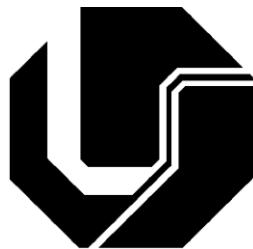


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ANÁLISE, DESENVOLVIMENTO E PROJETO DE UM
CONVERSOR DUPLO FORWARD ZCS COM RESSONÂNCIA
DUPLA PARA APLICAÇÃO EM FONTES CHAVEADAS
ISOLADAS

ORIENTADO: ALEXANDRE MOTTA DE ANDRADE
ORIENTADOR: PROF. DR. LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS
CO-ORIENTADOR: PROF. DR. LUIZ CARLOS DE FREITAS

ABRIL – 2012

ALEXANDRE MOTTA DE ANDRADE

**ANÁLISE, DESENVOLVIMENTO E PROJETO DE UM CONVERSOR DUPLO
FORWARD ZCS COM RESSONÂNCIA DUPLA PARA APLICAÇÃO EM FONTES
CHAVEADAS ISOLADAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia,
como parte dos requisitos à obtenção do Título de Mestre em
Ciências no âmbito da Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Uberlândia, 20 de Abril de 2012

Banca Examinadora

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (Orientador)

Prof. Dr. Luiz Carlos de Freitas (Co-Orientador)

Prof. Dr. Carlos Treviso

Prof. Dr. João Batista Vieira Jr.

Prof. Dr. Ernane A. A. Dias

“Às vezes, quando se inova, comete erros.

É melhor admiti-los rapidamente e continuar

a melhorar suas outras inovações”

Steve Jobs

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Luiz Carlos de Freitas e ao Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas pelo apoio, confiança depositada e principalmente pelo seu empenho constante, auxiliando através de seus pensamentos, criações e ensinamentos, imprescindíveis para a realização desse trabalho.

Aos Professores do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), Prof. Dr. Valdeir José Farias, Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho e Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, pelos conhecimentos compartilhados nas aulas e no laboratório.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência que me auxiliaram no desenvolvimento deste trabalho, pela amizade e contribuições fornecidas.

Ao meu pai Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade e a minha mãe Maria Juliana Pimenta da Motta, pelo apoio e incentivo, fornecidos no decorrer deste trabalho.

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

A todos os amigos e familiares que contribuíram direta ou indiretamente na realização desse trabalho.

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

RESUMO

Um estudo completo de uma topologia, resultante de uma combinação entre duas estruturas Forward, acopladas ao mesmo núcleo magnético de um transformador, e operando como um conversor Full-Bridge, é apresentado. Com o objetivo de reduzir as perdas por chaveamento e a interferência eletromagnética, uma célula de comutação não dissipativa, que fornece uma comutação ZCS para todas as chaves do conversor é implementada. Este conversor limita a corrente nas chaves principais ao valor da corrente nominal, pois desvia o semiciclo senoidal da corrente ressonante para uma chave auxiliar. Deste modo, um novo conversor Duplo Forward On-Off ZCS é obtido.

Palavras-Chave: Duplo Forward, célula de comutação, Chaveamento sob corrente nula (ZCS)

ABSTRACT

A complete study of a topology resulting from a combination of two Forward structures, attached to the same magnetic core of a transformer and operating as a Full-Bridge converter is presented. In order to reduce the switching losses and the electromagnetic interference, a soft commutation cell that provides ZCS commutation of all the switches is implemented. This converter limits the current on the main switches at the load current because diverts the sinusoidal half cycle to a auxiliary switch. This way, a new Double Forward On-Off ZCS was developed.

Keywords: Double Forward, Soft-commutation cell, Zero current switching (ZCS).

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	IV
RESUMO	V
ABSTRACT.....	VI
CAPÍTULO 1 INTDROUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR DUPLO FORWARD ON-OFF ZCS	7
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	7
2.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	7
2.3 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	10
2.3.1 PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO $[T_0, T_1]$	12
2.3.2 SEGUNDA ETAPA DE FUNCIONAMENTO $[T_1, T_2]$	14
2.3.3 TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO $[T_2, T_3]$	15
2.3.4 QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO $[T_3, T_4]$	17
2.3.5 QUINTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO $[T_4, T_5]$	18
2.3.6 SEXTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO $[T_5, T_6]$	20
2.4 CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO	22
2.5 PLANO DE FASES	25
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	27

**CAPÍTULO 3 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES E
PROCEDIMENTO DE PROJETO..... 29**

3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	29
3.2	CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES	29
3.2.1	Cálculo da corrente nas chaves principais (S_1 e S_4).....	29
3.2.2	Cálculo da corrente nas chaves auxiliares (S_2 e S_5).....	32
3.2.3	Cálculo da corrente nas chaves auxiliares (S_3 e S_6).....	33
3.3	PROJETO DO CONVERSOR DUPLO FORWARD ON-OFF ZCS	35
3.3.1	Projeto das Chaves e Diodos de Potência	35
3.3.1.1	Pico de corrente nas chaves principais S_1 e S_4	35
3.3.1.2	Pico de corrente nas chaves auxiliares S_2 e S_5	35
3.3.1.3	Pico de corrente nas chaves auxiliares S_3 e S_6	36
3.3.1.4	Tensões sobre as chaves principais e auxiliares.....	36
3.3.1.5	Pico de corrente nos diodos do secundário D_{s1} e D_{s2}	36
3.3.1.6	Especificação das chaves e dos diodos do conversor.....	36
3.3.2	Frequências de Ressonância f_{01} e f_{02}	37
3.3.3	Capacitores e Indutores de Ressonância	38
3.3.4	Cálculo dos Indutores de Ressonância	39
3.3.4.1	Cálculo dos Indutores L_{r1} e L_{r3}	41
3.3.4.2	Cálculo dos Indutores L_{r2} e L_{r4}	43
3.3.5	Projeto do Transformador	44
3.3.6	Projeto do Filtro de saída.	46
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	48

CAPÍTULO 4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	49
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	49
4.2 ABERTURA EM MODO ZCS DAS CHAVES PRINCIPAIS.....	49
4.3 CIRCUITO DE COMANDO.....	52
4.3.2 Estratégia de controle.....	55
4.4 CIRCUITO PARA ISOLAÇÃO DE PULSO.....	58
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	60
CAPÍTULO 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	61
5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	61
5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	61
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	65
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	70
CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO GERAL.....	71
REFERÊNCIAS.....	73

LISTA DE FIGURAS

Figura 2. 1 O Conversor Duplo Forward On-Off ZCS.....	9
Figura 2. 2 (a) Forma de onda da corrente na chave principal (I_{Lr}) do conversor QRC-ZCS; (b) Forma de onda da corrente na chave principal (I_{Lr1}) e na chave auxiliar (I_{Lr2}) da célula de comutação On-Off ZCS.....	9
Figura 2. 3 Circuito elétrico correspondente à primeira etapa de funcionamento.....	12
Figura 2. 4 Circuito elétrico correspondente à segunda etapa de funcionamento.....	15
Figura 2. 5 Circuito elétrico correspondente à terceira etapa de funcionamento.....	16
Figura 2. 6 Circuito elétrico correspondente à quarta etapa de funcionamento.....	17
Figura 2. 7 Circuito elétrico correspondente à quinta etapa de funcionamento.....	19
Figura 2. 8 Circuito elétrico correspondente à sexta etapa de funcionamento.....	21
Figura 2. 9 Principais formas de onda teórica obtida através da simulação do circuito proposto com componentes ideais.....	21
Figura 2. 10 Gráfico da variação do ganho estático em função da razão cíclica – $G(D)$, em relação à α	24
Figura 2. 11 Gráfico da variação do ganho estático $G(\alpha)$ pela relação $ff01$, para frequência ressonante $f01$ maior que a frequência de chaveamento máxima.....	24
Figura 2. 12 Gráfico da variação do D_{max} pela relação $ff01$	25
Figura 2. 13 Plano de fase - $I_{Lr1} \times V_{Cr}$	26
Figura 2. 14 Plano de fase – $I_{Lr2} \times V_{Cr}$	27

Figura 4. 1 (a) Conversor Duplo Forward On-Off ZCS; (b)Célula On-Off ZCS do conversor F ₁ ; (c) Célula On-Off ZCS do conversor F ₂ ; (d) Pulsos de disparo das seis chaves do conversor proposto.	50
Figura 4. 2 Instante para abertura das chaves principais.	51
Figura 4. 3 Pulsos PWM defasados de 180° na saída do CI 3525.	52
Figura 4. 4 Circuito interno do CI 3525.....	54
Figura 4. 5 Esquema de ligação do CI 3525.	54
Figura 4. 6 Circuitos implementados para o controle (a) sinais V _{gs1} e V _{gs2} ; (b) sinal V _{gs3}	55
Figura 4. 7 <i>vc</i> em função de <i>t</i>	56
Figura 4. 8 Detalhes dos sinais de saída dos circuitos implementados.....	57
Figura 4. 9 Circuitos de Isolação: (a) Circuito de isolação para as chaves (S ₁ , S ₂ , S ₄ e S ₅); (b) Circuito de isolação para as chaves (S ₃ e S ₆).	59
Figura 5. 1 Circuito simulado	63
Figura 5. 2 Formas de onda de tensão e corrente do conversor proposto: (a) Gráfico da tensão (V(S ₁)) e corrente (i(S ₁)) na chave S ₁ ; (b) Gráfico da tensão (V(S ₂)) e corrente (i(S ₂)) na chave S ₂ ; (c) Gráfico da tensão (V(S ₃)) e corrente (i(S ₃)) na chave S ₃ ; (d) Gráfico da tensão no capacitor de ressonância e das correntes nas chaves.	64
Figura 5. 3 Formas de onda de tensão e corrente do conversor proposto: (a) Gráfico da tensão nos diodos de saída (V(D ₀₁)) e (V(D ₀₂)); (b) Gráfico da tensão no primário (V(L _{p1})) e da tensão no secundário (V(L _{s1})) do transformador ; (c) Gráfico da corrente no primário (I(L _{p1})) do transformador; (d) Gráfico da corrente nos secundários (I(L _{s1})) e (I(L _{s2})) do transformador; (e) Gráfico da tensão e corrente de saída V ₀ x I ₀	65

Figura 5. 4 Fotos do protótipo Duplo Forward On-Off ZCS: (a) Bancada experimental; (b) Protótipo do conversor Duplo Forward On-Off ZCS; (c) Placa dos dois conversores Forward; (d) Placa de controle; (e) Placa de isolação de pulsos; (f) Filtro de saída.	67
Figura 5. 5 Formas de onda da comutação ZCS da chave S_1 : (a) Gráfico da tensão ($V(S_1)$) e corrente (iS_1) na chave S_1 ; (b) Detalhe do instante da entrada de condução;.....	68
Figura 5. 6 Formas de onda da comutação ZCS da chave S_2 : (a) Gráfico da tensão ($V(S_2)$) e corrente (iS_2) na chave S_2 ; (b) Detalhe do instante da entrada de condução; (c) Detalhe do instante da saída de condução; (d) Gráfico da tensão ($V(C_r)$) e corrente (iS_2).	69
Figura 5. 7 Formas de onda da comutação ZCS da chave S_3 : (a) Detalhes dos instantes de comutação da chave S_3 ; (b) Gráfico da tensão ($V(C_r)$) e corrente (iS_3).	69
Figura 5. 8 Formas de onda de tensão e corrente de elementos do conversor proposto: (a) Curvas das tensões no primário ($V(Lp1)$) e no secundário ($V(Ls1)$) do transformador; (b) Curvas das correntes nos primários do transformador; (c) Curvas de tensão nos diodos de saída D_{01} e D_{02}	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. 1 Comparação entre a topologia proposta e outras abordagens	6
Tabela 2. 1 Valores de $vf(t)$ e dos intervalos de tempo de cada etapa	22
Tabela 3. 1 Valores de $iLr1(t)$ e dos intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz e média nas chaves principais.....	30
Tabela 3. 2 Valores de $iLr2(t)$ e dos intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz e média nas chaves auxiliares (S_2 e S_5)	32
Tabela 3. 3 Valores de $iS3(t)$ e dos intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz e média nas chaves auxiliares (S_3 e S_6).	33
Tabela 3. 4 Parâmetros definidos para o projeto do conversor.....	35
Tabela 3. 5 Dados de entrada para o dimensionamento do indutor L_{r1} e L_{r3}	41
Tabela 3. 6 Dados de entrada para o dimensionamento do indutor L_{r2} e L_{r4}	43
Tabela 3. 7 Dados de entrada para o dimensionamento do indutor de filtro L_f	47
Tabela 5. 1 Parâmetros do conversor.....	62
Tabela 5. 2 Especificações para simulação do conversor	62
Tabela 5. 3 Especificações do protótipo montado	66

CAPÍTULO 1 INTDRODUÇÃO

Uma enorme evolução no campo da Eletrônica de Potência tem levado ao desenvolvimento de novas estruturas topológicas de conversores eletrônicos dedicados a uma ampla gama de aplicações tais como: telecomunicações, acionamento de máquinas elétricas, veículos elétricos, etc.

A principal motivação é a obtenção de conversores com elevada densidade de potência e aumento da eficiência global da estrutura, evidenciando a necessidade de aperfeiçoar o projeto de fontes chaveadas de alimentação, contribuindo para a redução de tamanho e peso dos mais diversos tipos de equipamentos.

O tamanho e peso de fontes chaveadas de alimentação podem ser reduzidos principalmente pelo aumento da frequência de chaveamento, tornando possível a redução do transformador de potência e de filtros LC de saída. Entretanto, o aumento da frequência implica em um maior número de comutações, entrada e saída de condução dos interruptores, na unidade de tempo contribuindo também para o aumento das perdas por chaveamento. Outros problemas como, por exemplo, a interferência eletromagnética (EMI), também é dependente da frequência de chaveamento f [1]. Portanto, operar em alta frequência e reduzir o tamanho e o peso das fontes chaveadas requer uma preocupação adicional com as características de comutação dos interruptores, tanto na entrada quanto na saída de condução, no intuito de mitigar as perdas por chaveamento ou comutação.

No início dos anos oitenta, as primeiras topologias de conversores quase-ressonantes (QRCs – quase resonant converters) foram apresentadas. Basicamente, estes conversores foram obtidos através da associação de circuitos LC com os interruptores,

forçando as correntes a se tornarem senoidais ao invés de quadradas. Assim, os interruptores podem ser ativados e desativados no instante em que a corrente sobre eles passa por zero, eliminando o cruzamento entre tensão e corrente, que causam perdas por comutação. Esta técnica foi denominada zero current switching – ZCS [4-11].

Em conversores ZCS quase-resonantes convencionais, a corrente que flui pelo interruptor principal é resultado da combinação da corrente de carga e da corrente do ramo resonante, i.e. corrente de carga mais a corrente ressonante; obrigando os projetistas a escolherem interruptores que apresentem maior capacidade de corrente e, consequentemente, maior custo [5-8].

O desenvolvimento de conversores com técnicas de controle PWM resultou em uma redução significativa de ruídos irradiados e/ou conduzidos em fontes chaveadas de alimentação, tornando possível o aumento da frequência de chaveamento [2], [4]. Assim sendo várias técnicas de chaveamento PWM com células ressonantes foram propostas, tendo como objetivo a combinação das vantagens de ambas as técnicas, PWM convencional e ressonância.

Várias técnicas ZCS-PWM foram propostas [12] – [14]. Na abordagem apresentada em [12], o modo ZCS nas chaves é alcançado utilizando indutor ressonante em série com a chave principal e capacitor de ressonância em série com a chave auxiliar. Infelizmente as perdas por chaveamento apenas são reduzidas quando há um alto estresse de corrente na chave principal, aumentando significativamente as perdas por condução. Esse fenômeno é eliminado nas abordagens propostas em [13] e [14], onde a corrente de ressonância passa apenas pelo circuito auxiliar, assim sendo, o estresse de corrente sob a chave principal é eliminado. Porém dois diodos são utilizados no caminho de transferência de potência, aumentando as perdas por condução da estrutura. Em [15] foi proposta uma abordagem para melhorar as desvantagens citadas. O circuito auxiliar opera em modo ZCS para a chave

principal e para a chave auxiliar, e todos os semicondutores da estrutura operam em modo ZVS tanto na entrada como na saída de condução.

Para várias aplicações, conversores isolados são usados para diminuir os níveis de interferências eletromagnéticas (EMI) e estão de acordo com as normas técnicas de segurança. Existem dois grupos de topologias isoladas. O primeiro grupo são conversores derivados da topologia Buck, entre eles estão, o Forward [16], Push-pull [17], Half-bridge [18] e o Full-bridge [19]. O segundo grupo são os conversores derivados da topologia Buck-boost, como por exemplo “dual flyback” [20].

Na especificação do conversor Forward convencional o principal fator limitante é a necessidade de um enrolamento terciário de desmagnetização, e faz com que aumente o estresse de tensão na chave principal. O conversor Forward a duas chaves tem o menor estresse de tensão nas chaves principais, mas para isso exige mais uma chave, quando comparada ao forward convencional. E a razão cíclica nesse conversor fica limitada em 0,5. [21]

Para aplicações em alta potência, o conversor dc-dc phase-shift full-bridge (PSFB) tem atraído bastante atenção devido a estrutura simples, com perdas de chaveamento reduzidos e controle PWM de frequência constante, além da alta eficiência e o baixo nível de EMI. Porém uma alta corrente de circulação flui pelos dispositivos semicondutores e o transformador de alta frequência gerando perdas adicionais [22]. Várias técnicas de comutação suave têm sido apresentadas para o conversor Full-Brige PWM e podem ser classificadas em dois tipos: Full-brige ZVS e Full-bridge ZVZCS. No conversor Full-bridge ZVZCS PWM, parte do circuito opera em modo ZVS e a outra parte opera em modo ZCS. Porém tem uma grave oscilação de tensão sob os diodos do retificador, estando as chaves operando em modo ZVS ou em modo ZVZCS [23-39].

Uma topologia interessante foi obtida com a associação do conversor Forward a duas chaves alimentando dois enrolamentos primários [29]. O conversor passa a operar durante todo o ciclo de histerese do transformador, característica semelhante ao Full-bridge. O filtro de saída é projetado para o dobro da frequência de chaveamento da topologia Forward convencional, outra característica similar ao do conversor Full-bridge. Uma topologia parecida usando apenas duas chaves foi apresentada em [30]. Porém, não tem um caminho natural para energia de dispersão e isso causa estresse de tensão e perdas adicionais, limitando a capacidade de potência.

Chaves auxiliares foram incluídas no conversor Duplo Forward apresentado em [31] para obter chaveamento suave ZVS das chaves principais tanto na entrada como na saída de condução [32], [33], para toda faixa de carga. As chaves auxiliares são fechadas em modo ZCS e abertas em modo ZCS e ZVS. Desta forma as perdas por chaveamento são reduzidas, aumentando a eficiência global da estrutura e diminuindo o nível de EMI.

Em [34] foi avaliado o desempenho de uma nova célula de comutação suave capaz de promover a entrada e saída de condução do interruptor principal de conversores quase-ressonantes sob corrente nula e, adicionalmente, manter a corrente que flui por ele igual a, no máximo, corrente de carga. Além disso, substituindo a célula PWM tipicamente encontrada em conversores chaveados e levando em consideração o princípio da invariância, obteve-se uma nova família de conversores ZCS.

Neste contexto, o objetivo deste trabalho é apresentar e avaliar o desempenho do conversor Duplo Forward com a célula de comutação turn-on e turn-off ZCS apresentada em [34], capaz de promover a entrada e saída de condução dos interruptores principais sob corrente nula e, adicionalmente, manter a corrente que flui por ele igual a corrente de carga. Esse conversor apresenta também características semelhantes ao conversor Full-bridge, pois usa todo o ciclo de histerese do transformador.

A tabela 1.1 apresenta informações detalhadas de projeto de cinco conversores, entre eles está o conversor Duplo Forward ZCS turn-on and turn off proposto. A tabela permite a comparação entre as estruturas, evidenciando as vantagens e desvantagens de cada conversor. Para fazer a comparação de estruturas foram escolhidos conversores com estrutura e aplicações similares. Como o conversor proposto possui duas células Forward e é usado para aplicações de alta potência foram escolhidos os seguintes conversores, o Forward a duas chaves convencional (interleaved)[35], o Dual-Bridge convencional [29], o Duplo Forward ZVS-PWM-Active-Clamping [37] e o Duplo Forward com comutação suave [31].

Para o estudo do conversor em questão nos capítulos II e III será desenvolvido um procedimento prático de projeto, através da análise qualitativa e quantitativa do conversor. A estratégia de controle utilizada será descrita ao longo do capítulo IV, assim como os circuitos utilizados e implementados. Os resultados de simulação e experimentais serão apresentados no capítulo V, mostrando em detalhes a comutação das chaves.

Tabela 1. 1 Comparaçāo entre a topologia proposta e outras abordagens

	Conversor Forward a duas chaves (Interleaved) [35]	Conversor Dual-Bridge Convencional [29]	Conversor Duplo Forward ZVS-PWM- Active- Clamping [37]	Coversor Duplor Forward com comutação suave [31]	Conversor Duplo Forward ZCS turn-on and turn-off proposto
Capacitores de entrada	1	2	2	2	2
Chaves Principais	4	4	2	4	4
Chaves Auxiliares	0	0	2	2	4
Diodos no primário	4	4	4	8	8
Transformador de isolação	2	1	1	1	1
Diodos no secundário	4	4	2	2	2
Capacitores de saída	1	1	1	1	1
Estresse de tensão sob os capacitores de entrada, considerando 2.Vi sendo a tensão total de entrada	2.Vi	Vi	Vi	Vi	Vi
Estresse de tensão sob as chaves principais, considerando 2.Vi sendo a tensão total de entrada	2.Vi	Vi	2.Vi	Vi	2.Vi
Estresse de corrente nas chaves principais	I	I	I	I	I
Relação de transformação do transformador	1:n	1:n	1:n	1:n	1:n

CAPÍTULO 2 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR DUPLO FORWARD ON-OFF ZCS

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O conversor de potência proposto neste trabalho, Duplo Forward On-Off ZCS, baseia-se numa topologia Forward modificada que integra dois conversores Forward a um único transformador, e opera com abertura e fechamento de todas as chaves utilizadas em modo ZCS.

A análise, a operação e o equacionamento do Duplo Forward On-Off ZCS, como o próprio nome sugere, será dividida em quatro etapas:

- Descrição detalhada do conversor proposto operando em alta frequência ressaltando as características principais.
- Etapas de funcionamento do conversor proposto: Descrição e equacionamento de cada etapa de funcionamento e análise das formas de ondas teóricas.
- Cálculo e análise do gráfico do ganho estático do conversor.
- Análise dos planos de fase do conversor.

2.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O conversor investigado neste trabalho consiste de duas estruturas Forward acopladas a um mesmo transformador, doravante denominado Duplo Forward. Nessa topologia proposta são utilizadas duas células de comutação do tipo On-Off ZCS, uma para cada conversor. A Figura 2.1 apresenta a topologia proposta, onde as duas células de comutação são destacadas. Observa-se que o transformador possui quatro enrolamentos independentes enrolados no

mesmo núcleo magnético, sendo dois enrolamentos primários e dois enrolamentos secundários, e um conversor Forward conectado em cada primário. Esse arranjo utiliza todo o ciclo de histerese do transformador. Assim sendo tem-se como resultado uma topologia que apresenta características similares ao conversor Full-bridge.

A célula de comutação utilizada no conversor proposto permite que as chaves operem em modo ZCS tanto na abertura como no fechamento. Outra característica importante dessa célula é a distribuição uniforme de corrente nos semicondutores utilizados, quando comparados aos conversores Quase-resonantes (QRC), onde arranjos específicos de circuitos resonantes foram inseridos aos conversores tradicionais, de forma a garantir a abertura e o fechamento das chaves sob corrente nula ou sob tensão nula, caracterizando as operações ZCS e ZVS respectivamente. Na topologia Quase-resonante ZCS, há uma sobreposição do semiciclo senoidal da corrente ressonante sobre a corrente de carga, o que obriga o projetista a escolher chaves capazes de conduzir correntes maiores que a corrente de carga nominal. Com a célula de comutação On-Off ZCS utilizada nesse trabalho, este fato não se faz presente, sendo o semiciclo senoidal da corrente ressonante desviado para uma chave auxiliar, garantindo uma distribuição uniforme da corrente nos semicondutores utilizados. A Figura 2.2 exemplifica em detalhes o exposto acima.

Define-se cada elemento do conversor Duplo Forward apresentado na Figura 2.1:

- V_1, V_2 – Tensão de entrada CC das fontes.
 - Lr_1, Lr_2, Lr_3, Lr_4 – Indutores de ressonância das células On-Off ZCS.
 - $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ – Diodos das células On-Off ZCS.
 - $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ – Chaves semicondutoras das células On-Off ZCS.
 - Cr_1, Cr_2 – Capacitores de ressonância das células On-Off ZCS.
 - Ddm_1, Ddm_2 – Diodos de desmagnetização.
 - Lp_1, Lp_2 – Enrolamentos do primário do transformador.
-

- L_{s1}, L_{s2} – Enrolamentos do secundário do transformador.
- D_{s1}, D_{s2} - Diodos de saída.
- L_f – Indutor de filtro.
- C_f – Capacitor de filtro.
- R_0 – Resistência da carga.

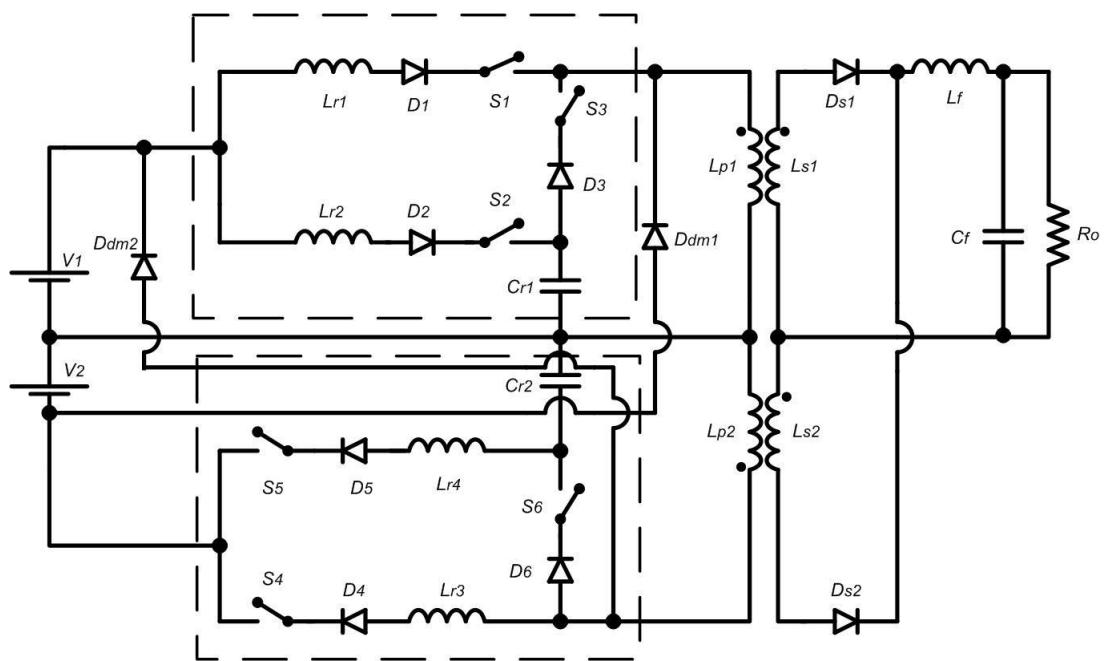
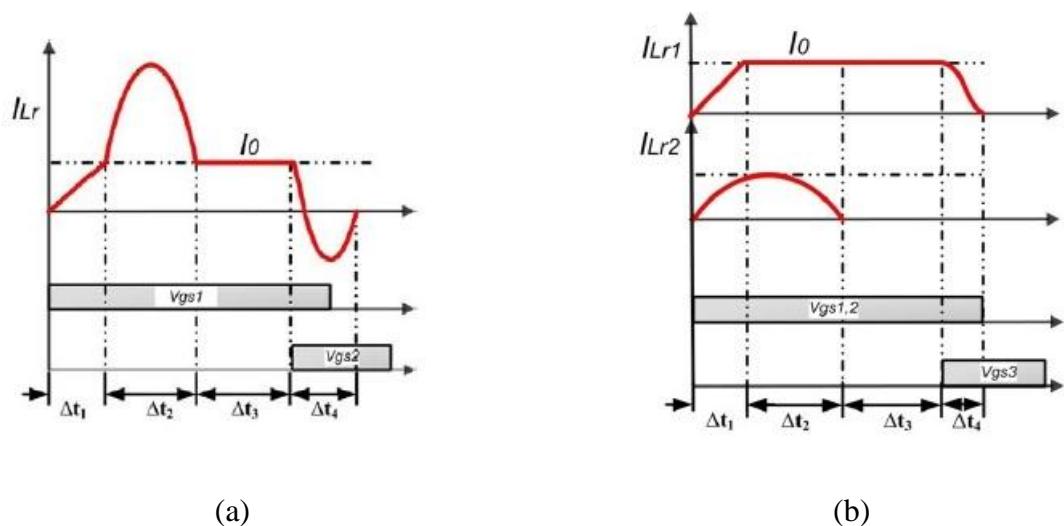


Figura 2. 1 O Conversor Duplo Forward On-Off ZCS.

Figura 2. 2 (a) Forma de onda da corrente na chave principal (I_{Lr}) do conversor QRC-ZCS; (b) Forma de onda da corrente na chave principal (I_{Lr1}) e na chave auxiliar (I_{Lr2}) da célula de comutação On-Off ZCS.

2.3 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

A operação do conversor pode ser descrita por meio de seis etapas. Estas correspondem aos diferentes estados dos semicondutores que compõem a estrutura, ao longo de um ciclo de operação, e permitem descrever o comportamento das variáveis de interesse, que apresentam variações temporais previsíveis em função da configuração do circuito elétrico resultante em cada uma.

Na análise apresentada a seguir, as seguintes hipóteses simplificadoras são consideradas:

- Todos os elementos semicondutores são ideais;
- O filtro de saída é considerado como uma fonte de corrente constante I_0 ;
- As tensões de entrada V_1 e V_2 são consideradas como fontes de tensão livre de ondulações;
- A dispersão do transformador é nula.

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

Para a modelagem matemática, são feitas as seguinte considerações:

- Todos os elementos semicondutores são ideais;
- $V_i = V_1 = V_2$;
- Os capacitores de entrada são fontes de tensão;
- O filtro de saída é uma fonte de corrente;
- A relação de transformação, entre os dois primários, é igual a 1.

Além dessas considerações, os parâmetros definidos abaixo serão utilizados durante o desenvolvimento das equações:

$$\alpha = \frac{I_0}{nV_i} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.1)$$

Onde:

α – Condutância normalizada

I_0 – Corrente de saída

L_r – Indutor ressonante

C_r – Capacitor ressonante

n – Relação de transformação

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}} \quad (2.2)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_{r2}}}$$

Onde:

Z_0 – Impedância característica do circuito ressonante

$$\omega_{01} = 2\pi f_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1}C_r}} \quad (2.3)$$

$$\omega_{02} = 2\pi f_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_r}}$$

Onde:

f_{01} – frequência de ressonância entre o indutor L_{r1} e o capacitor C_{r1} .

f_{02} – frequência de ressonância entre o indutor L_{r2} e o capacitor C_{r2} .

2.3.1 Primeira Etapa de Funcionamento $[t_0, t_1]$

Esta etapa tem início quando as chaves S_1 e S_2 entram em condução. A corrente que passa pelo indutor L_{r1} cresce linearmente até atingir a corrente de carga I_0/n . Quando $iL_{r1}=I_0/n$ encerra-se a primeira etapa de funcionamento.

Como a chave S_3 está bloqueada tem-se um ramo ressonante no circuito, que consiste na fonte de tensão V_1 , o indutor L_{r2} e o capacitor C_{r1} . O capacitor C_{r1} está carregado inicialmente no valor de $-V_1$. A corrente iL_{r2} cresce senoidalmente, resultado da oscilação ressonante.

O circuito equivalente para esta etapa Figura 2.3. As formas de onda teórica deste intervalo estão representadas na Figura 2.9, entre os tempos t_0 e t_1 .

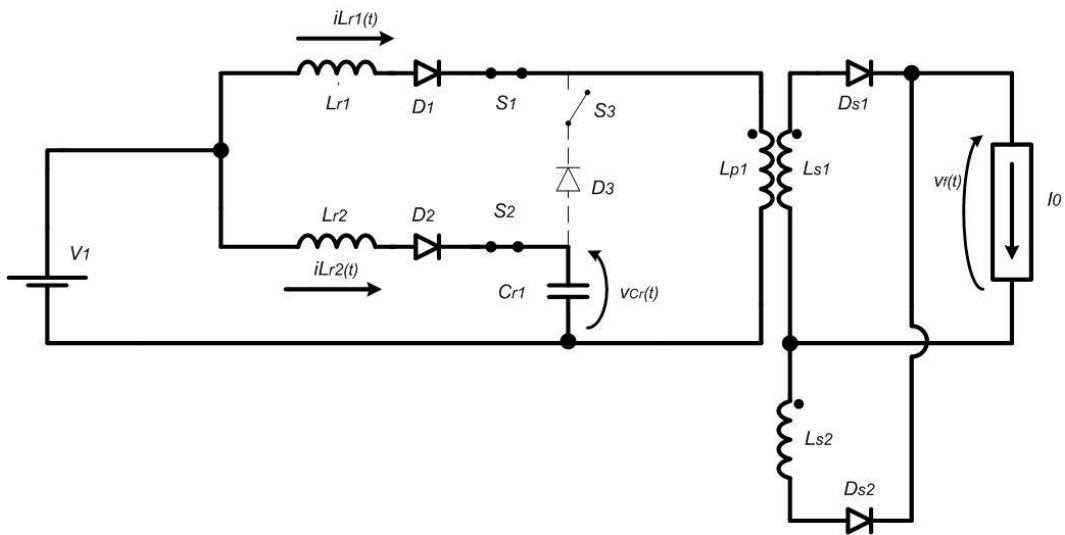


Figura 2.3 Circuito elétrico correspondente à primeira etapa de funcionamento.

Equacionamento da primeira etapa $t=[t_0, t_1]$

Pode-se observar na Figura 2.3 que o circuito equivalente para esta etapa possui duas malhas a serem analisadas. Define-se malha 1 sendo a malha que conduz a corrente i_{lr1} e malha 2 a malha que conduz a corrente i_{lr2} .

Para o circuito equivalente desta etapa temos as seguintes condições iniciais e as condições finais:

$$v_f(t) = 0 \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_0) = 0 \\ i_{Lr2}(t_0) = 0 \\ v_{Cr}(t_0) = -V_i \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_1) = \frac{I_0}{n} \\ i_{Lr2}(t_1) = I_{Lr2} \\ v_{Cr}(t_1) = V_{Cr} \end{cases} \quad (2.6)$$

A equação (2.7) descreve matematicamente o comportamento da malha 1:

$$V_i = v_{Lr1}(t) = L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} \quad (2.7)$$

A partir da equação (2.8) encontra-se a equação da corrente no indutor de ressonância L_{r1} .

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_i}{L_{r1}} t \quad (2.8)$$

Substituindo a condição final de i_{Lr1} (2.6) em (2.8) encontra-se a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.

$$\Delta t_1 = \frac{L_{r1} \cdot I_0}{V_i \cdot n} = \frac{\alpha}{\omega_{01}} \quad (2.9)$$

Analizando a malha 2 temos as equações abaixo:

$$V_i - V_{Lr2} - V_{Cr} = 0 \quad (2.10)$$

$$V_{Lr2}(t) = L_{r2} \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} \quad (2.11)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \int i_{Lr2}(t) dt \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) e (2.12) em (2.10) encontra-se a equação da corrente no indutor L_{r2} variando no tempo:

$$i_{Lr2}(t) = \frac{2 \cdot V_i}{Z_{02}} \cdot \operatorname{sen}(w_{02} \cdot t) \quad (2.13)$$

A partir das equações (2.12) e (2.13) encontra-se a equação da tensão no capacitor de ressonância C_{r1} :

$$v_{Cr}(t) = V_i - 2 \cdot V_i \cdot \cos(w_{02} \cdot t) \quad (2.14)$$

2.3.2 Segunda Etapa de Funcionamento $[t_1, t_2]$

Durante esta etapa, o indutor L_{r1} permanece conduzindo a corrente de carga, isto é, $iL_{r1}=I_0/n$. O circuito série ressonante composto pela fonte de tensão V_1 , o indutor L_{r2} e o capacitor C_{r1} continua a oscilar. A corrente iL_{r2} oscila senoidalmente até chegar a 0 (zero) quando a tensão no capacitor C_{r1} atinge $3V_1$, o que caracteriza o fim da segunda etapa de funcionamento. Nota-se que o semiciclo negativo da corrente ressonante é bloqueado pelo diodo D_2 . Dessa forma, o capacitor C_{r1} mantém-se carregado.

Nessas condições a chave S_2 é desligada sob corrente nula. O circuito elétrico correspondente para a segunda etapa é apresentado na Figura 2.4. As formas de onda teórica deste intervalo estão representadas na Figura 2.9 entre os tempos t_1 e t_2 .

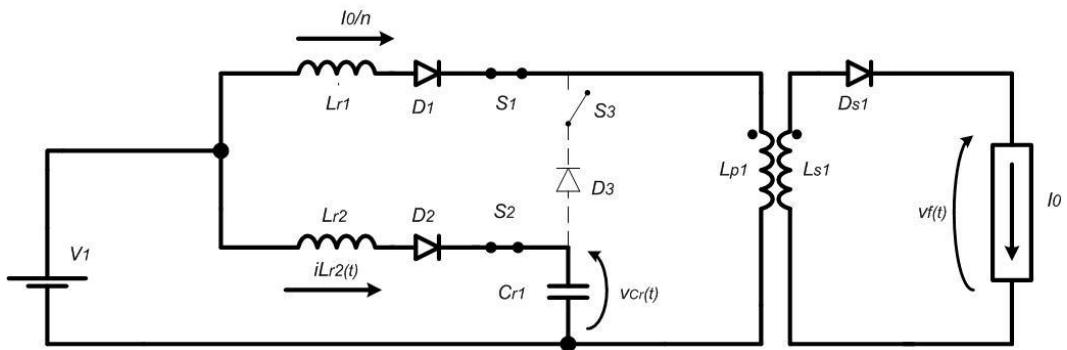


Figura 2. 4 Circuito elétrico correspondente à segunda etapa de funcionamento.

Equacionamento da segunda etapa $t=[t_1, t_2]$

Para esta etapa de funcionamento temos as condições iniciais e finais definidas abaixo:

$$v_f(t) = \frac{V_i}{n} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_1) = \frac{I_0}{n} \\ i_{Lr2}(t_1) = \frac{2 \cdot V_i}{z_{02}} \cdot \sin(w_{02} \cdot t_1) \\ v_{Cr}(t_1) = V_i - 2 \cdot V_i \cdot \cos(w_{02} \cdot t_1) \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_2) = \frac{I_0}{n} \\ i_{Lr2}(t_2) = 0 \\ v_{Cr}(t_2) = 3 \cdot V_i \end{cases} \quad (2.17)$$

A partir da condição final da corrente i_{Lr2} definida em (2.17) e a equação (2.13) tem-se o tempo de duração desta etapa.

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{w_{02}} \quad (2.18)$$

2.3.3 Terceira Etapa de Funcionamento $[t_2, t_3]$

Esta etapa tem início com $i_{Lr2}=0$, $V_{Cr1}=3V_1$ e $i_{Lr1}=I_0/n$. A chave S_2 foi aberta em ZCS na etapa anterior. Durante esta etapa, caracterizada como uma etapa de transferência de energia, a fonte de tensão V_1 fornece energia para a carga. O fim desta etapa consiste na entrada em condução da chave S_3 .

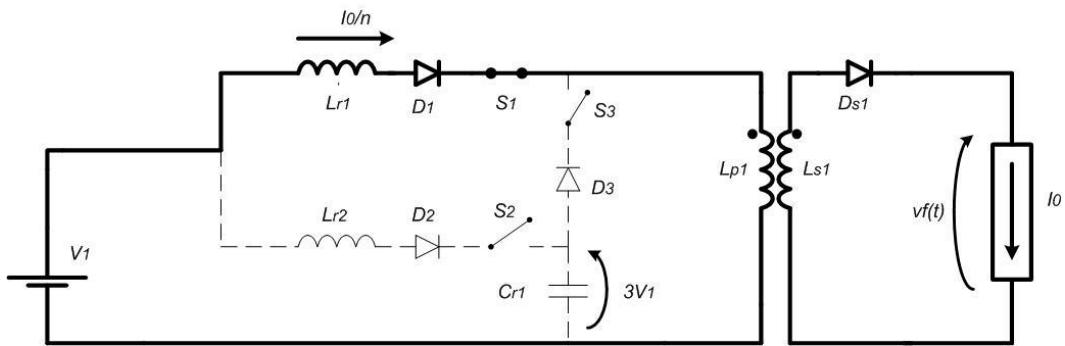


Figura 2.5 Circuito elétrico correspondente à terceira etapa de funcionamento.

A Figura 2.5 mostra o circuito correspondente desta etapa. As formas de onda teórica deste intervalo estão representadas na Figura 2.9 entre os tempos t_2 e t_3 .

Equacionamento da terceira etapa $t=[t_2, t_3]$

Temos para as condições iniciais e finas as definidas abaixo equações:

$$v_f(t) = \frac{V_i}{n} \quad (2.19)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_2) = \frac{I_0}{n} \\ i_{Lr2}(t_2) = 0 \\ v_{Cr}(t_2) = 3 \cdot V_i \end{cases} \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_3) = \frac{I_0}{n} \\ i_{Lr2}(t_3) = 0 \\ v_{Cr}(t_3) = 3 \cdot V_i \end{cases} \quad (2.21)$$

Definindo-se D como sendo a razão cíclica dos pulsos nas chaves principais e T o período de chaveamento, tem-se:

$$D \cdot T = t_3 - t_2 \quad (2.22)$$

Substituindo a equação (2.18) em (2.22) tem-se o tempo de duração desta etapa.

$$\Delta t_3 = D \cdot T - \frac{\pi}{w_{02}} \quad (2.23)$$

2.3.4 Quarta Etapa de Funcionamento $[t_3, t_4]$

Essa etapa inicia-se com o fechamento da chave S_3 sob corrente nula. Inicialmente $i_{Cr1}=0$, $V_{Cr1}=3V_i$ e $iL_{r1}=I_0/n$. O indutor L_{r1} e o capacitor C_{r1} entram em ressonância e a corrente iL_{r1} decresce senoidalmente até se anular. A corrente i_{S3} cresce senoidalmente e o capacitor C_{r1} descarrega. Assim sendo a chave S_1 , é desligada sob corrente nula.

O circuito correspondente para esta etapa é apresentado na Figura 2.6. As formas de onda teórica deste intervalo estão representadas na Figura 2.9 entre os tempos t_3 e t_4 .

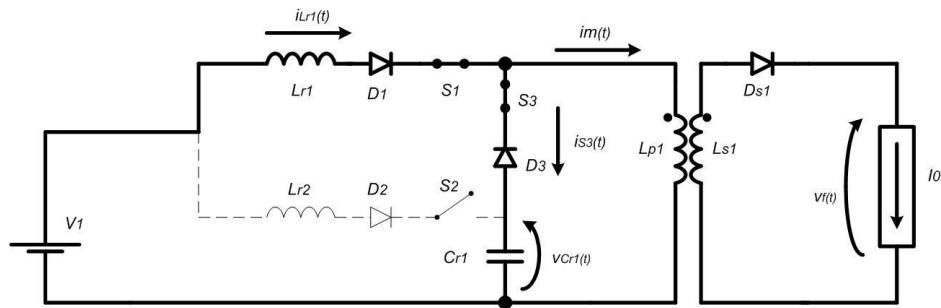


Figura 2. 6 Circuito elétrico correspondente à quarta etapa de funcionamento.

Equacionamento da quarta etapa $t=[t_3, t_4]$

Para esta etapa temos as condições iniciais e finais abaixo:

$$v_f(t) = \frac{v_{Cr}(\Delta t_4)}{n} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_3) = \frac{I_0}{n} \\ i_{S3}(t_3) = 0 \\ v_{Cr}(t_3) = 3 \cdot V_i \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t_4) = 0 \\ i_{S3}(t_4) = I_{Cr} \\ v_{Cr}(t_4) = V_{Cr} \end{cases} \quad (2.26)$$

Do circuito equivalente temos as equações abaixo:

$$i_{Lr1}(t) = i_m(t) + i_{S3}(t) \quad (2.27)$$

$$V_i = L_{r1} \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} + v_{Cr}(t) \quad (2.28)$$

$$v_{Cr}(t) = L_m \frac{di_m(t)}{dt} \quad (2.29)$$

$$i_{S3}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (2.30)$$

Onde:

L_m - indutância mútua do transformador.

A partir de (2.27), (2.28), (2.29) e (2.30), tem-se a equação da tensão no capacitor de ressonância para esta etapa.

$$v_{Cr}(t) = V_i + 2 \cdot V_i \cdot \cos(w_{01} \cdot t) \quad (2.31)$$

Substituindo (2.31) em (2.30) encontra-se a equação da corrente na chave S_3 .

$$i_{S3}(t) = -2 \cdot V_i \cdot w_{01} \cdot C_r \cdot \sin(w_{01} \cdot t) \quad (2.32)$$

A partir de (2.28), encontra-se a equação da corrente no indutor L_{r1} .

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_0}{n} - \frac{2 \cdot V_i}{L_{r1}} \cdot \sin(w_{01} \cdot t) \quad (2.33)$$

Para o cálculo de Δt_4 , usa-se a condição final de i_{Lr1} definida em (2.26), assim sendo:

$$\Delta t_4 = \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{2 \cdot w_{01}}\right)}{w_{01}} \quad (2.34)$$

2.3.5 Quinta Etapa de Funcionamento [t_4, t_5]

Essa etapa tem início quando, a corrente i_{Lr1} se anula e a chave S_1 é desligada. O capacitor C_{r1} continua a descarregar e oscila com a indutância mútua do transformador. Quando a corrente i_{S3} atinge o valor zero, a chave S_3 é desligada com corrente nula. Nesse momento a tensão no capacitor atinge o valor de $-V_1$.

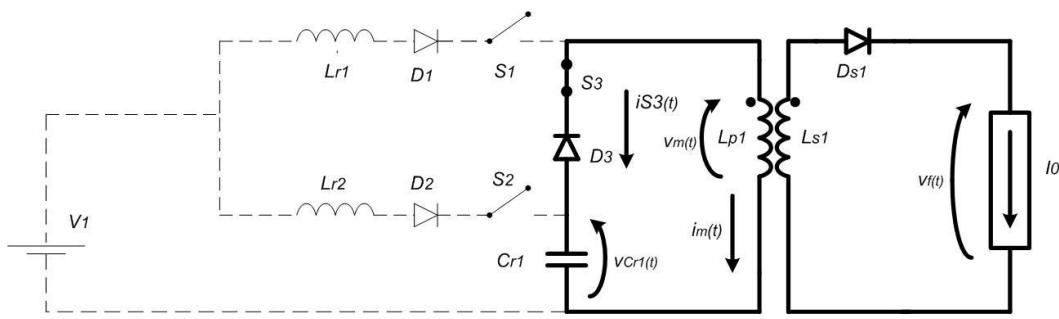


Figura 2. 7 Circuito elétrico correspondente à quinta etapa de funcionamento.

A Figura 2.7 mostra o circuito correspondente à quinta etapa de funcionamento. As formas de onda teórica deste intervalo estão representadas na Figura 2.9 entre os tempos t_4 e t_5 .

Equacionamento da quinta etapa $t=[t_4, t_5]$

Para esta etapa temos as condições iniciais e finais abaixo:

$$v_f(t) = \frac{v_{cr}(\Delta t_5)}{n} \quad (2.35)$$

$$\begin{cases} i_{s3}(t_4) = -V_i \cdot C_r \cdot \alpha \\ v_{cr}(t_4) = -V_i \left(1 + 2 \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha^2}{4 \cdot w_{01}^2} \right)} \right) \end{cases} \quad (2.36)$$

$$\begin{cases} i_{s3}(t_5) = 0 \\ v_{cr}(t_5) = -V_i \end{cases} \quad (2.37)$$

Do circuito equivalente temos as equações abaixo:

$$v_{cr}(t) = v_{Lm}(t) \quad (2.38)$$

$$i_{s3}(t) = -i_{Lm}(t) \quad (2.39)$$

$$v_{cr}(t) = \frac{1}{C_r} \int i_{s3}(t) \cdot dt \quad (2.40)$$

$$v_{Lm}(t) = L_m \cdot \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \quad (2.41)$$

Substituindo as equações (2.40) e (2.41) em (2.38) obtém-se as equações da corrente na chave S_3 e da tensão no capacitor de ressonância C_r :

$$i_{S3}(t) = -V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \cos(w_m t + \beta) \quad (2.42)$$

$$v_{Cr}(t) = -V_i \cdot \frac{\sqrt{1 + k_m^2}}{w_m} \cdot \sin(w_m t + \beta) \quad (2.43)$$

Onde,

$$\omega_m = 2\pi f_m = \frac{1}{\sqrt{L_m C_r}} \quad (2.44)$$

$$k_m = 2 \cdot \frac{w_{01}^2 \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4 \cdot w_{01}^2}}}{w_m} \quad (2.45)$$

$$\beta = \arctg(k_m) \quad (2.46)$$

Para o cálculo de Δt_5 , usa-se a condição final de i_{S3} definida em (2.37), assim sendo:

$$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2 \cdot w_m} - \frac{\beta}{w_m} \quad (2.47)$$

2.3.6 Sexta Etapa de Funcionamento $[t_5, t_6]$

Finalmente a sexta etapa tem início com a abertura da chave S_3 . Nesta, a corrente de carga circula nos secundários do transformador pelos diodos de roda livre, mostrado na Figura 2.8.

Após a sexta etapa de funcionamento, tem início, de forma análoga, a primeira etapa para a outra estrutura Forward acoplada ao mesmo transformador.

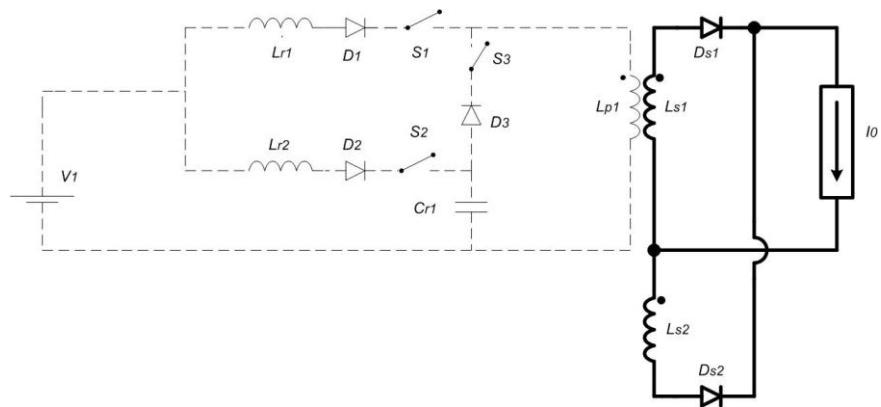


Figura 2. 8 Circuito elétrico correspondente à sexta etapa de funcionamento.

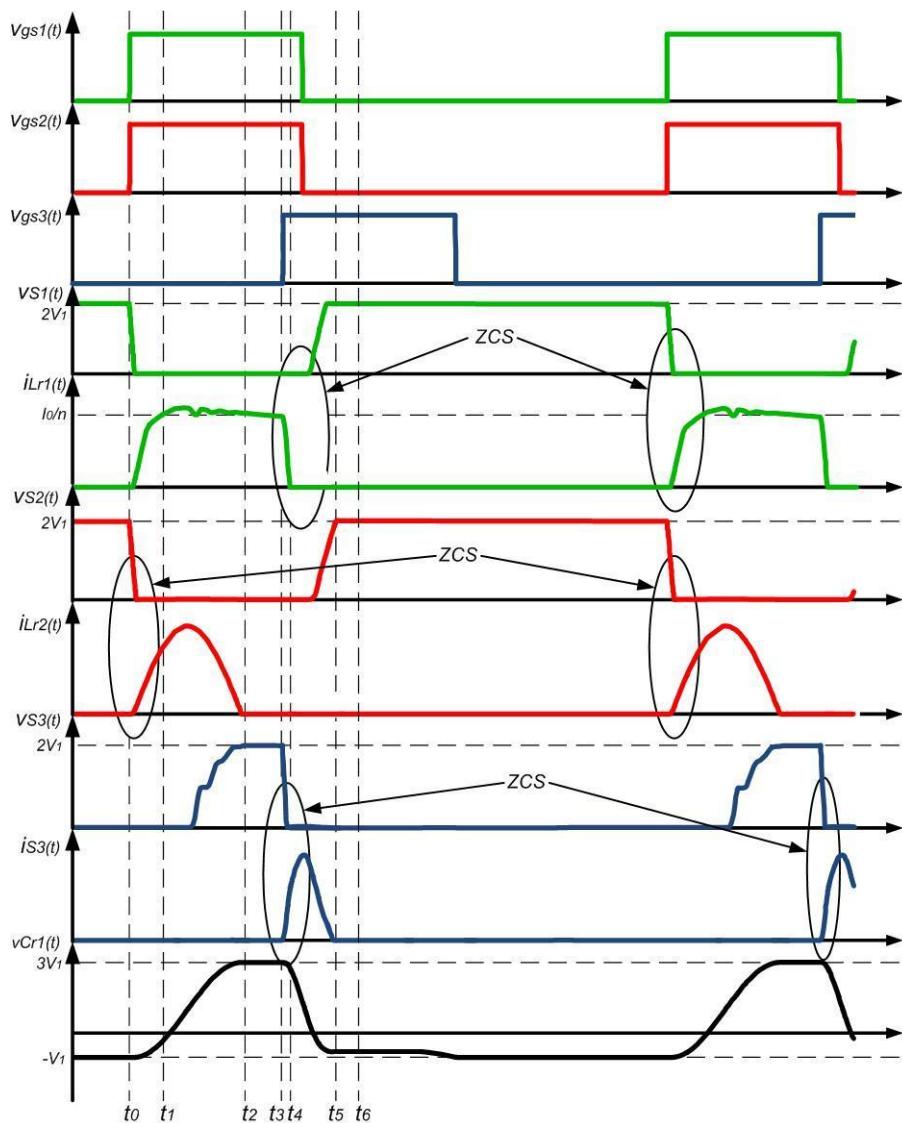


Figura 2. 9 Principais formas de onda teórica obtida através da simulação do circuito proposto com componentes ideais.

2.4 CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO

Nesta seção será feito o cálculo do ganho estático para as etapas descritas anteriormente, ou seja, considerando-se a saída como fonte de corrente e assumindo a idealidade de todos os elementos. A tabela 2.1 apresenta os resultados de $v_f(t)$ e dos intervalos de tempo obtidos em cada etapa que serão usados para o cálculo do ganho estático.

Tabela 2. 1 Valores de $v_f(t)$ e dos intervalos de tempo de cada etapa

	Δt	$v_f(t)$
1^a etapa	$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_{01}}$	- (2.9) $v_f(t) = 0$ - (2.4)
2^a etapa	$\Delta t_2 = \frac{\pi}{w_{02}}$	- (2.18) $v_f(t) = \frac{V_i}{n}$ - (2.15)
3^a etapa	$\Delta t_3 = D \cdot T_s - \frac{\pi}{w_{02}}$ - (2.23)	$v_f(t) = \frac{V_i}{n}$ - (2.19)
4^a etapa	$\Delta t_4 = \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{2 \cdot w_{01}}\right)}{w_{01}}$ - (2.34)	$v_f(t) = \frac{v_{cr}(\Delta t_4)}{n}$ - (2.24)
5^a etapa	$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2 \cdot w_m} - \frac{\beta}{w_m}$ - (2.47)	$v_f(t) = \frac{v_{cr}(\Delta t_5)}{n}$ - (2.35)

$$G = \frac{V_{fmed}}{2 \cdot V_i} \quad (2.48)$$

$$V_{fmed} = \frac{2}{T} \cdot \int_{t=0}^{t=T/2} v_f(t) \cdot dt \quad (2.49)$$

$$V_{fmed} = \frac{2}{T} \left[\int_{t=0}^{t=\Delta t_2} \frac{V_i}{n} dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_3} \frac{V_i}{n} dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_4} \frac{V_i}{n} dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_4} \frac{V_i}{n} \cdot 2 \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) dt \right. \\ \left. + \int_{t=0}^{t=\Delta t_5} -\frac{V_i}{n} \cdot \frac{\sqrt{1 + k_m^2}}{w_m} \cdot \sin(\omega_m t + \beta) dt \right] \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned}
V_{fmed} = & \frac{2}{T} \left[\frac{V_i}{n} \cdot \Delta t_2 + \frac{V_i}{n} \cdot \Delta t_3 + \frac{V_i}{n} \cdot \Delta t_4 \right. \\
& + \frac{2 \cdot V_i}{w_{01} \cdot n} \cdot (\sin(w_{01} \cdot \Delta t_4) - \sin(w_{01} \cdot 0)) \\
& \left. + \frac{V_i \cdot \sqrt{1 + k_m^2}}{n \cdot w_m^2} \cdot (\cos(w_m \cdot \Delta t_5 + \beta) - \cos(w_m \cdot 0 + \beta)) \right]
\end{aligned} \tag{2.51}$$

$$\begin{aligned}
V_{fmed} = & \frac{2}{T} \left[\frac{V_i}{n} \cdot \left(\frac{\pi}{w_{02}} \right) + \frac{V_i}{n} \cdot \left(D \cdot T - \frac{\pi}{w_{02}} \right) + \frac{V_i}{n} \cdot \left(\frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{2 \cdot w_{01}}\right)}{w_{01}} \right) \right. \\
& + \frac{2 \cdot V_i}{w_{01} \cdot n} \cdot \left(\sin\left(w_{01} \cdot \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{2 \cdot w_{01}}\right)}{w_{01}}\right) - \sin(0) \right) \\
& \left. + \frac{V_i}{n} \cdot \frac{\sqrt{1 + k_m^2}}{w_m^2} \cdot \left(\cos\left(w_m \cdot \left(\frac{\pi}{2 \cdot w_m} - \frac{\beta}{w_m} \right) + \beta\right) - \cos(\beta) \right) \right]
\end{aligned} \tag{2.52}$$

$$V_{fmed} = \frac{2}{T} \left[\frac{V_i}{n} \cdot \left(D \cdot T + \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{2 \cdot w_{01}}\right)}{w_{01}} + \frac{\alpha}{w_{01}^2} - \frac{1}{w_m^2} \right) \right] \tag{2.53}$$

Rearranjando a equação (2.48) tem-se:

$$V_{fmed} = \frac{V_i}{n} \cdot \left(2 \cdot D + \frac{f}{f_{01}} \left(\frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{\pi} \right) + \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{f \cdot \alpha}{f_{01}^2} - \frac{f}{f_m^2} \right) \right) \tag{2.54}$$

Substituindo (2.48) em (2.42) tem-se:

$$G = \frac{D}{n} + \frac{f}{f_{01}} \left(\frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{2\pi n} \right) + \frac{1}{4\pi^2 n} \left(\frac{f \cdot \alpha}{f_{01}^2} - \frac{f}{f_m^2} \right) \tag{2.55}$$

Considerando $n = 2,47$ e $f/f_{01} = 0,2$, as curvas de ganho estático podem ser plotadas

com na Figura 2.10.

Através da Figura 2.11, observa-se as curvas de resposta do ganho estático do conversor frente à variação de carga. Para uma frequência de ressonância f_{01} superior à frequência de chaveamento, a relação de dependência com a carga é mínima, uma vez que as retas estão muito próximas para os vários valores de α , caracterizando a não dependência do ganho perante a variação de carga.

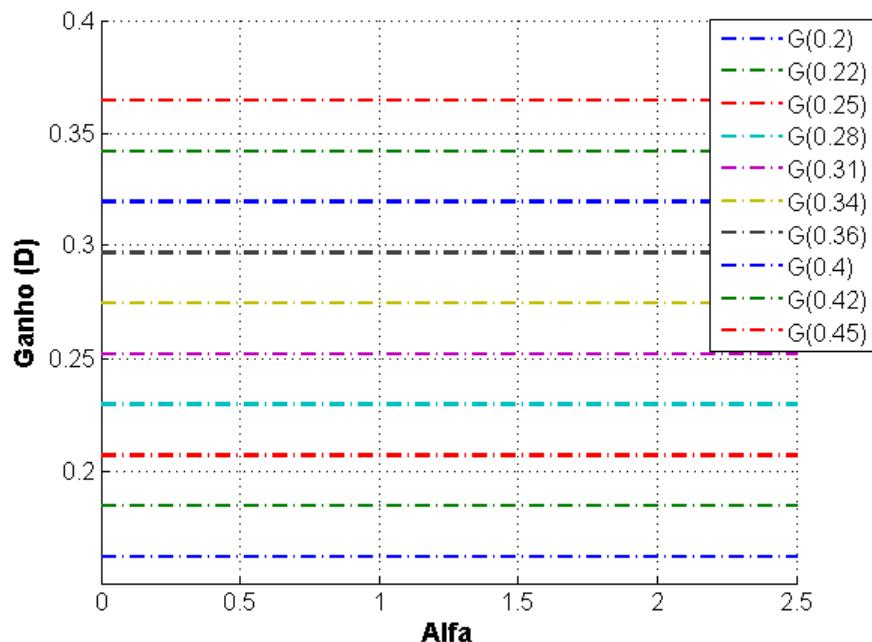


Figura 2. 10 Gráfico da variação do ganho estático em função da razão cíclica – $G(D)$, em relação à α .

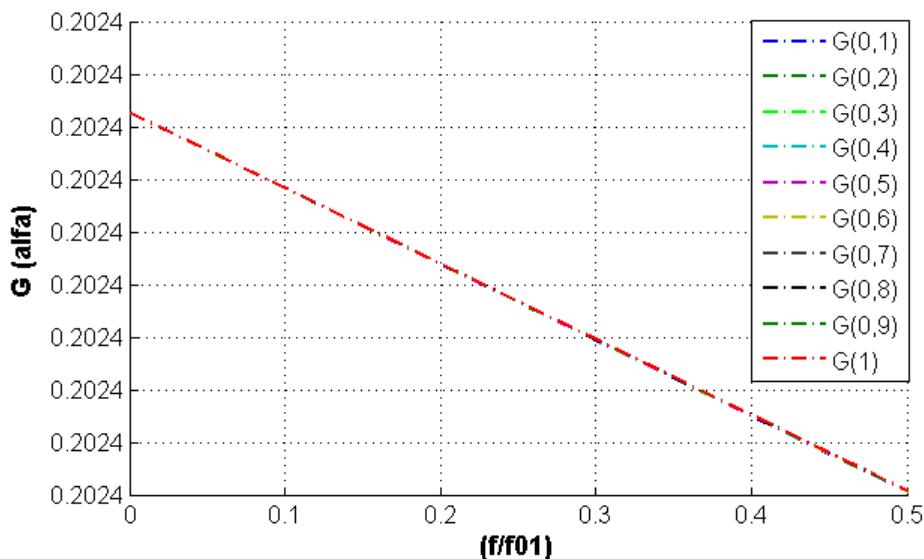


Figura 2. 11 Gráfico da variação do ganho estático $G(\alpha)$ pela relação f/f_{01} , para frequência ressonante f_{01} maior que a frequência de chaveamento máxima.

Outro parâmetro importante a ser determinado é a máxima razão cíclica D_{max} , que é calculada através de:

$$D_{max} = \sum_{i=1}^6 \Delta t_1 = \frac{T_s}{2} \quad (2.56)$$

Substituindo (2.8) e (2.47) em (2.56) têm-se:

$$D_{max} = \frac{1}{2} - \frac{f}{2f_m} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\arctan(\theta)}{\pi} \right) - \frac{f}{2\pi f_{01}} \cdot \left(\alpha + \sin \left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}} \right) \right) \quad (2.57)$$

Onde

$$\theta = \frac{f_{01}^2 \cdot \sqrt{16\pi^2 - \frac{\alpha^2}{f_{01}^2}}}{f_m} \quad (2.58)$$

A expressão (2.57) pode ser plotada na Figura 2.12, onde pode-se dizer que o D_{max} é limitado pela corrente de carga normalizada.

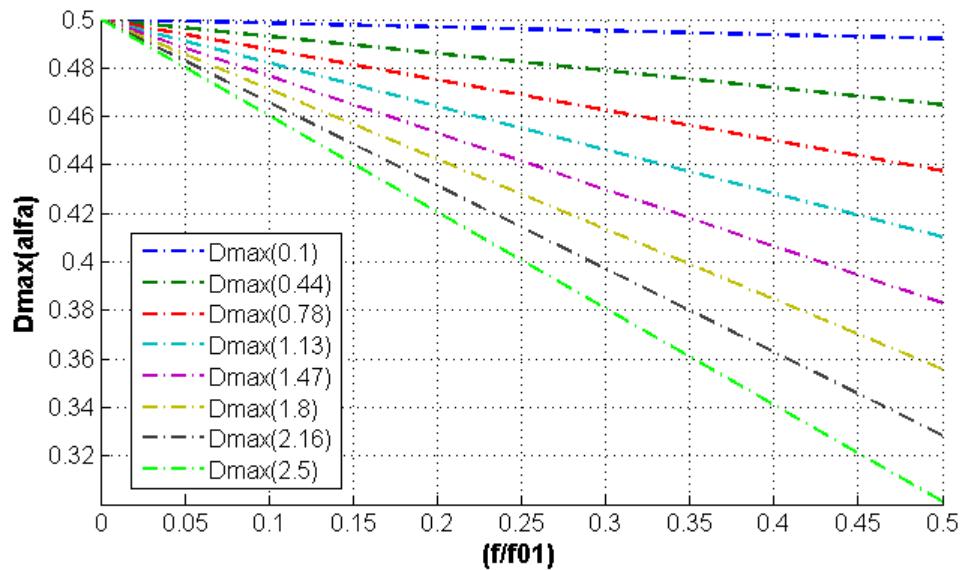


Figura 2. 12 Gráfico da variação do D_{max} pela relação f/f_{01} .

2.5 PLANO DE FASES

Uma vez traçadas as formas de onda teóricas do conversor em questão, os planos de fases traçados nas Figuras 2.13 e 2.14 destacam as etapas de operação. Para o conversor

proposto, serão traçados dois planos de fases, pois existem duas malhas ressonantes distintas, uma representada pelo indutor L_{r1} com o capacitor C_{r1} , e outra representada pelo indutor L_{r2} com o capacitor C_{r2} .

O primeiro plano de fase, mostrado na Figura 2.13, representa a variação da corrente i_{Lr1} parametrizada, pela variação da tensão V_{Cr1} no capacitor. E exemplifica bem as etapas de funcionamento do conversor relacionados à corrente i_{Lr1} . Observa-se que na etapa 1 a corrente cresce até atingir o valor da corrente de carga I_0/n . Durante a mesma etapa 1 a corrente i_{Lr1} e a tensão V_{Cr1} pertencem a malhas diferentes e desacopladas. Nas etapas 2 e 3, a corrente na chave S_1 se mantém constante, conduzindo a corrente de carga I_0/n . Na etapa 4, etapa ressonante, a corrente atinge o valor zero, e o capacitor inicialmente carregado em $3V_i$ inicia a descarga. Durante a etapa 5 e 6 a chave S_1 está aberta.

O segundo plano de fase, traçado na Figura 2.14, representa a variação da corrente i_{Lr2} parametrizada, pela variação da tensão V_{Cr1} . Observa-se a corrente i_{Lr2} é puramente senoidal, e é composta apenas do semi-ciclo positivo.

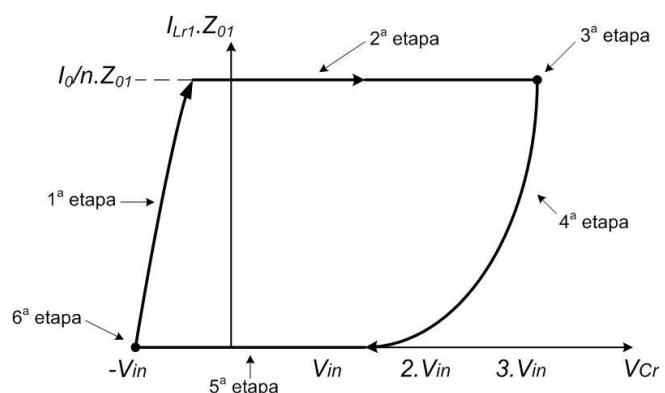
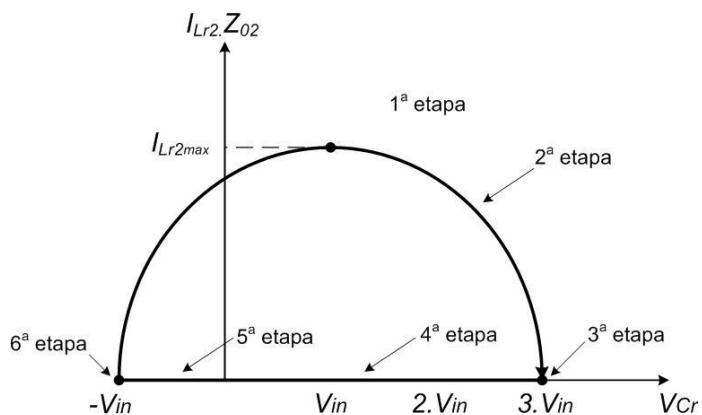


Figura 2.13 Plano de fase - $I_{Lr1} \times V_{Cr}$

Figura 2.14 Plano de fase – $I_{Lr2} \times V_{Cr}$

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de funcionamento do conversor Duplo Forward On-Off ZCS. A operação e os equacionamentos foram descritos detalhadamente no decorrer do capítulo.

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

Dentre as características do conversor relacionadas a distribuição de corrente entre os semicondutores pode-se ressaltar:

- A corrente na chave principal S_1 é composta apenas pela corrente de carga, não apresentando valores superiores a este;
- A corrente na chave S_2 é composta apenas pelo semi-ciclo positivo da corrente ressonante.

Dois planos de fase também foram traçados, representando as variações de duas correntes, i_{Lr1} e i_{Lr2} com a tensão no capacitor de ressonância V_{Cr} .

Com a análise quantitativa e qualitativa, e com todas as equações relevantes em mãos, será desenvolvido nos próximos capítulos um procedimento prático de projeto, de modo a

facilitar o trabalho do projetista na especificação dos componentes do conversor. Será apresentada também a estratégia de controle utilizada para que o princípio de funcionamento descrito seja alcançado.

CAPÍTULO 3 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES E PROCEDIMENTO DE PROJETO

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo os valores médios, eficazes e de pico das correntes nos semicondutores, além dos valores de tensão envolvidos serão encontradas perante a utilização das equações de tensão e corrente obtidas no capítulo anterior, assim como os valores dos intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento.

Será apresentado o estudo dos valores da frequência de funcionamento, das frequências de ressonância e serão encontrados os valores dos indutores, dos capacitores e do transformador envolvido.

3.2 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES

Para escolha mais precisa dos componentes a serem utilizados em uma montagem, é recomendado o cálculo dos valores das correntes médias e eficazes em cada um dos elementos. Esta seção trata dos cálculos desses valores, para o posterior dimensionamento dos semicondutores.

3.2.1 Cálculo da corrente nas chaves principais (S_1 e S_4)

A corrente eficaz nas chaves principais é definida por:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{S1}^2(t) \cdot dt} \quad (3.1)$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr1}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Lr1}^2(t) \cdot dt \right.} \\ \left. + \int_0^{\Delta t_3} i_{Lr1}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Lr1}^2(t) \cdot dt \right]} \quad (3.2)$$

Na tabela 3.1 são apresentadas as equações de corrente e os intervalos de tempo pertinentes para o cálculo da corrente eficaz nas chaves principais.

Tabela 3.1 Valores de $i_{Lr1}(t)$ e dos intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz e média nas chaves principais

	Δt	$i_{Lr1}(t)$	
1^a etapa	$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_{01}}$	(2.9)	$i_{Lr1}(t) = \frac{V_i}{L_{r1}} t$
2^a etapa	$\Delta t_2 = \frac{\pi}{w_{02}}$	(2.18)	$i_{Lr1}(t) = \frac{I_0}{n}$
3^a etapa	$\Delta t_3 = D \cdot T_s - \frac{\pi}{w_{02}}$	(2.23)	$i_{Lr1}(t) = \frac{I_0}{n}$
4^a etapa	$\Delta t_4 = \frac{\arcsen(\alpha/2w_{01})}{w_{01}}$	(2.34)	$i_{Lr1}(t) = \frac{I_0}{n} - \frac{2 \cdot V_i}{L_{r1}} \cdot \operatorname{sen}(w_{01} \cdot t)$

Substituindo os valores da tabela 3.1 na equação (3.2), tem-se:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\alpha}{w_{01}}} \frac{V_i^2}{L_{r1}^2} \cdot t^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{\pi}{w_{02}}} \frac{I_0^2}{n^2} \cdot dt + \int_0^{D \cdot T_s - \frac{\pi}{w_{02}}} \frac{I_0^2}{n^2} \cdot dt \right.} \\ \left. + \int_0^{\frac{\arcsen(\alpha/2w_{01})}{w_{01}}} \left(\frac{I_0^2}{n^2} - \frac{2^2 \cdot V_i^2}{L_{r1}^2} \cdot \operatorname{sen}^2(w_{01} \cdot t) \right) \cdot dt \right]} \quad (3.3)$$

Resolvendo a integral encontra-se a expressão da corrente eficaz nas chaves principais:

$$I_{S1ef} = \frac{V_i}{L_{r1}} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_{01}} \cdot \left(\frac{\alpha^3}{24 \cdot \pi^3 \cdot f_{01}^2} + \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{\pi} - \frac{\alpha}{4\pi^2 \cdot f_{01}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot f_{01}^2}} \right)} + \frac{I_0}{n} \sqrt{D + \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{2\pi}} \quad (3.4)$$

A corrente média nas chaves principais é definida por:

$$I_{S1med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{Lr1}(t) \cdot dt \quad (3.5)$$

$$I_{S1med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Lr1}(t) \cdot dt + \dots + \int_0^{\Delta t_3} i_{Lr1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Lr1}(t) \cdot dt \right] \quad (3.6)$$

Substituindo os valores da tabela 3.1 na equação (3.6) e resolvendo a integral encontra-se a expressão da corrente média nas chaves principais:

$$I_{S1med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\alpha}{w_{01}}} \frac{V_i}{L_{r1}} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\frac{\pi}{w_{02}}} \frac{I_0}{n} \cdot dt + \dots + \int_0^{D \cdot T - \pi / w_{02}} \frac{I_0}{n} \cdot dt + \int_0^{\frac{\arcsen(\alpha / 2 \cdot w_{01})}{w_{01}}} \left(\frac{I_0}{n} - \frac{2 \cdot V_i}{L_{r1}} \cdot \sin(w_{01} \cdot t) \right) \cdot dt \right] \quad (3.7)$$

$$I_{S1med} = \frac{V_i}{L_{r1}} \cdot \left(\frac{f}{f_{01}^2} \cdot \frac{\alpha^2}{8 \cdot \pi^2} + \frac{f}{f_{01} \cdot 2\pi} \left(2 \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot f_{01}^2}} - 2 \right) \right) + \frac{I_0}{n} \left(D + \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{2\pi} \right) \quad (3.8)$$

3.2.2 Cálculo da corrente nas chaves auxiliares (S_2 e S_5)

A corrente eficaz nas chaves auxiliares (S_2 e S_5) é definida por:

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{S2}^2(t) \cdot dt} \quad (3.9)$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr2}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Lr2}^2(t) \cdot dt \right]} \quad (3.10)$$

Na tabela 3.2 são apresentadas as equações da corrente e os intervalos de tempo das etapas pertinentes para o cálculo da corrente eficaz nas chaves auxiliares (S_2 e S_5).

Tabela 3.2 Valores de $i_{Lr2}(t)$ e dos intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz e média nas chaves auxiliares (S_2 e S_5)

	Δt	$i_{Lr2}(t)$
1^a etapa	$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_{01}}$	(2.9) $i_{Lr2}(t) = \frac{2.V_i}{Z_{02}} \cdot \sin(\omega_{01}t)$
2^a etapa	$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_{02}}$	(2.18) $i_{Lr2}(t) = \frac{2.V_i}{Z_{02}} \cdot \sin(\omega_{02}t)$

Substituindo os valores da tabela 3.2 na equação (3.10), tem-se:

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\alpha}{\omega_{01}}} \left(\frac{2.V_i}{Z_{02}} \cdot \sin(\omega_{01}t) \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{\pi}{\omega_{02}}} \left(\frac{2.V_i}{Z_{02}} \cdot \sin(\omega_{02}t) \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.11)$$

Resolvendo a integral encontra-se a expressão da corrente eficaz nas chaves auxiliares (S_2 e S_5):

$$I_{S2ef} = \frac{2.V_i}{Z_{02}} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{\alpha}{4.\pi} - \frac{f}{f_{02}} \cdot \left(\frac{1}{8\pi} \cdot \sin\left(\frac{2.\alpha.f_{02}}{f_{01}}\right) + \frac{1}{2} \right)} \quad (3.12)$$

A corrente média nas chaves auxiliares (S_2 e S_5): é definida por:

$$I_{S2med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{Lr2}(t) \cdot dt \quad (3.13)$$

$$I_{S2med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr2}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Lr2}(t) \cdot dt \right] \quad (3.14)$$

Substituindo os valores da tabela 3.2 na equação (3.14) e resolvendo a integral encontra-se a expressão da corrente média nas chaves auxiliares (S_2 e S_5):

$$I_{S2med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\alpha}{\omega_{01}}} \left(\frac{2 \cdot V_i}{Z_{02}} \cdot \sin(w_{02}t) \right) \cdot dt + \int_0^{\frac{\pi}{w_{02}}} \left(\frac{2 \cdot V_i}{Z_{02}} \cdot \sin(w_{02}t) \right) \cdot dt \right] \quad (3.15)$$

$$I_{S2med} = \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{V_i}{\pi \cdot Z_{02}} \cdot \left(3 - \cos \left(2 \cdot \frac{f_{02}}{f_{01}} \right) \right) \quad (3.16)$$

3.2.3 Cálculo da corrente nas chaves auxiliares (S_3 e S_6)

A corrente eficaz nas chaves auxiliares (S_3 e S_6) é definida por:

$$I_{S3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{S3}^2(t) \cdot dt} \quad (3.17)$$

$$I_{S3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_4} i_{S3}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{S3}^2(t) \cdot dt \right]} \quad (3.18)$$

Na tabela 3.3 são apresentadas as equações das correntes e os intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz nas chaves auxiliares (S_3 e S_6).

Tabela 3. 3 Valores de $i_{S3}(t)$ e dos intervalos de tempo para o cálculo da corrente eficaz e média nas chaves auxiliares (S_3 e S_6).

	Δt	$i_{cr}(t)$
4^a etapa	$\Delta t_4 = \frac{\arcsen(\frac{\alpha}{2 \cdot w_{01}})}{w_{01}} \quad (2.34)$	$i_{S3}(t) = -2 \cdot V_i \cdot w_{01} \cdot C_r \cdot \sin(w_{01} \cdot t) \quad (2.32)$
5^a etapa	$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2 \cdot w_m} - \frac{\beta}{w_m} \quad (2.47)$	$i_{S3}(t) = -V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \cos(w_m t + \beta) \quad (2.42)$

Substituindo os valores da tabela 3.3 na equação (3.18), tem-se:

$$I_{S3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\arcsen(\frac{\alpha}{2w_{01}})}{w_{01}}} (-2 \cdot V_i \cdot w_{01} \cdot C_r \cdot \sin(w_{01} \cdot t))^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{\pi}{2w_m} - \frac{\beta}{w_m}} \left(-V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \cos(w_m t + \beta) \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.19)$$

Resolvendo a integral encontra-se a expressão da corrente eficaz nas chaves auxiliares (S_3 e S_6):

$$I_{S3ef} = 2 \cdot V_i \cdot w_{01} \cdot C_r \cdot \sqrt{\frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \left(\arcsen \left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}} \right) \right) - \frac{\alpha}{2} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}} \right)^2} +} + V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_m} \left(\frac{1}{8} - \frac{1}{4\pi} \left(\beta + \frac{k_m}{1 + k_m^2} \right) \right)} \quad (3.20)$$

A corrente média nas chaves auxiliares (S_2 e S_5): é definida por:

$$I_{S3med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{S3}(t) \cdot dt \quad (3.21)$$

$$I_{S3med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_4} i_{S3}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{S3}(t) \cdot dt \right] \quad (3.22)$$

Substituindo os valores da tabela 3.3 na equação (3.22) e resolvendo a integral encontra-se a expressão da corrente média nas chaves auxiliares (S_3 e S_6):

$$I_{S3med} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\arcsen(\frac{\alpha}{2w_{01}})}{w_{01}}} (-2 \cdot V_i \cdot w_{01} \cdot C_r \cdot \sin(w_{01} \cdot t)) \cdot dt + \int_0^{\frac{\pi}{2w_m} - \frac{\beta}{w_m}} \left(-V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \cos(w_m t + \beta) \right) \cdot dt \right] \quad (3.23)$$

$$I_{S3med} = \frac{-V_i \cdot C_r}{2\pi} \left(\frac{f}{f_{01}} \cdot \alpha + \frac{f}{f_m} \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \left(1 - \frac{k_m}{\sqrt{1 + k_m^2}} \right) \right) \quad (3.24)$$

3.3 PROJETO DO CONVERSOR DUPLO FORWARD ON-OFF ZCS

Inicialmente devem ser especificados os dados básicos relativos ao conversor Duplo Forward On-Off ZCS, tais como tensão de entrada, tensão de saída, frequência de chaveamento, potência de saída e corrente de carga. Foram escolhidos os parâmetros definidos na tabela 3.4.

Tabela 3.4 Parâmetros definidos para o projeto do conversor

Valores escolhidos	
Tensão de entrada - V_{in}	150 V
Tensão de saída - V_{out}	40 V
Frequência de chaveamento - f	100 kHz
Potência de saída - P_0	450 W
Corrente de carga - I_0	11,25 A
Razão Cíclica máxima - D_{max}	0,5

3.3.1 Projeto das Chaves e Diodos de Potência

3.3.1.1 Pico de corrente nas chaves principais S_1 e S_4 .

Como um dos benefícios da célula de comutação utilizada no conversor Duplo Forward, a corrente nas chaves principais não apresenta pico oriundo da malha ressonante, como ocorre nas topologias quase-ressonante ZCS. Dessa forma, a chave S_1 deve ser especificada para o valor da corrente de carga refletida para o primário do transformador I_0/n

desejada, para que seja respeitada a capacidade máxima de condução da chave utilizada.

3.3.1.2 Pico de corrente nas chaves auxiliares S_2 e S_5 .

Pode-se encontrar o valor de pico da corrente que circula pelas chaves auxiliares em questão a partir da equação (2.13). O valor de pico da corrente é obtido quando o $\text{sen}(w_{02} \cdot t) = 1$.

3.3.1.3 Pico de corrente nas chaves auxiliares S_3 e S_6 .

As chaves auxiliares em questão apresentam pico de corrente devido à energia inicial armazenada no capacitor C_r , que consequentemente o carrega em três vezes a tensão de entrada. Assim sendo as chaves auxiliares devem ser especificadas em função da corrente de pico, para um valor superior à corrente de carga I_0/n desejada.

3.3.1.4 Tensões sobre as chaves principais e auxiliares.

Pela análise feita até o presente momento, pode-se concluir que todas as chaves utilizadas no conversor Duplo Forward On-Off ZCS são submetidas a uma tensão igual $2V_i$. Isso ocorre também com todos os diodos utilizados nas células.

3.3.1.5 Pico de corrente nos diodos do secundário D_{s1} e D_{s2} .

Os diodos em questão são os diodos de roda livre, e assim como nas chaves principais é especificado para uma corrente de pico igual à corrente de carga no secundário do transformador I_0 , respeitando-se a capacidade máxima de condução do diodo utilizado.

3.3.1.6 Especificação das chaves e dos diodos do conversor.

Levando em consideração o que foi descrito nesta seção e seguindo as equações elaboradas nesse capítulo pode-se encontrar com facilidade as chaves e diodos de potência.

Segundo a equação (3.4) a corrente eficaz i_{S1ef} nas chaves principais S_1 e S_4 para os parâmetros de cálculo escolhidos é igual a 3,4 A, sendo $I_0/n = 4,55A$ o valor máximo que a mesma deve conduzir. Dada a disponibilidade de chaves no laboratório, utilizou-se o MOSFET IRFP460 com uma tensão de dreno-source V_{ds} de 500 V, e capacidade de condução de corrente a 25 °C de 20 A e a 100 °C de 13 A e 80 A de corrente pulsante para máxima largura de pulso limitada pela máxima temperatura de junção.

Para as chaves auxiliares S_2 e S_5 , o valor da corrente i_{S2ef} dada pela equação (3.12) equivale a 2,97 A, sendo o mesmo MOSFET IRFP 460 utilizado.

Para as chaves auxiliares S_3 e S_6 de acordo com a equação (3.20) apresenta uma corrente eficaz i_{S3ef} equivalente a 4,41 A, sendo novamente o MOSFET IRFP 460 escolhido para essa aplicação.

Os diodos D_1 e D_4 , apresentam uma corrente eficaz igual a corrente eficaz das chaves principais de 3,4 A, e foi escolhido para eles o diodo de rápida recuperação APT15D100K, com tensão com tensão reversa de 1000 V e corrente de 15 A. A corrente eficaz para os diodos D_3 e D_6 é igual a 4,41 A, sendo utilizado o mesmo APT15D100K para essa aplicação.

Para os diodos de saída D_{S1} e D_{S2} , os quais assumem a corrente de carga $I_0 = 11,25$, também foi escolhido o diodo APT15D100K, assim como para os diodos de desmagnetização que apresentam corrente eficaz de 3,13 A.

Para os diodos D_2 e D_5 a corrente eficaz equivale a 2,97 A, assim sendo foi escolhido o diodo HFA08TB60, com uma tensão reversa de 600 V e uma corrente de 8 A.

3.3.2 Frequências de Ressonância f_{01} e f_{02}

A escolha de uma frequência de ressonância f_{01} superior à frequência de ressonância f_{02} garante uma menor relação de dependência do ganho perante a variação de carga [34].

Como a frequência de chaveamento escolhida é de 100kHz, as frequências de ressonância devem ser escolhidas para valores superiores a este. Dessa forma, optou-se pela escolha de valores próximos a 250 kHz para a frequência f_{02} e 500 kHz para a frequência f_{01} .

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

A frequência de ressonância próxima a 250 kHz indica uma corrente de pico ressonante pequena, se relacionada à corrente de carga I_0 , o que implica na escolha de uma chave S_2 com reduzido custo.

3.3.3 Capacitores e Indutores de Ressonância

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

O indutor de ressonância L_{r1} foi escolhido para um valor de 5 μH e o indutor de ressonância L_{r2} para um valor de 20 μH . O capacitor de ressonância não apresenta importantes restrições em sua escolha, na verdade o mesmo é definido segundo o valor escolhido para os indutores e consequentes frequências de ressonância. Ele deve ser especificado para um valor de tensão no mínimo igual a duas vezes a tensão de entrada. Dependendo da chave utilizada, deve-se levar em conta a capacitância da chave cujo valor se soma ao capacitor escolhido.

Adotou-se, finalmente, o valor de 22 nF para o capacitor de ressonância. As frequências de ressonância f_{01} e f_{02} são então encontradas:

$$f_{01} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} = 479,87 \text{ kHz} \quad (3.25)$$

$$f_{02} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} = 239,93 \text{ kHz} \quad (3.26)$$

De posse dos valores de indutores e capacitores, podem-se ser estimadas as correntes de pico nas chaves para os valores escolhidos na tabela 3.1:

$$i_{Lr1max} = V_i \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r1}}} = 150 \cdot \sqrt{\frac{22,0 \cdot 10^{-9}}{5,0 \cdot 10^{-6}}} = 9,95 \text{ A} \quad (3.27)$$

$$i_{Lr2max} = V_i \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} = 150 \cdot \sqrt{\frac{22,0 \cdot 10^{-9}}{20,0 \cdot 10^{-6}}} = 4,97 \text{ A} \quad (3.28)$$

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

É importante ressaltar que o valor encontrado para a corrente i_{Lr1} na equação (3.27) apresenta o máximo valor de corrente de carga no primário que essa configuração pode suprir, sem perder a característica ZCS. Contudo, para o cálculo do indutor L_{r1} deve ser escolhido um valor de corrente igual à corrente de carga nominal refletida ao primário do transformador, que é de $11,25/n = 4,55$.

Destaca-se, também, que a largura de pulso $V_{gs1,2}$ deve ter seu valor mínimo dado pelo tempo necessário para se completar o semi ciclo positivo da corrente i_{Lr2} , o que representa uma largura de pulso mínima próxima a $2,00 \mu\text{s}$.

3.3.4 Cálculo dos Indutores de Ressonância

Seguindo os procedimentos adotados por [37], deve-se determinar o tamanho do núcleo a ser usado e o número de espiras. Para o dimensionamento do núcleo dos indutores de ressonância sabe-se, pela definição de indutância, que:

$$L = N \cdot \frac{B \cdot A_e}{I_0} \quad (3.29)$$

Onde,

L – Indutância.

N – Número de espiras.

B – Densidade de fluxo máximo.

I_0 – Corrente nominal.

A_e – Área do núcleo.

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

$$K_w \cdot A_w = N \cdot \frac{I_0}{J} \quad (3.30)$$

Onde,

J – Densidade de corrente.

Combinando as equações (3.29) e (3.30), chega-se à seguinte relação:

$$A_w \cdot A_e = \frac{L \cdot I_0^2}{B \cdot J \cdot K_w} \quad (3.31)$$

O produto de A_w e A_e é um dos indicativos para se escolher o núcleo magnético a ser usado na confecção dos indutores. Os núcleos deverão suportar o máximo valor de fluxo que por eles passarem sem que o material magnético possa vir a saturar, o que torna as equações (3.29) e (3.31) válidas para quando a densidade de fluxo e a corrente são máximos. Assim:

$$A_w \cdot A_e = \frac{L \cdot I_{max}^2}{B_{max} \cdot J \cdot K_w} \quad (3.32)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3.33)$$

O uso do entreferro é necessário para o armazenamento da energia em forma de campo magnético. O cálculo do entreferro é definido pela equação abaixo:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (3.34)$$

Onde,

l_g – Entreferro.

μ_0 – Permeabilidade no vácuo.

De acordo com as equações obtidas, podem-se encontrar os possíveis núcleos para os indutores de ressonância.

3.3.4.1 Cálculo dos Indutores L_{r1} e L_{r3}

Atribuindo os dados de corrente, fluxo magnético, densidade de corrente no cobre e taxa de ocupação da janela do núcleo da tabela 3.5 na equação (3.32).

Tabela 3. 5 Dados de entrada para o dimensionamento do indutor L_{r1} e L_{r3}

Indutor de ressonância – L_{r1}, L_{r3}	5 μ H
Corrente máxima – I_{Lr1max}	4,55 A
Densidade de fluxo - B_{max}	0,35 T
Densidade de corrente - J	450 A/cm ²
Taxa de ocupação da janela do núcleo – K_w	0,2
Permeabilidade no vácuo - μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Wb/A/m
Frequência de chaveamento - f	100 kHz

$$A_e \cdot A_w = \frac{5,0 \cdot 10^{-6} \cdot 4,55^2}{0,35 \cdot 450 \cdot 10^4 \cdot 0,2} = 0,033 \text{ cm}^4 \quad (3.35)$$

De posse desse resultado pode-se escolher o núcleo cujo valor de $A_e \cdot A_w$ seja o mais próximo ao valor encontrado. O núcleo EE-20/10/5 foi o escolhido por apresentar $A_e \cdot A_w = 0,08 \text{ cm}^4$ e um $A_e = 0,312 \text{ cm}^2$ que fornece o número de espiras necessários para o indutor L_{r1} , segundo a equação (3.33).

$$N = \frac{5,0 \cdot 10^{-6} \cdot 4,55}{0,35 \cdot 0,312 \cdot 10^{-4}} = 2 \text{ espiras} \quad (3.36)$$

Para finalizar, encontra-se o tamanho do entreferro utilizando a equação (3.34).

$$l_g = \frac{2^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,312 \cdot 10^{-2}}{5,0 \cdot 10^{-6}} = 0,003 \text{ cm} \quad (3.37)$$

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

$$A_{cobre} = \frac{I_{S1ef}}{J} \quad (3.38)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{f} \quad (3.39)$$

Onde,

f – Frequência de chaveamento.

Utilizando-se a equação (3.4) a corrente eficaz I_{S1ef} nas chaves principais S_1 e S_4 para os parâmetros de cálculo acima mostrados é igual a 3,4 A para a condição de carga nominal, o que resulta:

$$A_{cobre} = \frac{3,4}{4,5} = 0,76 \text{ mm}^2 \quad (3.40)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 0,18 \text{ mm}^2 \quad (3.41)$$

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

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

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{condutor}} = \frac{0,76}{0,16} = 5 \text{ condutores} \quad (3.42)$$

3.3.4.2 Cálculo dos Indutores L_{r2} e L_{r4}

Novamente, atribuindo-se os dados de corrente, fluxo magnético, densidade de corrente no cobre e taxa de ocupação da janela do núcleo definidos pela tabela 3.6 na equação (3.32), obtém-se:

Tabela 3. 6 Dados de entrada para o dimensionamento do indutor L_{r2} e L_{r4}

Indutor de ressonância – L_{r2}, L_{r4}	20 μ H
Corrente máxima – I_{Lr2max}	4,97 A
Densidade de fluxo - B_{max}	0,35 T
Densidade de corrente – J	450 A/cm ²
Taxa da janela de ocupação do núcleo – K_w	0,2
Permeabilidade no vácuo - μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Wb/A/m
Frequência de chaveamento – f	100 kHz

$$A_e \cdot A_w = \frac{20 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 4,97^2}{0,35 \cdot 450 \cdot 10^4 \cdot 0,2} = 0,16 \text{ cm}^4 \quad (3.43)$$

Assim o núcleo EE – 30/15/7 foi o escolhido. O núcleo proposto tem um $A_e \cdot A_w = 0,48 \text{ cm}^4$ e um $A_e = 0,60 \text{ cm}^2$, então o número de espiras necessário para a fabricação do indutor L_{r2} , segundo a equação (3.33) é:

$$N = \frac{20 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 4,97}{0,35 \cdot 0,60 \cdot 10^{-4}} = 5 \text{ espiras} \quad (3.44)$$

Finalmente, o valor do entreferro necessário de acordo com (3.34), será:

$$l_g = \frac{5^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{20 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 0,009 \text{ cm} \quad (3.45)$$

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

$$A_{cobre} = \frac{I_{S2ef}}{J} \quad (3.46)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{f} \quad (3.47)$$

Para as chaves auxiliares S_2 e S_5 , o valor da corrente i_{S2ef} dada pela equação (3.12) equivale a 2,97 A, o que resulta:

$$A_{cobre} = \frac{2,97}{4,5} = 0,66 \text{ mm}^2 \quad (3.48)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 0,18 \text{ mm}^2 \quad (3.49)$$

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

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

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{condutor}} = \frac{0,66}{0,16} = 4 \text{ condutores} \quad (3.50)$$

3.3.5 Projeto do Transformador

Para esse estudo, utilizou-se um transformador de montagem industrial disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência cujo procedimento de projeto será estudado seguindo o procedimento de [39]. As indutâncias dos primários tem o valor de $L_{p1} = L_{p2} = 1mH$ e as dos secundários de $L_{s1} = L_{s2} = 180uH$.

O transformador de potência foi confeccionado em núcleo de ferrite de geometria EE. A ferrita é utilizada por oferecer boas condições de trabalho em alta frequência e baixo peso em relação ao aço laminado comumente usado em transformadores de baixa frequência. Os pontos fracos da ferrita são a baixa resistência a choques mecânicos, por se tratar de uma cerâmica, e menor amplitude de variação de fluxo magnético.

Segundo a lei de Faraday, a tensão aplicada ao primário é a tensão V_E que provoca variação de fluxo magnético do núcleo apresentado na equação abaixo:

$$V_E = N_p \cdot \frac{d\emptyset}{dt} = N_p \cdot A_n \cdot \frac{dB}{dt} \quad (3.51)$$

Como V_E é constante, $dB = \Delta B$ e $dt = DT$ e o número de espiras do primário é dado por:

$$N_{p1} = \frac{V_E \cdot DT}{A_e \cdot \Delta B} \quad (3.52)$$

Efetivamente, a tensão aplicada no primário não é durante um intervalo de tempo DT, de acordo com as etapas de funcionamento do conversor em questão, mas essa aproximação não prejudica o produto $A_e \cdot A_w$ que será encontrado.

Porém, a janela do núcleo é ocupada da seguinte maneira pelos enrolamentos:

$$K_w \cdot A_w = N_{p1} \frac{I_{p1}}{J} + N_{p2} \frac{I_{p2}}{J} + N_{s1} \frac{I_{s1}}{J} + N_{s2} \frac{I_{s2}}{J} \quad (3.53)$$

Como $\frac{N_{p1}}{N_{s1}} = n$, o valor de N_{p1} é:

$$N_{p1} = \frac{K_w \cdot A_w \cdot J}{2 \cdot \left(I_p + \frac{I_s}{n} \right)} \quad (3.54)$$

Igualando-se os valores de N_{p1} das equações (3.52) e (3.54), chega-se ao produto $A_e \cdot A_w$:

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot V_E \cdot DT \cdot \left(I_p + \frac{I_s}{n} \right)}{\Delta B \cdot K_w \cdot J} \quad (3.55)$$

Esta equação oferece uma referência na hora de escolher o núcleo do transformador. Atribuindo os dados numéricos já discutidos têm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{2.150.0,45.10.10^{-6} \cdot \left(3,4 + \frac{11,25}{2,47} \right)}{0,35.0,2.450.10^4} = 7,57 \text{ cm}^4 \quad (3.56)$$

Assim sendo o núcleo EE – 55/28/21 foi o escolhido. O núcleo proposto tem um $A_e \cdot A_w = 8,85 \text{ cm}^4$ e um $A_e = 3,54 \text{ cm}^2$, superior a área indicada pela equação (3.56).

O número de espiras do primário é dado por (3.52) do qual se obtém o número de espiras do secundário a partir da relação de transformação. O fio ou fita de cobre a serem usados nos enrolamentos são dimensionados com base na corrente eficaz e na densidade de corrente eficaz.

3.3.6 Projeto do Filtro de saída.

Cálculo do núcleo do indutor de filtro.

Para o cálculo do indutor de filtro utilizou-se a referência [38], capaz de fornecer uma boa estimativa para o cálculo do valor da indutância necessária. O valor mínimo da indutância é obtido pela equação:

$$L_{min} = \frac{V_{in} \cdot D_{min} \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot f \cdot I_0} = \frac{150 \cdot 0,2 \cdot (1 - 0,2)}{2.100.10^3 \cdot 11,25} = 10,67 \mu\text{H} \quad (3.57)$$

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

Atribuindo os dados de corrente, fluxo magnético, densidade de corrente no cobre e taxa de ocupação da janela do núcleo definidos na tabela 3.7 na equação (3.32).

Tabela 3. 7 Dados de entrada para o dimensionamento do indutor de filtro L_f

Indutor de filtro – L_f	150 μ H
Corrente máxima – I_0	11,25 A
Densidade de fluxo - B_{max}	0,35 T
Densidade de corrente – J	450 A/cm ²
Taxa de ocupação da janela do núcleo – K_w	0,2
Permeabilidade no vácuo - μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Wb/A/m
Frequência de chaveamento – f	100 kHz

$$A_e \cdot A_w = \frac{150 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 11,25^2}{0,35 \cdot 450 \cdot 10^4 \cdot 0,2} = 6,02 \text{ cm}^4 \quad (3.58)$$

O núcleo EE-42/21/20 foi o escolhido. O núcleo proposto tem um $A_e \cdot A_w = 6,14 \text{ cm}^4$ e um $A_e = 2,4 \text{ cm}^2$, então o número de espiras necessários para a fabricação do indutor de filtro L_f , segundo a equação (3.33) é:

$$N = \frac{150 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 11,25}{0,35 \cdot 2,4 \cdot 10^{-4}} = 20 \text{ espiras} \quad (3.59)$$

Finalmente, o valor do entreferro necessário de acordo com (3.34), será:

$$l_g = \frac{20^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{150 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 0,08 \text{ cm} \quad (3.60)$$

Com um valor de corrente nominal I_0 igual a 11,25 A, encontra-se:

$$A_{cobre} = \frac{11,25}{4,5} = 2,5 \text{ mm}^2 \quad (3.61)$$

$$A_{skin} = \pi \cdot 0,0576 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 0,18 \text{ mm}^2 \quad (3.62)$$

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

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{condutor}} = \frac{2,5}{0,16} = 16 \text{ condutores} \quad (3.63)$$

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

Cálculo do Capacitor de filtro

O capacitor de filtro é utilizado em paralelo com a carga com o propósito de diminuir a ondulação causada pela componente alternada da corrente no indutor L_f . Segundo a referência [38], o valor mínimo para o capacitor em função de um determinado nível de ondulação ΔV_{cf} é dado por:

$$C \geq \frac{D_{min} \cdot (1 - D_{min}) \cdot V_i}{8 \cdot L_f \cdot \Delta V_{cf} \cdot f^2} \quad (3.64)$$

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

$$C \geq \frac{0,2 \cdot (1 - 0,2) \cdot 150}{8 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 20\mu F \quad (3.65)$$

Utilizou-se um capacitor de $33\mu F$, com uma tensão de isolação de 250V, de fácil obtenção comercial.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foram desenvolvidas as equações relativas às correntes médias e eficazes dos elementos semicondutores e a partir destas foram escolhidos os MOSFETs e os diodos rápidos. Escolhidas as características do conversor, como potência de saída e as frequências envolvidas, foi possível se encontrar os valores dos indutores e dos capacitores de ressonância. Os valores do indutor e do capacitor de filtro, assim como o transformador de potência também foram equacionados e obtidos para os parâmetros escolhidos.

CAPÍTULO 4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo é mostrada a estratégia a ser adotada e os detalhes do controle para que a abertura das chaves seja em modo ZCS. Os circuitos implementados para essa aplicação também serão apresentados, assim como os circuitos de isolação utilizados para o acionamento das chaves.

4.2 ABERTURA EM MODO ZCS DAS CHAVES PRINCIPAIS

Para o correto funcionamento do circuito de potência proposto com a célula de comutação ZCS, um circuito de controle capaz de acionar os pulsos PWM sincronizados para as três chaves foi construído.

O conversor Duplo Forward proposto, ilustrado na Figura 4.1(a), consiste de duas estruturas Forward, F_1 e F_2 , acopladas a um único transformador. Assim sendo, duas células de comutação foram utilizadas e seis sinais foram gerados, representados por V_{gs1} , V_{gs2} , V_{gs3} , V_{gs4} , V_{gs5} e V_{gs6} , como mostra a Figura 4.1(d). Pode-se perceber que os três sinais possuem diferentes tempos de condução, sendo V_{gs1} e V_{gs2} , assim como, V_{gs4} e V_{gs5} , disparados no mesmo instante, e com a mesma largura de pulso, e V_{gs3} e V_{gs6} disparados com atraso e no momento oportuno, fechando-se o ciclo de funcionamento da célula de comutação On-Off ZCS. Vale ressaltar que V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} vão acionar as chaves da célula do conversor F_1 apresentado na Figura 4.1(b) e V_{gs4} , V_{gs5} e V_{gs6} vão acionar as chaves da célula do conversor F_2 , apresentado na Figura 4.1(c). O momento de disparo de cada célula está defasado de 180° como se pode observar também na Figura 4.1 (d).

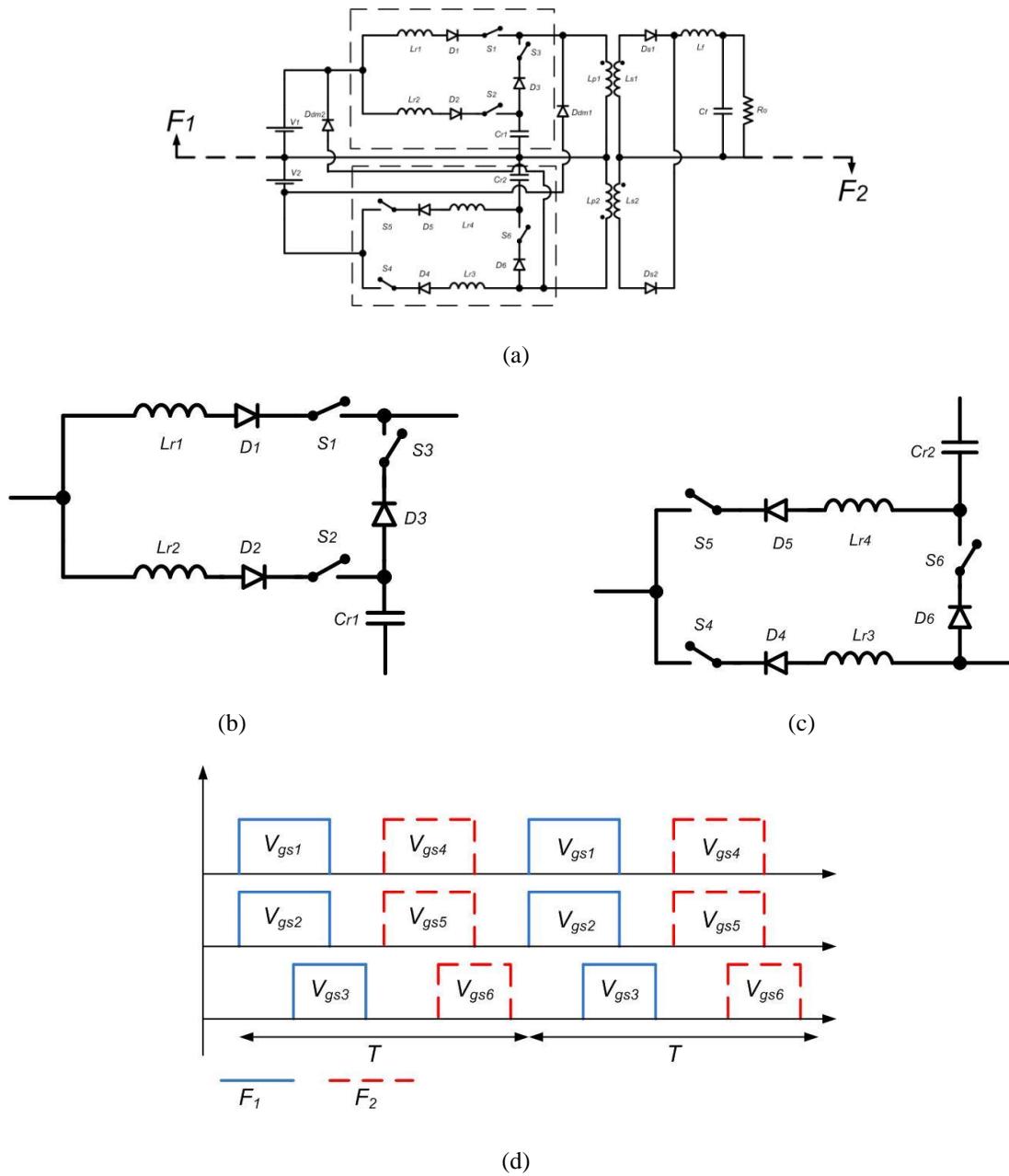


Figura 4.1 (a) Conversor Duplo Forward On-Off ZCS; (b) Célula On-Off ZCS do conversor F_1 ; (c) Célula On-Off ZCS do conversor F_2 ; (d) Pulsos de disparo das seis chaves do conversor proposto.

Para garantir a saída de condução da chave principal S_1 , deve-se ajustar corretamente o momento de disparo da chave S_3 conforme mostra a Figura 4.2. O intervalo de tempo Δt em questão foi descrito no capítulo 2 e representa a 4^a etapa de funcionamento, onde o capacitor de ressonância C_r carregado em $3V_i$, entra em ressonância com o indutor L_{r1} , forçando a corrente iL_{r1} a zero. A abertura da chave S_1 deve ser no momento oportuno para garantir a

comutação suave em modo ZCS e deve ocorrer antes que a corrente ressonante retome o semiciclo positivo.

Durante a 4^a etapa de funcionamento, etapa do tipo ressonante, foi mencionado também que a corrente iLr_1 decresce senoidalmente com frequência de ressonância fr_1 , descrita pela equação (4.1). O momento oportuno para a abertura da chave S_1 é quando a corrente ressonante iLr_1 , passaria pelo máximo negativo, caso não existisse o diodo D_1 . Pode-se observar na Figura 4.2, que o momento oportuno é na metade do período de ressonância, $Tr_1/2$. Esse momento é ideal, pois o pico negativo da corrente ressonante iLr_1 é a mesma para qualquer condição de carga, diferente do tempo t_1 , que é variável com a carga.

$$f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \quad (4.1)$$

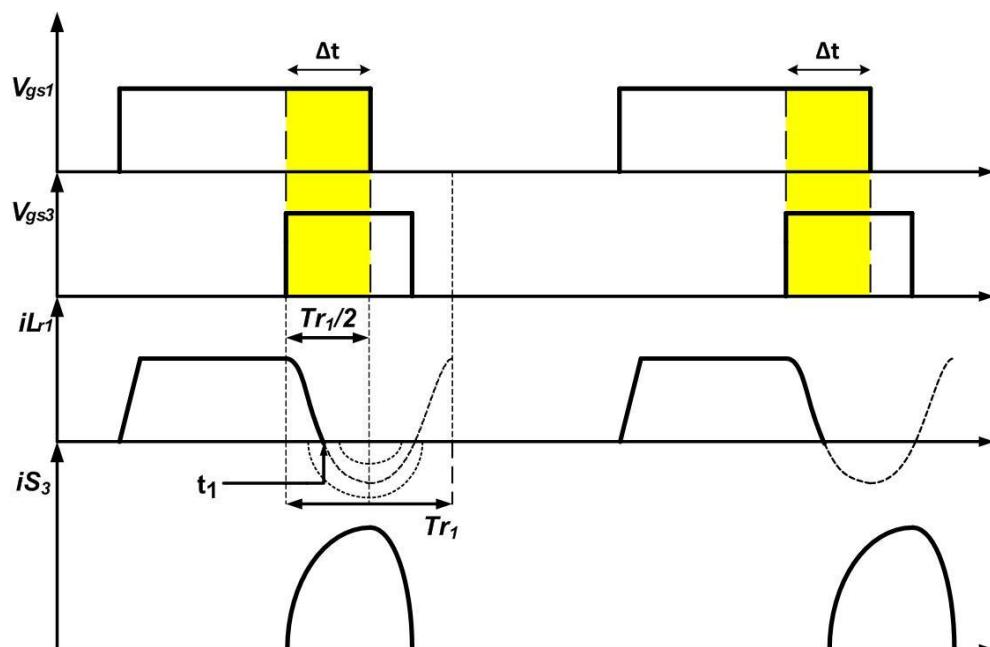


Figura 4. 2 Instante para abertura das chaves principais.

Com o correto ajuste do momento de disparo da chave S_3 , a saída de condução da chave S_1 será sob corrente nula. Vale ressaltar que chave S_3 deverá continuar em condução até

que a corrente $i_{S3}(t)$ se anule e que o intervalo de tempo Δt será o mesmo para qualquer condição de carga.

A utilização de tiristor como chaves não necessitaria de tantos detalhes como os descritos acima, que são necessários no uso de chaves do tipo MOSFET ou IGBT por exemplo, para o período de abertura das chaves. Tal fato se explica, uma vez que o tiristor entra em bloqueio com a passagem da corrente por zero, uma característica própria do seu funcionamento. Todavia, o uso de tiristores limitaria a frequência de chaveamento a poucos quilohertz, acarretando em filtros de saída muito grandes, tornando o conversor pesado e com grandes dimensões, características indesejadas para o estudo em questão [37].

O uso de sensor Hall também foi evitado por se tratar de um componente de alto custo, inviabilizando financeiramente o uso da célula, agregando um alto valor à estrutura, e da mesma forma o resistor shunt, apresentando a necessidade de geração de um circuito condicionador para o sinal gerado.

4.3 CIRCUITO DE COMANDO

O grupo de sinais gerados para cada célula de comutação deve ser idêntico, ou seja, ter a mesma frequência, as mesmas larguras de pulso e o mesmo princípio de funcionamento, porém, devem estar defasados de 180° , de tal forma que quando completar um ciclo no conversor Forward F_1 , inicia-se o ciclo no conversor Forward F_2 . O circuito integrado (CI) 3525 foi escolhido para essa aplicação, pois disponibiliza duas saídas com pulsos idênticos deslocados de 180° . A Figura 4.3 ilustra as duas saídas ao longo de um período T .

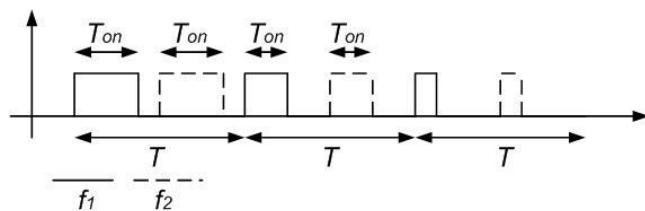


Figura 4.3 Pulsos PWM defasados de 180° na saída do CI 3525.

A partir das duas saídas do CI 3525, circuitos eletrônicos foram implementados para gerarem os sinais de comando sincronizados de acordo com o princípio de funcionamento desejado. Essa estratégia de controle tem como vantagem a simplicidade do circuito de comando e os sinais sincronizados vão garantir a abertura e fechamento de todas as seis chaves do circuito de potência sob corrente nula.

4.3.1 Configurações do CI 3525

O circuito integrado 3525 é dedicado à geração de sinais PWM, projetado para operar com poucos componentes externos. A Figura 4.4 ilustra o circuito interno descrito pelo fabricante:

O esquema de ligação do CI 3525 usado é apresentado na Figura 4.5. Os pinos 1 e 2 são utilizados no caso de malha fechada, que juntos com o pino 9, e o correto arranjo de resistores e capacitores obtêm-se um compensador proporcional integral (PI). Neste trabalho foi feito o controle em malha aberta, assim sendo os pinos 1 e 2, ficaram abertos. No pino 9 foi feito um divisor resistivo com potenciômetro, para fazer o controle manual da razão cíclica e consequentemente da tensão de saída do conversor.

No pino 5 é ligado um capacitor e no pino 6 é ligado um potenciômetro que juntos definem a frequência da onda dente de serra, gerada internamente no CI, e consequentemente, a frequência de chaveamento.

O capacitor de “soft start” ligado ao pino 8, é responsável por um aumento gradativo da largura de pulso imposta na saída, durante a partida.

Os pinos 11, 12, 13 e 14 representam os transistores de saída e enviam os sinais não isolados. O pulso V_a está defasado de 180° do pulso V_b . Os sinais de saída estão limitados

para uma razão cíclica máxima de 50% para cada PWM gerado, de forma que um sinal nunca se sobrepõe sobre o outro.

A alimentação do CI é feita pelo pino 15. O pino 16 disponibiliza uma tensão de 5V com uma precisão de 1%, utilizada como referência para geração do sinal desejado.

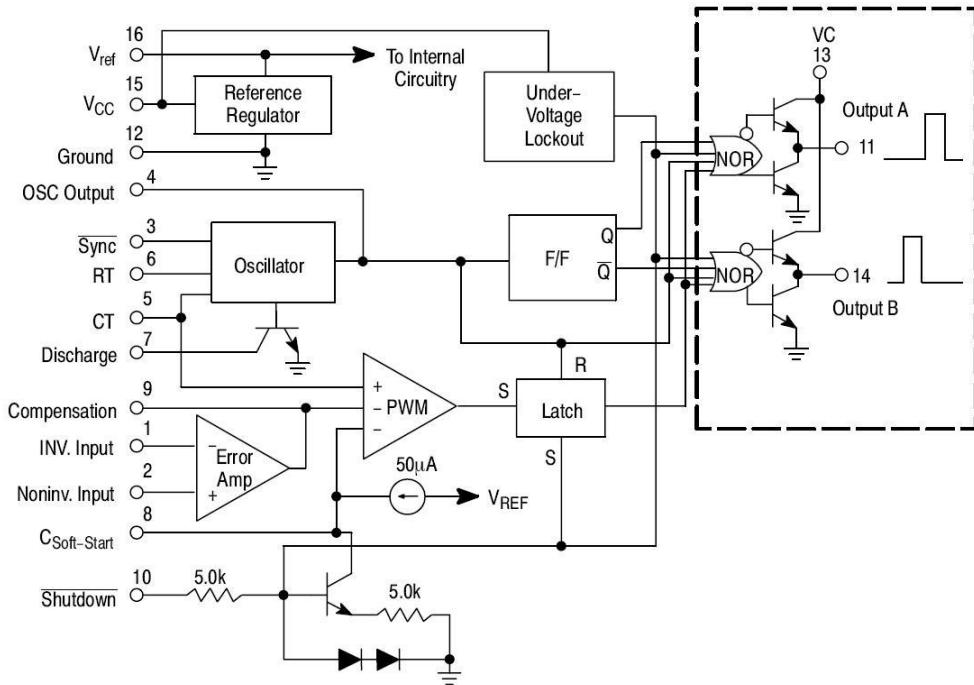


Figura 4. 4 Circuito interno do CI 3525

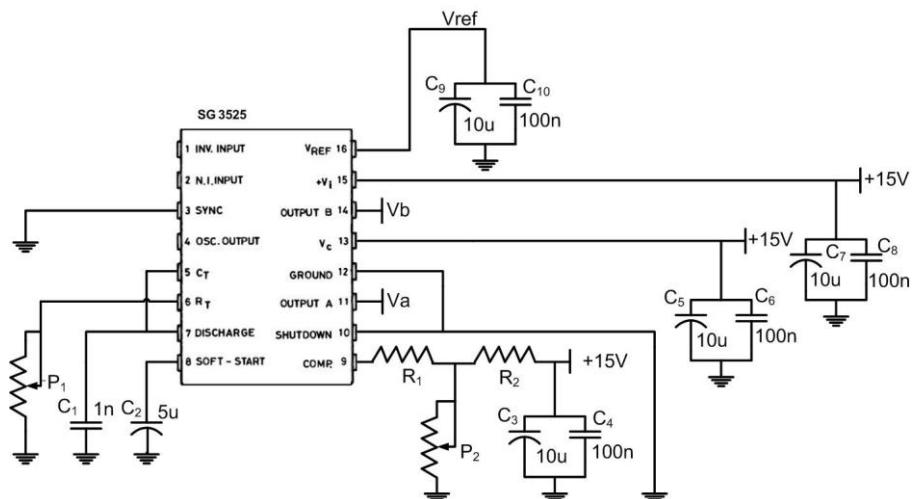


Figura 4. 5 Esquema de ligação do CI 3525.

4.3.2 Estratégia de controle

Para alcançar o objetivo descrito durante este capítulo foram implementados dois circuitos eletrônicos conectados as duas saídas do CI 3525. O primeiro circuito utilizado que irá acionar as chaves S_1 e S_2 é um comparador LM 311, o qual gera os sinais V_{gs1} e V_{gs2} com um atraso de Δt em relação ao sinal V_a . Já para acionar a chave S_3 foi gerado o sinal V_{gs3} que é o complementar de V_a e é obtido através de um circuito inversor de chaveamento com transistor. Quando comparado os sinais gerados, tem-se que V_{gs1} e V_{gs2} são iguais, e que V_{gs3} irá acionar a chave S_3 no momento oportuno para o correto funcionamento da célula de comutação. Nota-se também que o intervalo de tempo Δt deve ser o necessário para que a corrente na chave S_1 se anule, conforme mostrado na Figura 4.2.

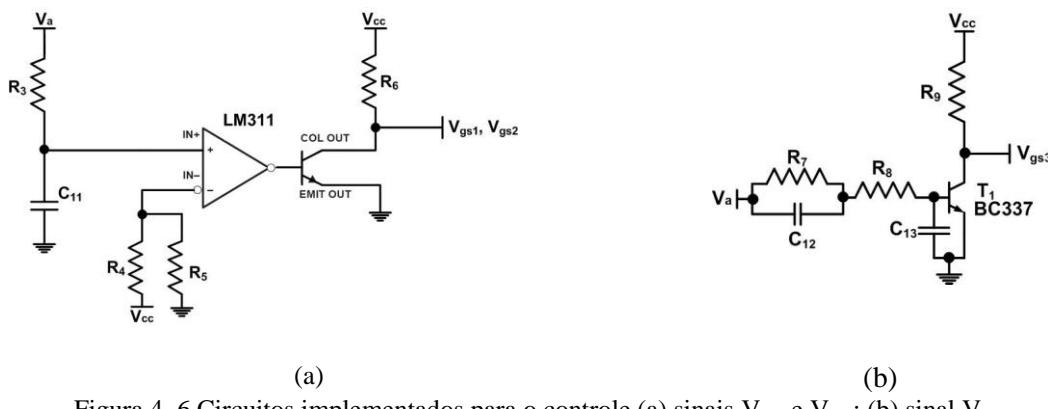


Figura 4.6 Circuitos implementados para o controle (a) sinais V_{gs1} e V_{gs2} ; (b) sinal V_{gs3} .

O circuito comparador usado para acionar as chaves S_1 e S_2 é mostrado na Figura 4.7(a). Na porta não inversora (IN_+) do comparador LM 311, foi feito um arranjo entre um resistor e um capacitor e na porta inversora (IN_-) do mesmo, foi conectado um divisor resistivo. A forma de onda aplicada na porta não inversora IN_+ é uma função exponencial dada pelas equações (4.2) e (4.3) que representam a função exponencial decrescente e crescente, respectivamente. O gráfico das funções citadas é mostrado na Figura 4.6.

$$v_{c11} = V_{cc} e^{-t/\tau} \quad (4.2)$$

$$v_{c11} = V_{cc} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad (4.3)$$

Onde,

V_{cc} – tensão de alimentação

$$\tau = \text{constante de tempo} = R_3 \cdot C_{11} \quad (4.4)$$

Note na Figura 4.6 que a tensão sobe e desce de 63,2% na primeira constante de tempo (1τ) mas somente 1,1% entre a quarta e a quinta constante. A taxa de variação de v_{c11} é portanto muito sensível à constante de tempo determinada pelos parâmetros do circuito, R_3 e C_{11} .

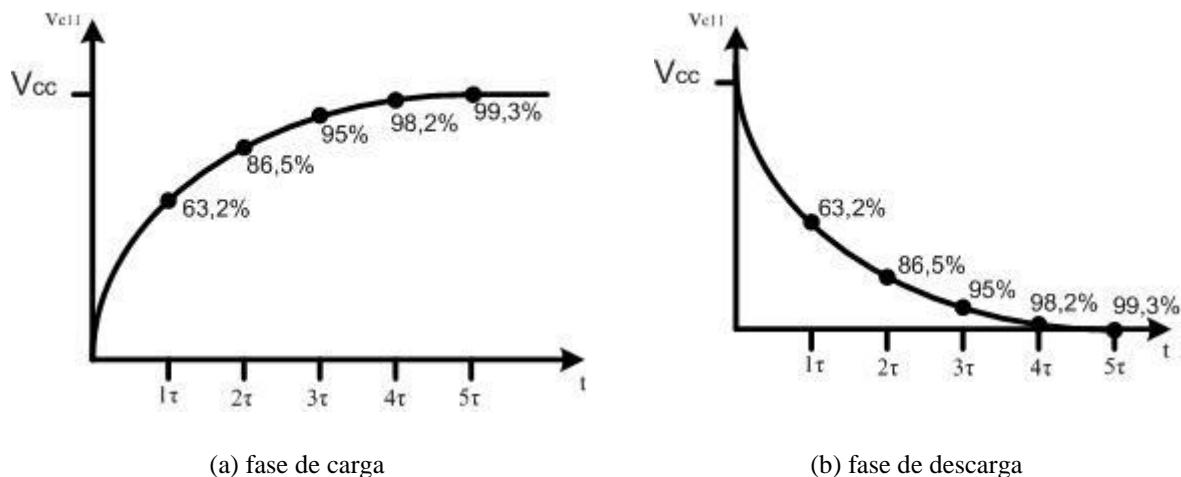


Figura 4.7 v_c em função de t

Assim sendo quando for comparado as tensões entre portas IN_+ e IN_- do comparador, para que não se altere a largura de pulso V_a e obter apenas o intervalo de tempo Δt desejado, a tensão aplicada a porta inversora deve ser igual a $0,5 \cdot V_{cc}$ que ocorre aproximadamente no tempo de $0,7 \cdot \tau$, valores obtidos a partir das equações (4.2) e (4.3). Conclui-se que:

$$\Delta t = 0,7\tau = 0,7 \cdot R_3 \cdot C_{11} \quad (4.5)$$

De acordo com a teoria dos divisores de tensão, para ter um valor de tensão igual a metade da tensão de entrada aplicada os valores dos resistores a serem utilizados são iguais. Portanto $R_4 = R_5$.

Para acionar a chave S_3 o circuito implemento é apresentado na Figura 4.7 (b) e é um circuito inversor de chaveamento com transistor alternando os pontos de operação entre corte e saturação. Com esse circuito temos na saída o sinal V_{gs3} , complementar de V_a . Para esta aplicação foi utilizado o transistor BC337 devido à velocidade em alternar de um valor de tensão para outro. Vale ressaltar também a presença do capacitor C_{13} que com testes de bancada foi verificado que o mesmo minimiza ruídos na base do transistor.

Quando comparados as saídas dos circuitos mostrados na Figura 4.7, tem-se os sinais que irão acionar as chaves da célula de comutação. A Figura 4.8 mostra em detalhes o descrito nessa seção. Observa-se que o efeito desejado foi alcançado e que com o correto ajuste de Δt a chave S_1 será desligada sob corrente nula independente da condição de carga.

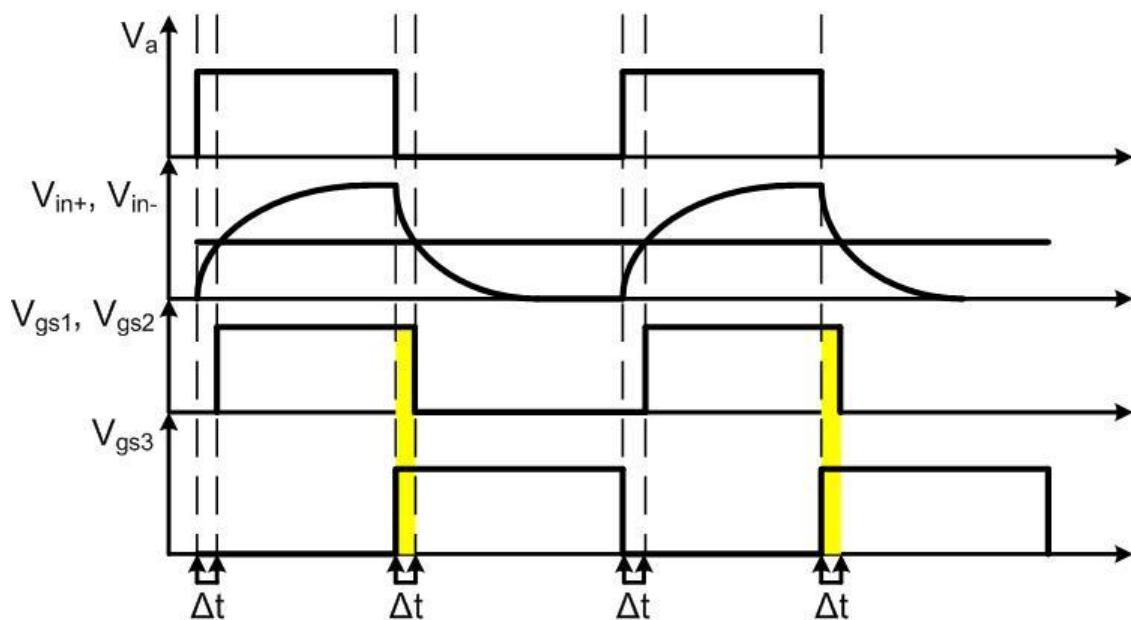


Figura 4.8 Detalhes dos sinais de saída dos circuitos implementados.

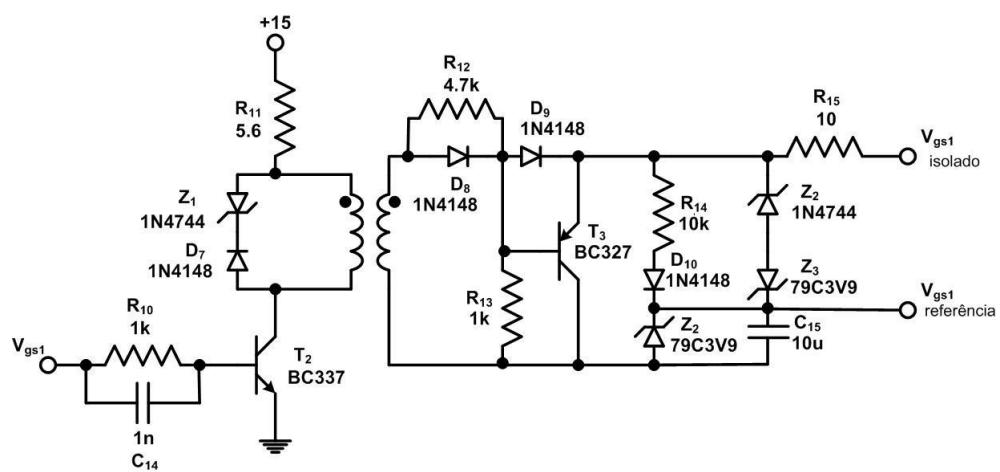
De forma análoga ao descrito nessa seção os dois circuitos eletrônicos foram usados para o sinal de saída V_b do CI 3525, resultando em 4 sinais não isolados que irão acionar 6 chaves, lembrando que o pulso V_{gs1} é igual ao pulso V_{gs2} , assim como os pulsos V_{gs4} e V_{gs5} .

Com essa estratégia de controle todos os sinais gerados estão sincronizados ao sinal principal gerado pelo CI 3525, a largura de pulso do mesmo define a largura de pulso dos demais sinais. Vale ressaltar que o Δt obtido será o mesmo para qualquer condição de carga, independente da largura de pulso.

4.4 CIRCUITO PARA ISOLAÇÃO DE PULSO

Para isolação dos sinais serão implementados 6 circuitos de isolação. Dois aspectos a serem considerados. Primeiro, o circuito tem que fornecer potência suficiente para que as chaves entrem em condução rapidamente, e segundo que na retirada dos pulsos deve haver um circuito de baixa impedância para possibilitar o descarregamento das capacitâncias intrínsecas das chaves, tornando o bloqueio rápido.

Este isolamento foi feito utilizando-se seis transformadores de pulso (T.P.), um para cada circuito de isolação. Então, foram implementados quatro circuitos de isolação iguais para acionar as chaves S_1 , S_2 , S_4 e S_5 , como mostrado na Fig.4.9(a), e mais dois circuitos semelhantes, mudando apenas o detalhe da entrada sinal, para acionar as chaves auxiliares S_3 e S_6 , ilustrado na Fig. 4.9(b).



(a)

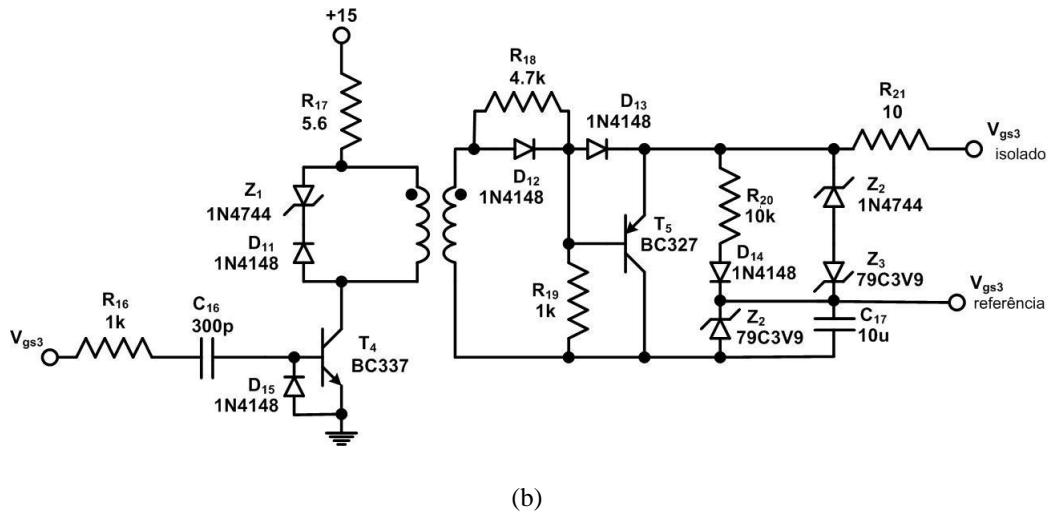


Figura 4. 9 Circuitos de Isolação: (a) Circuito de isolação para as chaves (S_1 , S_2 , S_4 e S_5); (b) Circuito de isolação para as chaves (S_3 e S_6).

O capacitor C_{16} em série com o resistor R_{16} na entrada do circuito da Figura 4.9(b) tem por finalidade diminuir a largura de pulso das chaves auxiliares S_3 e S_6 . Como foi discutido na seção 4.3.2 todos os sinais gerados possuem a mesma largura de pulso.

O princípio de operação do circuito implementado para isolação dos sinais é descrito a seguir: o sinal gerado pelo circuito de controle é aplicado na base do transistor T_2 , fazendo com que este entre em condução ou bloqueio. Devido à polaridade do transformador de pulso este sinal é aplicado, através do enrolamento secundário, no “gate” da chave habilitando-a, ou na base do transistor T_3 ativando seu estado de condução, descarregando a capacitância intrínseca da chave.

Essa topologia permite também o deslocamento de um valor negativo, ou seja, ao invés de oscilarem conforme os sinais não isolados, de 0 a 15V, os sinais passam a variar de -3,9 a 12V. O diodo zener responsável por esse deslocamento é o Z_2 . Outros valores de tensão de deslocamento podem ser utilizados, não sendo aconselhável valores muito baixo, ao custo de não se garantir o valor mínimo de tensão de disparo para a chave utilizada.

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

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

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

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

CAPÍTULO 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nos capítulos anteriores foram apresentados as análises quantitativas e qualitativas do conversor proposto. A partir desta análise, foi desenvolvido um procedimento prático de projeto, a partir do qual foram dimensionados os elementos do circuito de potência. Foi desenvolvido uma estratégia de controle em malha aberta para acionar as chaves de potência. Com esses elementos definidos, pode-se realizar os estudos por simulação e, posteriormente, a montagem em laboratório de um protótipo da topologia proposta.

Deste modo, neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais do conversor Duplo Forward On-Off ZCS.

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto. Para simulação do circuito elétrico, foi utilizado o software SPICE do pacote Orcad. A tabela 5.1 apresenta os parâmetros utilizados na simulação. Deve ser observado que os parâmetros intrínsecos da maioria dos semicondutores utilizados são levados em conta no modelo matemático, o que resulta em oscilações de alta frequência nas tensões e correntes do conversor. Na tabela 5.2 estão definidas as especificações de projeto utilizadas na simulação.

Tabela 5. 1 Parâmetros do conversor

Tensão de entrada - V_{in}	150V
Tensão de saída - V_{out}	40V
Frequência de chaveamento - f	100kHz
Potência de saída - P_0	450W

Tabela 5. 2 Especificações para simulação do conversor

Indutor de filtro - L_f	150μH
Capacitor de filtro - C_f	33μF
Indutores de ressonância - L_{r1}/L_{r2}	5μH / 20μH
Capacitor de ressonância - C_r	22nF
Diodos - $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$	MUR 1560
Diodos - D_7, D_8, D_9, D_{10}	Ideal
Chaves - $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$	IRFP460
Indutância do primário - L_{p1}, L_{p2}	1mH
Indutância do secundário - L_{s1}, L_{s2}	187μH

O circuito simulado está apresentado na Figura 5.1. Observa-se que a estratégia de controle está definida pelas fontes de tensão pulsadas ligadas ao “gate” de cada chave. As fontes de tensão pulsadas possuem os tempos de subida e de descida de $TR = TF = 10\text{ ns}$, a razão cíclica é de 0,32, pois T_{on} das chaves principais é de $PW = 3,2\mu\text{s}$ para um período de chaveamento de $T = PER = 10\mu\text{s}$ e finalmente os pulsos vão de $V_1 = 0V$ a $V_2 = 15V$. As fontes de tensão V_3 , V_4 e V_5 são responsáveis para o acionamento de uma das células de comutação do conversor Duplo Forward On-Off ZCS e estão ligadas respectivamente as chaves M_1 , M_2 e M_3 . O sinal da fonte V_5 tem um atraso de $T_D = 2,85\mu\text{s}$ para garantir o princípio de funcionamento do conversor proposto.

A Figura 5.2(a) apresenta as formas de onda de corrente e de tensão na chave principal S_1 . Verifica-se a característica ZCS, tanto na entrada como na saída de condução da chave. Observa-se que as chaves não sofrem esforço extra de corrente, conforme mencionado no capítulo 2, quando comparado aos conversores quase-ressonantes. A Figura 5.2(b) mostra a tensão e a corrente na chave S_2 . A corrente em S_2 é a corrente ressonante nos elementos L_{r2} e C_r . O semi-ciclo negativo é bloqueado pelo diodo D_2 e a comutação ocorre em modo ZCS. A

Figura 5.2(c) apresenta a tensão e corrente na chave S_3 , indicando que ocorre também a operação ZCS para esta chave, tanto na entrada como na saída de condução.

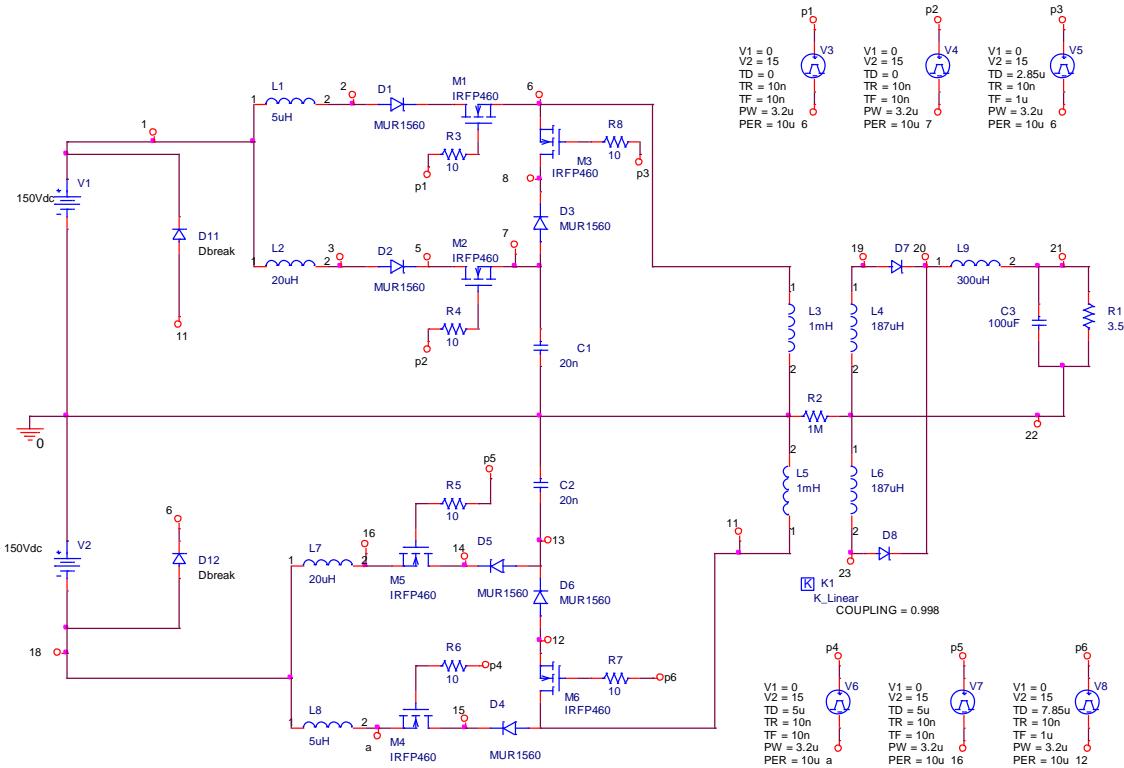


Figura 5. 1 Circuito simulado

Conforme evidenciado nas Figuras 5.2 (a) e (b) a tensão nas chaves atinge valores maiores que $2V_i$. Isto ocorre devido ao arranjo da célula de comutação que, por possuir indutores ressonantes em série com as chaves, a energia armazenada nos mesmos, durante a abertura das chaves, é transferida para suas capacitância intrínsecas. Para regular a tensão nas chaves em $2V_i$, é necessário a utilização de circuito “*snubber*” para dissipar parte da energia acumulada nos indutores. Esta solução, entretanto, leva a uma redução considerável na eficiência do conversor, o que está em desacordo com a expectativa de funcionamento do mesmo. Optou-se, portanto pela não utilização de circuito “*snubber*”.

A fig.5.2(d) apresenta as correntes nas chaves S_1 , S_2 e S_3 e a tensão no capacitor de ressonância. Ficam evidentes as etapas de funcionamento do circuito e o comportamento das correntes que, devido à estrutura ressonante são sempre levadas à zero.

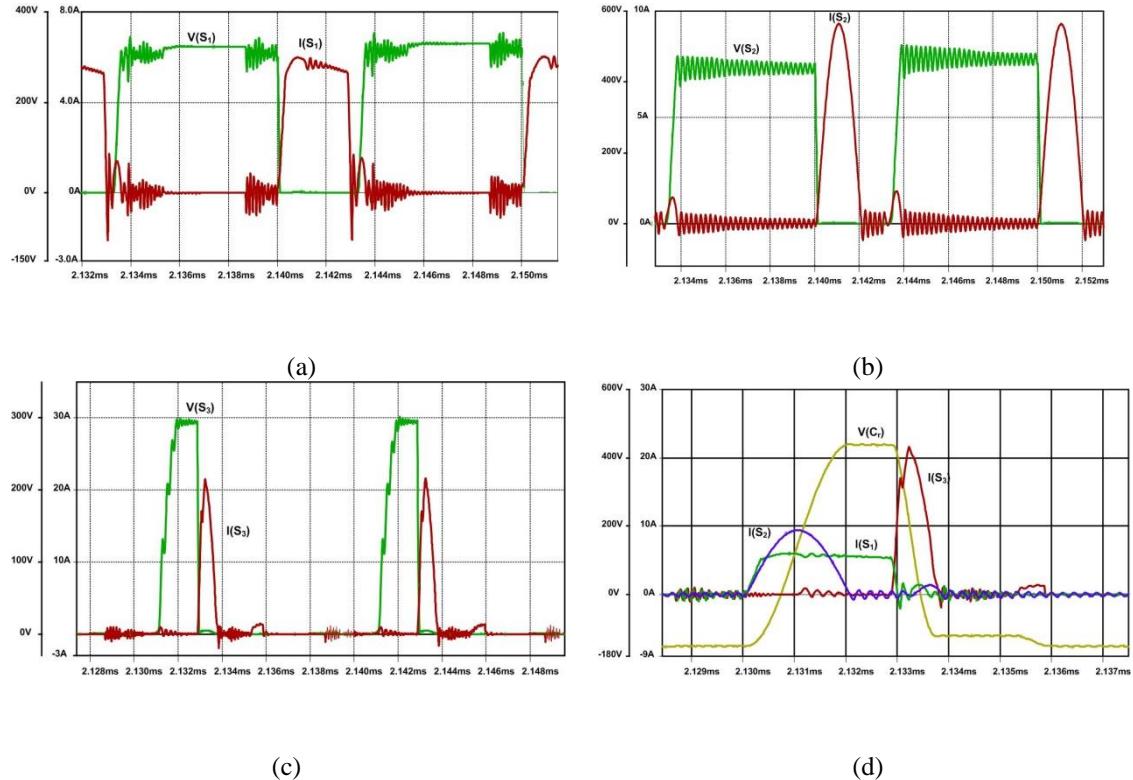


Figura 5. 2 Formas de onda de tensão e corrente do conversor proposto: (a) Gráfico da tensão ($V(S_1)$) e corrente ($i(S_1)$) na chave S_1 ; (b) Gráfico da tensão ($V(S_2)$) e corrente ($i(S_2)$) na chave S_2 ; (c) Gráfico da tensão ($V(S_3)$) e corrente ($i(S_3)$) na chave S_3 ; (d) Gráfico da tensão no capacitor de ressonância e das correntes nas chaves.

A Figura 5.3(a) apresenta o gráfico de tensão sobre os diodos de saída D_{01} e D_{02} . A fig. 5.3(b) apresenta as tensões no primário e no secundário do transformador. Os gráficos das fig. 5.3(c) e 5.3(d) apresentam as correntes no primário e no secundário do transformador respectivamente.

Concluindo os resultados de simulação, a Fig. 5.3(e), mostra a tensão e a corrente de saída V_0 e I_0 . Conforme desejado, a tensão de saída converge a tensão especificada de 40V.

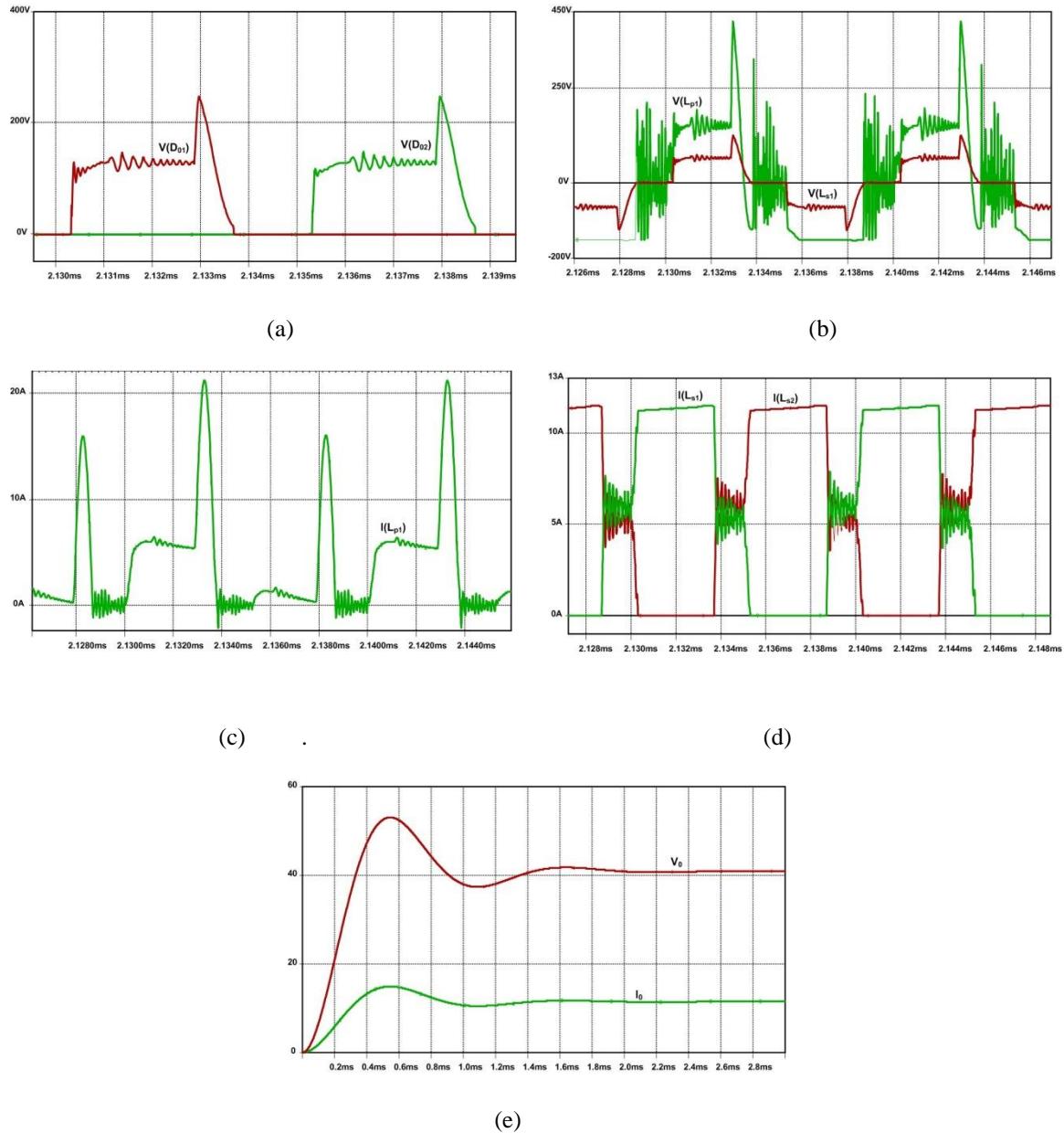


Figura 5.3 Formas de onda de tensão e corrente do conversor proposto: (a) Gráfico da tensão nos diodos de saída ($V(D_{01})$) e ($V(D_{02})$); (b) Gráfico da tensão no primário ($V(L_{p1})$) e da tensão no secundário ($V(L_{s1})$) do transformador ; (c) Gráfico da corrente no primário ($I(L_{p1})$) do transformador; (d) Gráfico da corrente nos secundários ($I(L_{s1})$) e ($I(L_{s2})$) do transformador; (e) Gráfico da tensão e corrente de saída $V_0 \times I_0$.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

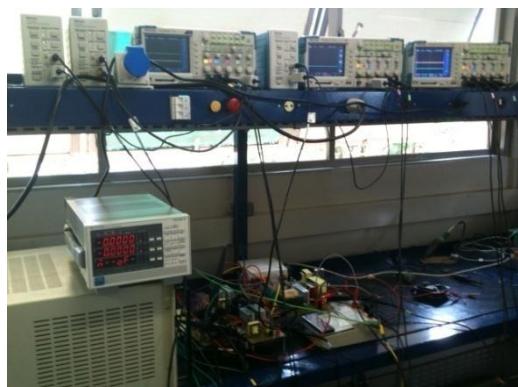
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo montado em laboratório. O conversor foi colocado em funcionamento em malha aberta, sendo avaliadas as várias formas de onda, visando principalmente demonstrar a entrada e saída de condução sob corrente nula em todas as chaves envolvidas. Os semicondutores,

indutores e capacitores utilizados são descritos na tabela 5.3. Os parâmetros de projetos são os mesmos dos de simulação mostrados na tabela 5.2.

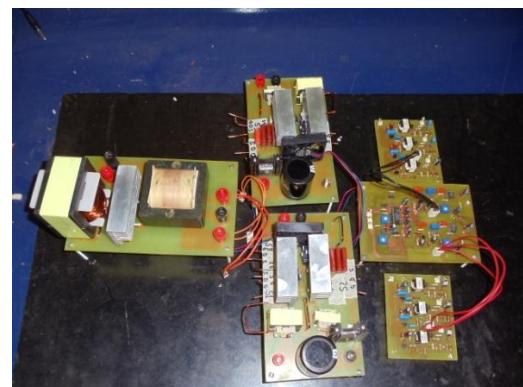
Tabela 5. 3 Especificações do protótipo montado

Capacitor de entrada - C_{in}	1000 μ H
Indutor de filtro - L_f	150 μ H
Capacitor de filtro - C_f	33 μ F
Indutores de ressonância - L_{r1}/L_{r3}	5 μ H
Indutores de ressonância - L_{r2}/L_{r4}	20 μ H
Capacitor de ressonância - C_r	22nF
Diodos - $D_1, D_3, D_4, D_6, D_7, D_8, D_9, D_{10}$	APT15D100K
Diodos - D_3, D_6	HFA08TB60
Chaves - $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$	IRFP460
Indutância do primário - L_{p1}, L_{p2}	1mH
Indutância do secundário - L_{s1}, L_{s2}	187 μ H

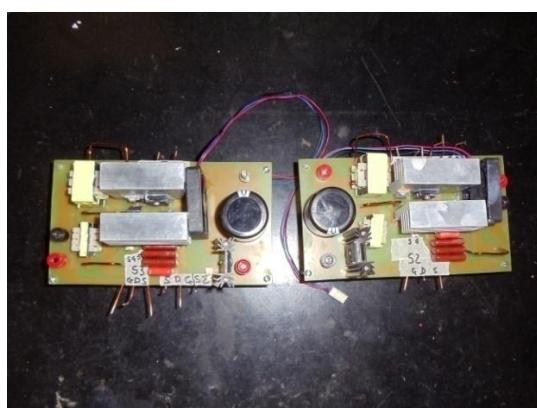
A Fig. 5.4 mostra o protótipo do conversor Duplo Forward On-Off ZCS construído no Laboratório de Eletrônica de Potência.



(a)



(b)



(c)



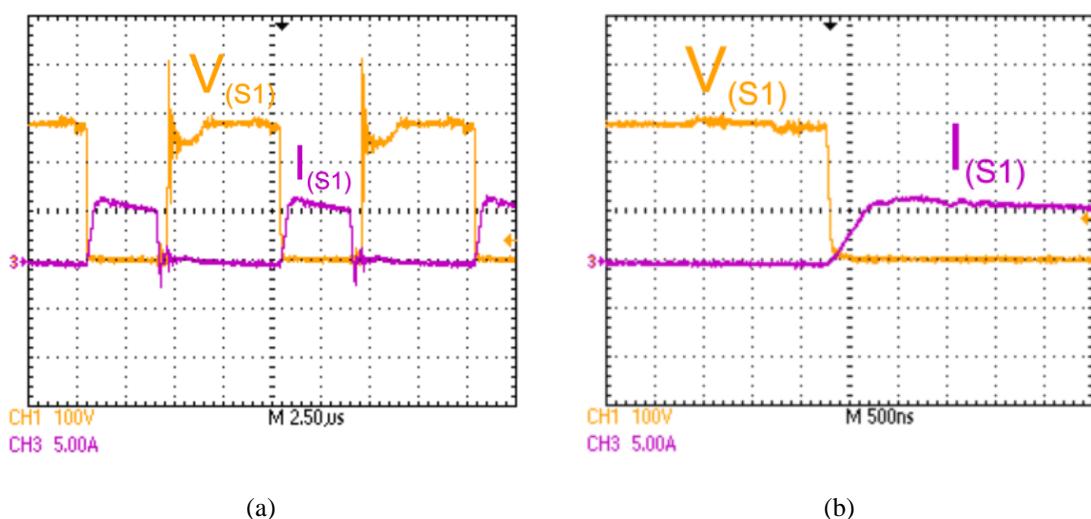
(d)



Figura 5.4 Fotos do protótipo Duplo Forward On-Off ZCS: (a) Bancada experimental; (b) Protótipo do conversor Duplo Forward On-Off ZCS; (c) Placa dos dois conversores Forward; (d) Placa de controle; (e) Placa de isolação de pulsos; (f) Filtro de saída.

A Figura 5.5(a) mostra a tensão e a corrente na chave S_1 evidenciando o chaveamento em modo ZCS, conforme previsto na análise teórica e nos resultados de simulação realizados. A mesma forma de onda é ilustrada na Fig. 5.5 (b) e (c) sendo detalhados os instantes de comutação não dissipativa.

A Figura 5.5 (d) mostra as formas de onda da tensão no capacitor de ressonância C_r e a corrente na chave iS_1 . Observa-se o início da descarga do capacitor e a corrente iS_1 decrescendo ate zero.



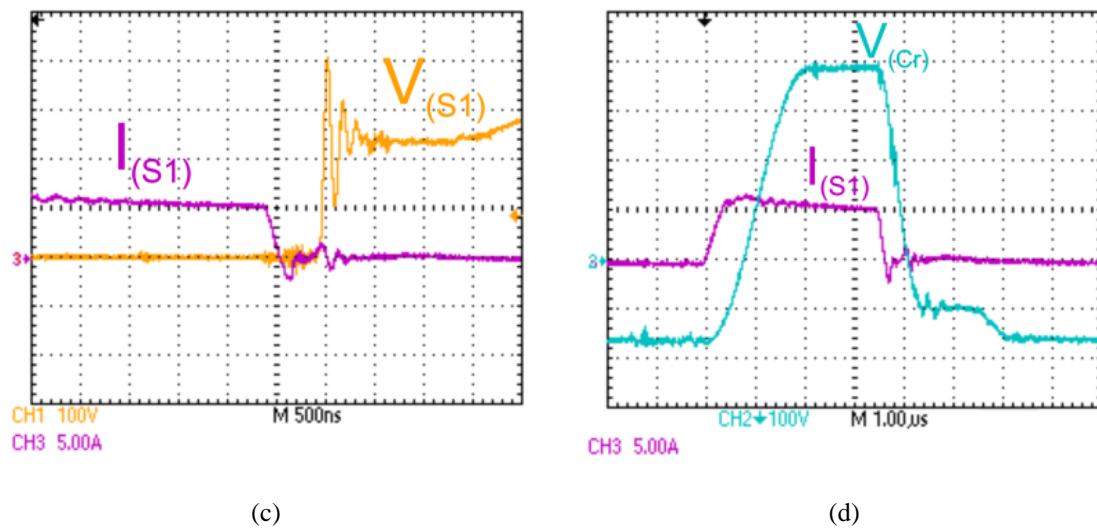
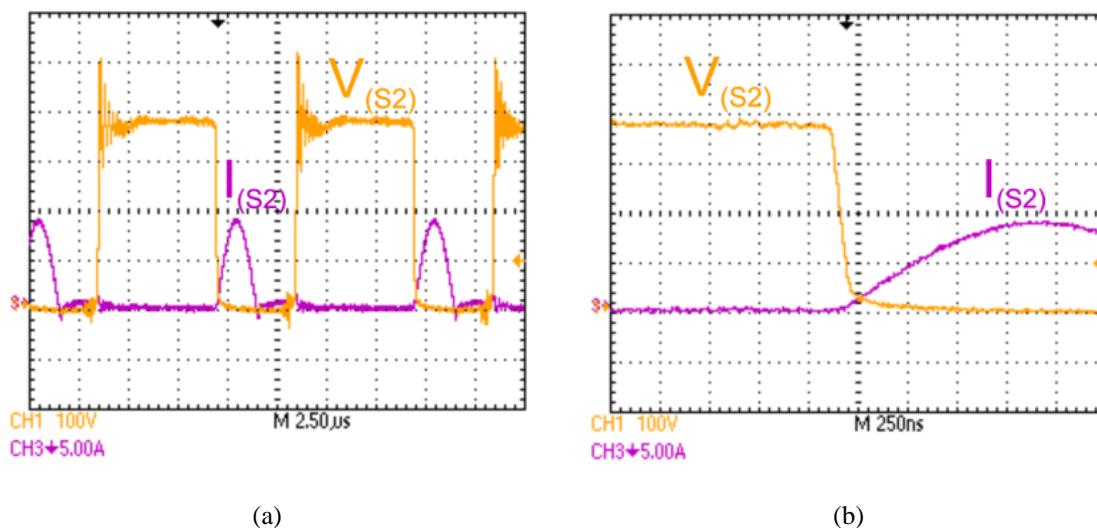


Figura 5.5 Formas de onda da comutação ZCS da chave S_1 : (a) Gráfico da tensão ($V(S_1)$) e corrente (iS_1) na chave S_1 ; (b) Detalhe do instante da entrada de condução; (c) Detalhe do instante da saída de condução; (d) Gráfico da tensão ($V(C_r)$) e corrente (iS_1).

A Figura 5.6 (a) apresenta as formas de onda da tensão e da corrente sobre a chave S_2 . Novamente, a operação ZCS pode ser observada, assim como o semi-ciclo positivo da corrente ressonante. A Figura 5.6 (b) e (c) mostra os detalhes dos instantes de entrada em condução e saída de condução da chave S_2 .

A Figura 5.6 (d) ilustra a tensão no capacitor de ressonância C_r e a corrente ressonante na chave iS_2 . Evidenciando o final da 2^a etapa de funcionamento do conversor.



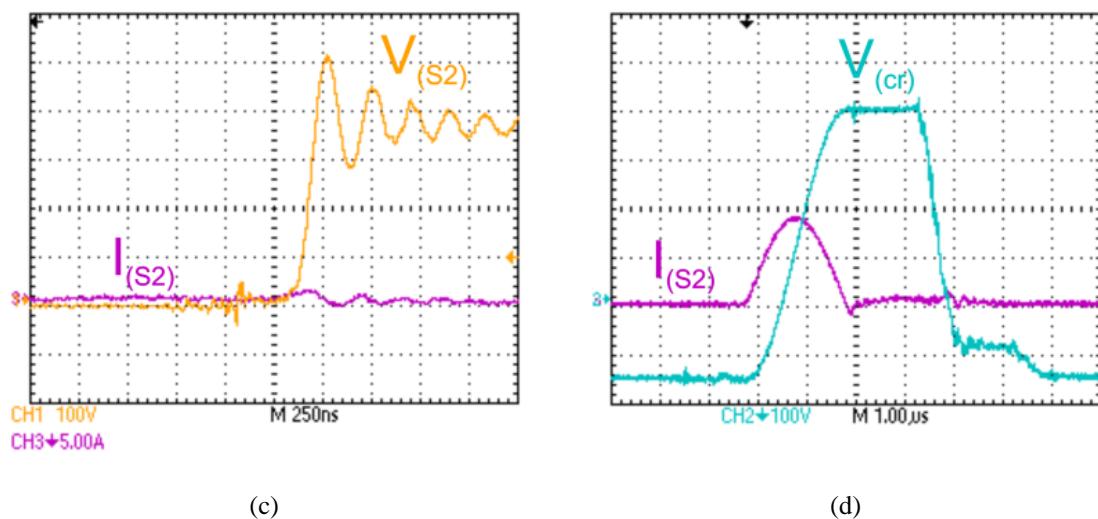


Figura 5.6 Formas de onda da comutação ZCS da chave S_2 : (a) Gráfico da tensão ($V(S_2)$) e corrente ($i(S_2)$) na chave S_2 ; (b) Detalhe do instante da entrada de condução; (c) Detalhe do instante da saída de condução; (d) Gráfico da tensão ($V(C_r)$) e corrente ($i(S_2)$).

Finalmente, a Figura 5.7 (a) mostra as formas de onda da tensão e da corrente na chave S_3 . Assim como nas chaves S_1 e S_2 , a comutação não dissipativa é observada também nesse semicondutor, garantida pela operação ZCS.

A Figura 5.7 (b) ilustra a tensão no capacitor de ressonância C_r e a corrente na chave S_3 . Observa-se o momento de descarga do capacitor C_r e o crescimento da corrente na chave S_3 .

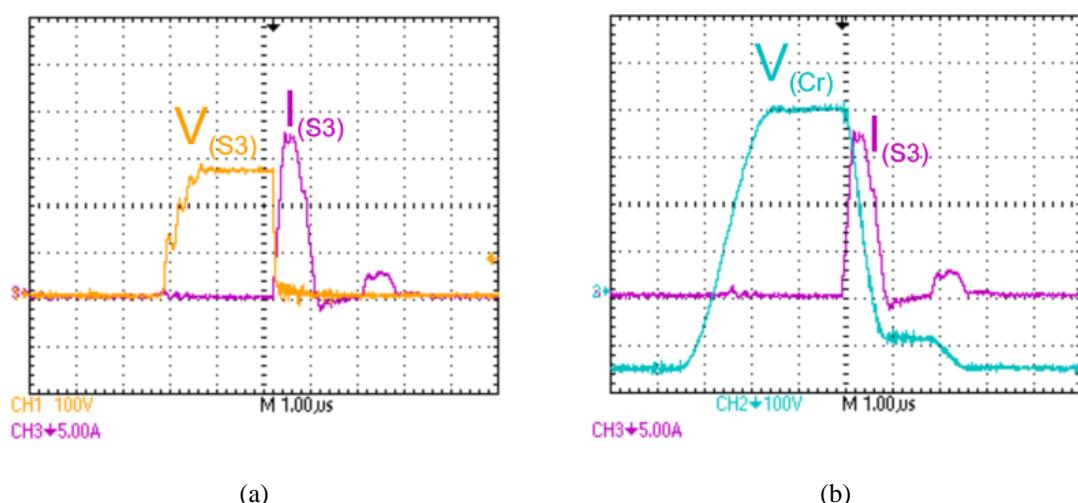


Figura 5.7 Formas de onda da comutação ZCS da chave S_3 : (a) Detalhes dos instantes de comutação da chave S_3 ; (b) Gráfico da tensão ($V(C_1)$) e corrente (iS_3).

As formas de ondas das tensões no primário e no secundário do transformador bem como, as correntes nos primários são ilustradas nas Figuras 5.8 (a) e (b) respectivamente.

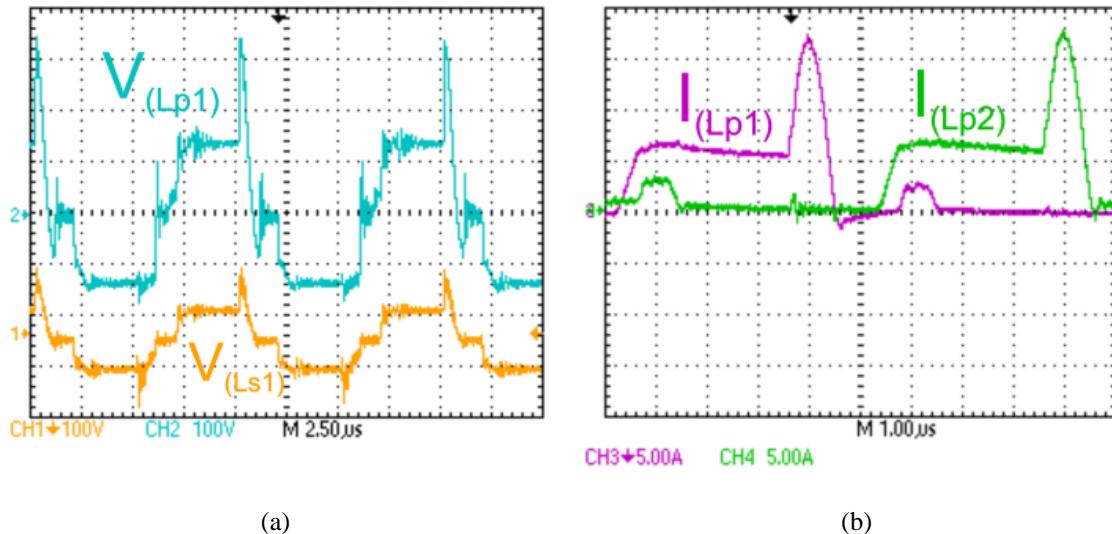


Figura 5.8 Formas de onda de tensão e corrente de elementos do conversor proposto: (a) Curvas das tensões no primário ($V(Lp1)$) e no secundário ($V(Ls1)$) do transformador; (b) Curvas das correntes nos primários do transformador; (c) Curvas de tensão nos diodos de saída D_{01} e D_{02} .

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através do software SPICE foi possível avaliar o funcionamento da nova estrutura gerada, sendo observados resultados de simulação que validaram e possibilitaram a construção do protótipo de 450W. Pode-se observar no protótipo que as formas de onda apresentam uma grande similaridade às formas de ondas do estudo teórico e de simulação, garantindo a operação ZCS tanto na entrada quanto na saída de condução de todas as chaves.

A inserção de circuitos ressonantes aos conversores tradicionais garantiu a abertura e o fechamento das chaves semicondutoras sob corrente nula, possibilitando a conversão de energia, realizada em alta frequência de chaveamento. As vantagens acima citadas foram alcançadas com o uso da célula de comutação On-Off ZCS.

CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado um estudo completo do conversor Duplo Forward On-Off ZCS, com uma célula de comutação não dissipativa que promove o chaveamento ZCS em todas as chaves do circuito de potência.

Através das análises realizadas nos capítulos II e III, foi desenvolvido um procedimento prático de projeto. Para sua validação, bem como para avaliação do desempenho da estrutura, este procedimento foi utilizado para a implementação de um protótipo do conversor proposto.

Os resultados experimentais, assim como os de simulação, demonstraram uma boa comutação nas chaves, sem a necessidade de circuitos “*snubbers*” de alta potência.

Outro aspecto considerado neste trabalho é a comparação desta estrutura com outras existentes. No capítulo I, foi apresentada uma rápida análise de algumas topologias existentes.

A estrutura estudada, portanto, é uma ótima alternativa para a conversão de níveis maiores de potência, pois o estresse de corrente sobre as chaves principais é limitado ao valor da corrente de carga. Deste modo, esta topologia, permite o uso de semicondutores dimensionados para uma capacidade de condução de corrente com o valor da corrente nominal.

A vantagem acima foi alcançada com o uso da célula de comutação On-Off ZCS, que tem como principal característica, o fato da corrente circulante na chave principal ser composta somente pela corrente de carga. Da literatura existente, sabe-se que nos conversores PWM-ZCS-QRC a corrente na chave principal possui um valor de pico superior à

corrente de carga exigida. No Duplo Forward On-Off ZCS proposto na abertura e no fechamento das chaves o semi-ciclo senoidal da corrente ressonante é desviado para uma chave auxiliar, o que garante uma distribuição uniforme da corrente nos semicondutores utilizados.

Assim, lista-se resumidamente as principais vantagens observadas:

- Comutação não dissipativa para todas as chaves envolvidas, sendo as mesmas operando em ZCS na entrada e na saída de condução;
- Eliminação do pico de corrente na chave principal;
- Comutação não dissipativa para uma ampla faixa de carga;
- Alta frequência de chaveamento;
- Uso estendido de chaves, podendo ser utilizados IGBTs;

Como desvantagem da célula, observa-se o uso de mais componentes se comparado aos conversores quase-ressonantes e como desvantagem do conversor, observa-se o valor de tensão igual a duas vezes a tensão de entrada nas chaves.

SUGESTÕES PARA TRABALHO FUTUROS

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

- Geração de um circuito capaz de operar o conversor em malha fechada, assegurando a independência da tensão de saída com a carga aplicada;
- Utilização de chaves semicondutoras com baixa resistência série;
- Uso de diodos com menores tensões diretas;
- Utilização de maiores frequências de chaveamento.

REFERÊNCIAS

- [1] Cruz, D.F., “Contribuição ao estudo dos fenômenos de radio-interferência provocados por fontes chaveadas: Análise, propostas de solução e resultados experimentais”, *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UFU, 1996*.
- [2] Erickson, R.W.; “Fundamentals of power electronics”, New York, *Chapman & Hall, 1996*.
- [3] Adib, E., Farzanehfard, H., “Family of zero current zero voltage transition PWM converters”, *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 2, pp. 214-223, Junho 2008.
- [4] Bissuchi Jr., C.A., “Proposta de uma nova família de conversores denominados EIE: Aplicações em áudio, análise genérica e resultados experimentais”, *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFU, 2003*.
- [5] Barreto, L. H. S. C., Coelho, E. A. A., Farias, V. J., Oliveira, J. C., de Freitas, L. C., and Vieira Jr., J. B. “A quasi-resonant quadratic boost converter using a single resonant network “, *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 52, nº 2, pp.552-557, Abril 2005.
- [6] Barreto, L. H. S. C., Coelho, E. A. A., Farias, V. J., de Freitas, L. C., and Vieira Jr., J. B. “The bang-bang hysteresis current waveshaping control technique used to implement a high power factor power supply”, *IEEE Trans. On Power*, vol. 14, nº 1, pp.160-168, Janeiro 2004.
- [7] Barreto, L. H. S. C., Coelho, E. A. A., Farias, V. J., J. C., de Freitas, L. C., and Vieira Jr., J. B. “Soft-switching interleaved boost converter with high voltage gain”, *in Proc. Of Power Electr. Specialist Conference, 2008*, pp.4157-4161.
- [8] Divakar, B. P., Cheng, K. W. E., Sutanto, D., “Zero-Voltage and zero-current switching buck-boost inverter with low voltage and current stresses”, *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 3, pp. 297-304, Setembro 2008.
- [9] Adib, E., Farzanehfard, H., “Family of zero current zero voltage transition PWM converters”, *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 2, pp. 214-223, Junho 2008.
- [10] Wang, C. -M., Su, C. -H., Fang, K. -L., “Zero-voltageswitching pulse-width-modulation full-bridge transformer-isolated step-up/down converter”, *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 3, pp.122-131, Setembro 2008.

- [11] Wang CM, “Novel zero-voltage-transition PWM DC/DC Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol.53, nº 1, pp.254-262, Fevereiro 2006.
- [12] G. Ivensky, D. Sidi, and S. Ben-Yaakow, “A soft switcher optimized for IGBT’s in PWM topologies,” in *Proc. IEEE APEC*, 1995, pp. 900–906.
- [13] C. A. Canesin and I. Barbi, “Novel zero-current-switching PWM converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 3, pp. 372–381, Jun. 1997.
- [14] F. T. Wakabayashi, M. J. Bonato, and C. A. Canesin, “A New family of zero-current-switching PWM converters,” in *Proc. IEEE PESC*, 1999, pp. 451–456.
- [15] C.-M. Wang, “ New family of zero-current-switching PWM converters using a new zero-current-switching PWM auxiliary circuit”, in *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 53, nº3, pp768-777, junho 2006.
- [16] T.-F. Wu, J.-C. Hung, J.-T. Tsai, C.-T. Tsai, and Y.-M. Chen, “An active clamp push–pull converter for battery sourcing applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 196–204, Jan. 2008.
- [17] L. Yan and B. Lehman, “Integrated magnetic full wave converter with flexible output inductor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 670–678, Mar. 2003.
- [18] J. Sun, K. F. Webb, and V. Mehrotra, “Integrated magnetics for current doubler rectifiers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 582–590, May 2004.
- [19] T. Qian and B. Lehman, “Coupled input-series and output-parallel dual interleaved flyback converter for high input voltage application,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 88–95, Jan. 2008.
- [20] T. Jin, K. Zhang, K. Zhang, and K.M. Smedley, “A new interleaved series input parallel output (ISIPO) forward converter with inherent demagnetizing features,”
- [21] T. Jin, K. Zhang, K. Zhang, and K.M. Smedley, “A new interleaved series input parallel output (ISIPO) forward converter with inherent demagnetizing features,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 888–895, Mar. 2008.
- [22] A. J. Mason, D. J. Tschirhart, and P. K. Jain, “New ZVS phase shift modulated full-bridge converter topologies with adaptive energy storage for SOFC application,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 332–342, Jan. 2008.in

- [23] X. Ruan and Y. Yan, "Soft-switching techniques for PWM dc/dc fullbridge converters," in *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, 2000, pp. 634–639.
- [24] X. Ruan and Y. Yan, "A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full bridge converter using two diodes in series with the lagging leg," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 777–785, Aug. 2001.
- [25] W. Chen, X. Ruan, and R. Zhang, "A novel zero-voltage-switching PWM full bridge converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 793–801, Mar. 2008.
- [26] X. Ruan and B. Li, "Zero-voltage and zero current switching PWM hybrid full-bridge three-level converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 213–220, Feb. 2005.
- [27] X. Wu, X. Xie, J. Zhang, R. Zhao, and Z. Qian, "Soft switched full bridge dc–dc converter with reduced circulating loss and filter requirement," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1949–1955, Sep. 2007.
- [28] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "A new PWM ZVS full-bridge converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 987–994, May 2007.
- [29] N. H. Kutkut, G. Luckjiff, and D. M. Divan, "A dual bridge high current dc-to-dc converter with soft switching capability," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meeting*, 1997, vol. 2, pp. 1398–1405.
- [30] X. Liang, H. Wei, and X. Ruan, "An interleaved three-level forward converter-suitable for the application of voltage regulator module (VRM)," in *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, 2003, vol. 1, pp. 127–131.
- [31] D. de S. Oliveira Jr., C. E. de A. e Silva, R. P. T.–Bascopé, F. L. Tofoli, C. A. Bissochi Jr., J. B Vieira Jr., V. J. Farias, L. C. de Freitas, "Analysis, design and experimentation of a Double forward converter with soft switching characteristics for all switches" in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2137–2144, August 2011.
- [32] L. C. Freitas, V. J. Farias, P. S. Caparelli, J. B. Vieira, Jr., H. L. Hey, and D. F. Cruz, "An optimum ZVS-PWM dc–dc converter family: analysis, simulation and experimental results," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1992, pp. 229–235.
- [33] L. C. Freitas and P. R. C. Gomes, "A high-power high-frequency ZCSZVS- PWM buck converter using a feedback resonant circuit," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 19–24, Jan. 1995.

- [34] E. C. Dias, L.C.G. Freitas, E.A.A. Coelho, J.B. Vieira Jr., L.C. de Freitas, “Novel true zero current turn-on and turn-off converter family: analysis and experimental results”, in *IET Power Electron.*, 2010, vol. 3, Iss. 1, pp. 33-42.
- [35] F. D. Tan, “The forward converter: From the classic to the contemporary,” in *Proc. 17th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Mar. 2002, pp. 857–863.
- [36] D.S. Oliveira J, C.A. Bissochi Jr, J.B. Vieira Jr, V. J. Farias and L.C. de Freitas – “A lossless commutation PWM two level forward converter operating like a full-bridge” – *IEEE Applied Power electronics Conference – APEC*
- [37] Cordeiro, E.D.; “Uma nova família de conversores com comutação ZCS na abertura e no fechamento das chaves.” *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2008.*
- [38] Mello, Luiz F.P.; *Projetos de Fontes chaveadas*, São Paulo: Érica, 1987. 292p.
- [39] Borges, A.J.N.; “Conversor duplo forward de comutação suave modulado por largura de pulso”. *Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.*