futuros, sugere-se que seja feita a substituição do interruptor principal por um MOSFET, para que seja feita a quantificação do gasto de energia na abertura do IGBT, devido à corrente de cauda. Além disso, pode-se fazer um controle digital em malha fechada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] de Novaes, Y.; Rufer, A.; Barbi, I.; “A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications”, Power Conversion Conference – Nagoya, pages 601 – 607, 2007.
 - [2] Maksimovic, D.; Cuk, S.; “Switching converters with wide DC conversion range”, IEEE Transactions on Power Electronics, pages 151 – 157, vol. 6, 1991.
 - [3] Barreto, L. H. S. C.; “Apêndice A: Conversores Quadráticos.” Tese de Doutorado, UFU, Uberlândia-MG, Brasil, 2003.
 - [4] Kadri, R.; Glaubert, J.-P.; Champenois, G.; Mostefai, M.; “Performance Analysis of Transformerless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems”, ICEM’2010, pages 1 – 7, 2010.
 - [5] Lee, F.C.; “High-frequency quasi-resonant converter technologies”, Proceedings of the IEEE, pages 377 – 390, vol. 76, 1988.
 - [6] Filho, N.P.; Jose Farias, V.; Carlos, L.; de Freitas, L.C.; “A novel family of DC-DC PWM converters using the self-resonance principle”, PESC’94, pages 1385 – 1391, vol. 2, 1994.
 - [7] Fuentes, R.C.; Hey, H.L.; “Uma célula de comutação ZCS-PWM para aplicações com semicondutores do tipo IGBT”, SBA, vol. 9, nº 3, 1998.
-

- [8] Vieira, J. B., Jr.; Barbi, I.; “Conversor Buck-Boost quase ressonante, com chaveamento a corrente nula e modulação por largura de pulso: análise, projeto e resultados experimentais”; SBA, vol. 3, nº 3, 1992.
 - [9] Barbi, I.; Bolacell, J.C.O.; Martins, D.C.; Libano, F.B.; “Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design, and experimentation”, IEEE Transactions on Power Electronics, pages 276 – 283, vol. 5, 1990.
 - [10] Guichao Hua; Ching-Shan Leu; Yimin Jiang; Lee, F.C.Y.; “Novel zero-voltage-transition PWM converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, pages 213 – 219, vol. 9, 1994.
 - [11] da Costa, A. V.; Treviso, C. H. G.; de Freitas, L. C.; “ A new ZCS-ZVS-PWM boost converter with unity power factor operation”, APEC’94, pages 404 – 410, vol. 1, 1994.
 - [12] de 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, pages 19 – 24, vol. 10, 1995.
 - [13] Barbosa, L. R.; Vieira, J. B., Jr.; de Freitas, L. C.; Farias, V. J.; “Um conversor Boost PWM com comutação não dissipativa com uma única chave ativa”, SBA, vol. 11, nº 1, 2000.
 - [14] Barreto, L. H. S. C.; Coelho, E. A. A.; Farias, V. J.; de Freitas, L. C.; Vieira, J. B., Jr.; “An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter”, APEC’2002, pages 624 – 629, vol. 2, 2002.
 - [15] Barreto, L. H. S. C.; Coelho, E. A. A.; Farias, V. J.; de Freitas, L. C.; Vieira, J. B., Jr.; “A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter Using a Single Resonant Network”, IEEE Transactions on Power Electronics, pages 552 – 557, vol. 52, 2005.
-

- [16] MELO, L. F. P. de, “Análise e Projeto de Fontes Chaveadas”. São Paulo-SP: 1a Edição, Editora Érica Ltda., 1996.
 - [17] Vieira Jr, J. B., “Conversores Quase-Ressonantes: Novas Topologias, Projetos e análises”. Tese de Doutorado - Florianópolis- SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 1991.
 - [18] R. Tóffano Jr., “Conversor Boost SR-ZVS-ZCS-QRC-PWM Operando Com Fator De Potência Unitário Utilizando A Estratégia De Controle De Corrente “Bang-Bang”, Dissertação de Mestrado, Fev/97, UFU, Uberlândia - MG, Brasil.
 - [19] Barbosa, L. R.; Vieira, J.B., Jr.; de Freitas, L.C.; da Silva Vilela, M.; Farias, V.J.; “A buck quadratic PWM soft-switching converter using a single active switch”, IEEE Transactions on Power Electronics, pages 445 – 453, vol. 14, 1999.
-

PUBLICAÇÕES

- [1] VILEFORT, L. S. ; S, Fabio Vincenzi R ; COELHO, E. A. A. ; FREITAS, L. C. ; VIEIRA JUNIOR, J. B. . “Amplificador Classe D de Potência Alimentado com Fonte de Tensão CC Simples ou Simétrica”. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, v. 15, p. 158-165, 2010.
-