

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**CONVERSOR PUSH – PULL MODIFICADO BASEADO NA  
CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

Daniel Lima Ferreira

Fortaleza

Agosto de 2010

Daniel Lima Ferreira

## **CONVERTOR PUSH-PULL MODIFICADO BASEADO NA CÉLULA DE TRÊS ESTADOS**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico  
Bascope

Co-orientador: Prof: PhD. Fernando Luiz  
Marcelo Antunes

Fortaleza

Agosto de 2010

Daniel Lima Ferreira

## **CONVERTOR PUSH–PULL MODIFICADO BASEADO NA CÉLULA DE TRÊS ESTADOS**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

---

Daniel Lima Ferreira

Banca Examinadora:

---

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr  
Presidente

---

Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

---

Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr.

---

Prof. Demercil de Souza Oliveira Jr., Dr.

---

Prof. Francisco Kleber de Araújo Lima, Dr.

Fortaleza, Agosto de 2010

“É necessário que Ele cresça e que eu diminua.

Aquele que vem de cima é sobre todos; aquele que vem da terra é da terra, e fala da terra. Aquele que vem do céu é sobre todos.”

(Jo 3:30-31)

À Deus, o maior e único gênio;  
Aos meus pais, meus exemplos;  
Meus irmãos, meus companheiros;  
Minha esposa, meu apoio e minha base;

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, o autor da vida, a inspiração do bem e o significado do amor. Aos meus pais Vicente Soares Ferreira e Gelsina Lima Soares, pelo bom exemplo, pela dedicação e pelo amor comigo. Aos meus irmãos Luciano Lima Ferreira e Leila Lima Ferreira, pela companhia e pela contribuição para o meu amadurecimento. À minha esposa, pelo apoio, pelo suporte e pela companhia, essencial nessa parte da minha vida.

Ao orientador e professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, por me guiar durante toda essa jornada, por contribuir com sua experiência e sabedoria, durante os momentos de dificuldades e inexperiência. Ao co-orientador e professor PhD. Fernando Antunes, pelos auxílios em momentos que não consegui entrar em contato com meu orientador.

Aos professores Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr e Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima e ao professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas da Universidade Federal de Uberlândia (UFU), por aceitarem participar da minha banca de dissertação, enriquecendo ainda mais este trabalho através de sugestões, esclarecimentos e críticas positivas.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), pelos conhecimentos transmitidos durante a graduação e pós-graduação.

Aos colegas de mestrado e laboratório, pelas sugestões técnicas ou simplesmente por suas palavras de conforto ou descontração durante os momentos mais árduos: André Lima, Éber, Eduardo Lenz, Fabíola, Felinto, Francisco Eudes, Hermínio Miguel, Lívia, Nelber, Paulo Praça, Ranoyca, Rafael Oliveira, Raphael Amaral, Rodrigo Paulino, Roque Jr., Samuel Jó.

Aos meus colegas de graduação Bruno Rafael, Cristiane, Chaves, Daniele, David de Freitas, Edmilson Filho, Eduardo Navarro, Murilo, pelo apoio nos estudos e companhia no lazer, durante a graduação.

Aos meus amigos de longas datas, Bruno, Diego, José Victor, Marcio, Sidney de Oliveira e Thiago.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio técnico e estrutural.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico, sem o qual seria impossível a realização desta dissertação.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento momentâneo não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

Ferreira, D. L., “Conversor *Push–Pull* Modificado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados – UFC, 2010, 120p.

Este trabalho apresenta o estudo em regime permanente do conversor CC-CC *Push–Pull* modificado obtido a partir do conversor CC-CC *Boost* baseado na Célula de Comutação de Três Estados (CCTE). Para o conversor proposto foi feita uma análise qualitativa e quantitativa operando por toda a faixa de variação da razão cíclica ( $0 \leq D \leq 1$ ). Tal análise foi realizada em modo de condução contínua MCC e em modo de condução descontínua MCD. A modificação topológica em relação ao conversor CC-CC *Push–Pull* clássico, permite a utilização de um único enrolamento primário no transformador isolador de alta frequência. A presença de um único enrolamento facilita a conexão de um capacitor de bloqueio em série com o enrolamento primário para evitar a circulação de corrente contínua, assim, previne a saturação do transformador de alta frequência. Para verificar o princípio de funcionamento um protótipo com tensão de entrada de 48V, tensão de saída de 400V e potência de saída de 2kW foi montado e testado em malha aberta.

Palavras-Chave: Conversor CC-CC *Push–Pull* modificado, célula de comutação de três estados, conversores isolados, conversor *Boost*.

Ferreira, D. L., “Modified DC-DC Push-Pull Converter Based on Three-State Switching Cell” – UFC, 2010, 120p.

This work presents the steady state study of a modified DC-DC Push-Pull converter obtained from the DC-DC Boost converter based on Three State Switching Cell (TSSC). For the converter a qualitative and quantitative analysis was made operating in all duty cycle variation ( $0 \leq D \leq 1$ ). Such analysis was realized in continuous conduction mode CCM, and in discontinuous conduction mode DCM. The topological modification relative to the classical DC-DC push-pull converter, it permits only one primary winding utilization in the isolated high frequency transformer. The presence of one primary winding it facilitates the series capacitor connection to avoid direct-current circulation, so, prevents the isolated high frequency transformer saturation. To verify its feasibility a prototype with 48VDC input voltage, 400VDC output voltage, and 2kW output power was assembled.

Keywords: Modified DC-DC Push-Pull converter, three-state switching cell, isolated converter, Boost converter.

## Conteúdo

CAPÍTULO – 1 Conversores CC-CC Isolados Alimentados em Corrente e Proposta de Trabalho.....	3
1.1 Introdução.....	3
1.2 Conversores CC-CC Isolados Alimentados em Corrente.....	3
1.2.1 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente.....	4
1.2.2 Conversor <i>Full-Bridge</i> Alimentado em Corrente .....	5
1.2.3 Conversor <i>Boost</i> Isolado com Dois Indutores .....	6
1.2.4 Conversor <i>Boost</i> Isolado com Dois Indutores e um Autotransformador .....	7
1.2.5 Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo .....	8
1.2.6 Conversor <i>Flyback-Push-Pull</i> com Grampeamento Ativo e Entrada-Saída em Corrente .....	9
1.2.7 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente com Duplo Acoplamento de Indutores.....	10
1.2.8 Conversor CC-CC de Weinberg Melhorado .....	10
1.2.9 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente Trifásico .....	11
1.3 Obtenção do Conversor Proposto.....	12
1.4 Considerações Finais .....	13
CAPÍTULO – 2 Análise do Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> Modificado Baseado na Célula de Três Estados para $D > 0,5$ .....	15
2.1 Introdução .....	15
2.2 Análise de Operação em Modo de Condução Contínua.....	16
2.2.1 Análise Qualitativa .....	16
2.2.2 Análise Quantitativa .....	20
2.3 Análise de Operação em Modo de Condução Descontínua .....	29
2.5 Característica Externa.....	44
2.6 Considerações Finais .....	47

CAPÍTULO – 3 Análise do Conversor <i>Push-Pull</i> Modificado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados para $D < 0,5$ .....	48
3.1 Introdução.....	48
3.2 Análise de Operação em Modo de Condução Contínua.....	49
3.2.1 Análise Qualitativa.....	49
3.2.2 Análise Quantitativa.....	53
3.3 Análise de Operação em Modo de Condução Descontínua.....	60
3.3.1 Análise Qualitativa.....	60
3.4 Análise de Operação em Modo de Condução Crítica.....	70
3.4.1 Análise Qualitativa.....	70
3.5 Característica Externa.....	73
3.6 Considerações Finais.....	75
CAPÍTULO – 4 Dimensionamento do Conversor.....	77
4.1 Introdução.....	77
4.2 Especificações do Conversor:.....	77
4.3 Dimensionamento do Conversor Proposto.....	78
4.3.1 Dimensionamento do Indutor.....	78
4.3.2 Dimensionamento do Autotransformador.....	80
4.3.3 Dimensionamento do Transformador Isolador.....	81
4.3.4 Dimensionamento dos Interruptores S1 e S2.....	83
4.3.5 Dimensionamento dos Diodos Retificadores D1-D4.....	84
4.3.6 Dimensionamento do Capacitor Filtro C.....	84
4.3.7 Dimensionamento do Capacitor de Bloqueio $C_b$ .....	85
4.3.8 Dimensionamento do Diodo $D_{aux}$ .....	86
4.3.9 Dimensionamento dos <i>Snubbers</i> dos Interruptores.....	86
4.4 Resultados de Simulação.....	87
4.4.1 Tabela Comparativa de Esforços de Corrente.....	88

4.4.2	Formas de Onda.....	88
4.5	Curva de Rendimento .....	93
4.6	Considerações Finais .....	95
CAPÍTULO – 5 Circuito de Controle.....		96
5.1	Introdução.....	96
5.2	Conversor <i>Push-Pull</i> Modificado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados e seu Conversor Equivalente.....	96
5.2.1	Conversor Original .....	96
5.2.2	Conversor Equivalente .....	97
5.2.3	Modelagem Simplificada do Conversor .....	98
5.3	Verificação da Função de Transferência .....	99
5.3.2	Função de Transferência Tensão da Saída/Corrente no Indutor.....	103
5.4	Projeto do Controle Modo Corrente Média.....	106
5.4.1	Projeto da Malha de Corrente .....	107
5.4.2	Projeto da Malha de Tensão .....	110
5.5	Resultados de Simulação .....	114
5.6	Considerações Finais .....	116

## Índice de Ilustrações

Figura 1.1 - Conversor <i>Boost</i> clássico: (a) topologia, (b) ganho estático em MCC.....	4
Figura 1.2 – Conversor <i>Push-Pull</i> alimentado em corrente: (a) com circuito auxiliar conectado a saída, (b) com circuito auxiliar conectado a entrada. ....	4
Figura 1.3 - Conversor <i>Full-Bridge</i> alimentado em corrente. ....	5
Figura 1.4 - Conversor <i>Push-Pull</i> com dois indutores. ....	6
Figura 1.5 – Conversor com dois indutores e autotransformador. ....	7
Figura 1.6 - Conversor <i>Push–Pull</i> alimentado em corrente com grampeamento ativo.....	8
Figura 1.7 - Conversor <i>Flyback-Push–Pull</i> alimentado em corrente com grampeamento ativo.....	9
Figura 1.8 – Conversor CC-CC <i>Push–Pull</i> alimentado em corrente com acoplamento duplo dos indutores.....	10
Figura 1.9 – Conversor CC-CC <i>Weinberg</i> melhorado, (a) sem <i>snubber</i> , (b) com grampeador ativo.....	11
Figura 1.10 – Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> alimentado em corrente trifásico.....	12
Figura 1.11 – Obtenção do conversor proposto.....	13
Figura 1.12 - Conversor <i>Push-Pull</i> modificado sob estudo.....	13
Figura 2.1 - Topologia proposta com simbologia. ....	16
Figura 2.2 - Etapa 1 do conversor em modo de condução contínua.....	17
Figura 2.3 - Etapa 2 do conversor em modo de condução contínua.....	17
Figura 2.4 - Etapa 4 do conversor em modo de condução contínua.....	18
Figura 2.5 - Formas de onda para o modo de condução contínua. ....	19
Figura 2.6 - Etapa 1 do conversor em modo de condução descontínua. ....	30
Figura 2.7 - Etapa 2 do conversor em modo de condução descontínua. ....	30
Figura 2.8 - Etapa 3 do conversor em modo de condução descontínua. ....	31
Figura 2.9 - Etapa 5 do conversor em modo de condução descontínua. ....	31
Figura 2.10 - Forma de onda para o modo de condução descontínua. ....	33
Figura 2.11 - Formas de onda para o modo de condução crítica.....	43
Figura 2.12 - Ganho estático para o modo de condução contínua.....	45
Figura 2.13 - Ganho estático para o modo de condução descontínua. ....	46
Figura 2.14 - Característica externa.....	46
Figura 3.1- Topologia proposta com simbologia. ....	49
Figura 3.2 - Etapa 1 do conversor em modo de condução contínua.....	50

Figura 3.3 - Etapa 2 do conversor em modo de condução contínua.....	50
Figura 3.4 - Etapa 3 do conversor em modo de condução contínua.....	51
Figura 3.5 - Formas de onda para o modo de condução contínua. ....	52
Figura 3.6- Etapa 1 do conversor em modo de condução descontínua. ....	61
Figura 3.7- Etapa 2 do conversor em modo de condução descontínua. ....	61
Figura 3.8 - Etapa 3 do conversor em modo de condução descontínua. ....	62
Figura 3.9 - Etapa 4 do conversor em modo de condução descontínua. ....	62
Figura 3.10 - Formas de onda para o modo de condução contínua. ....	63
Figura 3.11 - Formas de onda para o modo de condução contínua. ....	72
Figura 3.12 – Ganho estático para o modo de condução contínua para $D < 0,5$ . ....	74
Figura 3.13 - Ganho estático para o modo de condução descontínua para $D < 0,5$ . ....	74
Figura 4.1 - <i>Snubber</i> semi-regenerativo. ....	86
Figura 4.2 - Tensão e corrente simulada no interruptor. ....	89

## Índice de tabelas

Tabela 4.1 Parâmetros calculados e simulados.....	85
Tabela 4.2 Características dos elementos do conversor proposto.....	92
Tabela 5.1 Valores coletados para o conversor original.....	101
Tabela 5.2 Conversor <i>Boost</i> equivalente referenciado ao lado primário.....	102
Tabela 5.3 Conversor <i>Boost</i> equivalente referenciado ao lado secundário.....	105

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C$	Capacitores que compõe o filtro de saída
$C_{cc}$	Capacitância filtro de corrente contínua
$C_{clamp1}$ e $C_{clamp2}$	Capacitor grampeador
$C_{r1}$ , $C_{r2}$ , $C_{r3}$ e $C_{r4}$	Capacitor ressonante
$D$	Razão cíclica
$D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$ ,	Diodos retificadores
$D_{aux}$	Diodo auxiliar
$D_r$	Diodo de roda livre
$D_{r1}$ e $D_{r2}$	Diodo da etapa ressonante
$I_O$	Corrente através da carga
$I_{pS}$	Corrente de pico através do interruptor
$I_{pN}$	Corrente de pico através transformador
$I_{efN}$	Corrente eficaz através do transformador
$I_{pT}$	Corrente de pico através do autotransformador
$I_{efT}$	Corrente eficaz através do autotransformador
$i_N$	Corrente instantânea através do transformador
$i_C$	Corrente instantânea através do capacitor
$I_{efL}$	Corrente eficaz através do indutor
$I_{pL}$	Corrente de pico através dos indutores

$I_{ML}$	Corrente máxima através do indutor
$I_M$	Corrente máxima
$I_m$	Corrente mínima
$I_{medS}$	Corrente média através do interruptor
$I_{efS}$	Corrente eficaz através do interruptor
$iL_B$	Corrente instantânea através do indutor
$I_{S1}$ e $I_{S2}$	Corrente através do interruptor
$I_{medD}$	Corrente média através do diodo
$I_{efD}$	Corrente eficaz através do diodo
$I_{pD}$	Corrente de pico através do diodo
$I_{pC}$	Corrente de pico através do capacitor
$I_{efC}$	Corrente eficaz através do capacitor
$L_B$	Indutor <i>Boost</i>
$L_1$ e $L_2$	Indutores dos conversores
$L_A$	Indutor auxiliar
$L_{in}$	Indutor de entrada
$L_{r1}$ e $L_{r2}$	Indutores ressonantes
$L_{o1}$ e $L_{o2}$	Indutores de saída
$N_a$	Enrolamento auxiliar
$N_{p1}$ e $N_{p2}$	Enrolamentos primários do transformador
$N_{s1}$ e $N_{s2}$	Enrolamentos secundários do transformador

---

$n$	Relação de transformação do transformador $T_{r2}$
$S_1, S_2, S_3$ e $S_4$	Interruptores controlados
$S_{a1}$ e $S_{a2}$	Interruptores controlados auxiliares
$T_S$	Período de comutação
$t_x$	Tempo de condução
$V_{MD}$	Tensão máxima sobre o indutor
$V_I$	Tensão de entrada
$V_{MS}$	Tensão máxima sobre o interruptor
$V_{MN}$	Tensão máxima sobre o transformador
$V_{MT}$	Tensão máxima sobre o autotransformador
$V_O$	Tensão na saída
$V_L$	Tensão sobre o indutor
$V_T$	Tensão sobre o autotransformador
$V_N$	Tensão sobre o transformador

---

## Introdução Geral

Na eletrônica de potência há seis conversores CC-CC básicos, onde a partir deles surgem os conversores CC-CC isolados galvanicamente por um transformador de alta frequência. Desta maneira, dentro da família do conversor *Buck* encontram-se os conversores: *Forward* de um interruptor, *Forward* de dois interruptores, *Push-Pull* alimentado em tensão, *Half-Bridge* ou meia ponte, *Full-Bridge* ou ponte completa, os conversores de três níveis baseado na célula NPC (*Neutral Point Clamping*) e o conversor três níveis baseado na célula com capacitor flutuante; dentro da família do conversor *Boost* encontram-se os conversores: *Push-Pull* alimentado em corrente, ponte completa ou *Full-Bridge* alimentado em corrente e o *Push-Pull* trifásico alimentado em corrente; dentro da família do conversor *Buck-Boost* encontram-se os conversores: *Flyback* de um interruptor e *Flyback* de dois interruptores; dentro da família do conversor *Cük* esta o conversor *Cük* isolado com um interruptor; dentro da família do conversor *Sepic* esta o conversor *Sepic* isolado de um interruptor; e dentro da família do conversor *Zeta* esta o conversor *Zeta* isolado de um interruptor [1-3].

Na eletrônica de potência ainda existem muitas variações topológicas, que se enquadram dentro das famílias indicadas ou são uma combinação entre as topologias indicadas [4, 5]. A tendência atual é poder conseguir topologias com alto rendimento ( $\eta \geq 90\%$ ) e confiáveis que possam processar potências acima de 1kW.

Neste trabalho é estudado um conversor CC-CC isolado, o qual corresponde à família do conversor *Boost*. Estes conversores apresentam as características de fonte de corrente na entrada e de fonte de tensão na saída. A forma de onda da corrente de entrada é contínua e não pulsada, apresentando pequena ondulação em alta frequência quando opera com razão cíclica maior que  $D > 0,5$ . A forma de onda com a característica descrita é importante para o desenvolvimento de sistemas que utilizam fontes de energia elétrica, tais como: células combustíveis, arranjos de painéis fotovoltaicos e baterias. Numa aplicação prática o ideal é que a corrente eficaz de entrada seja aproximadamente igual à corrente média. Dentro dos conversores isolados que correspondem à família do conversor *Boost*, há conversores com dois enrolamentos primários e conversores com um único primário que possibilita a conexão de um capacitor em série para evitar a saturação do transformador. Outras características observadas esta a operação dos interruptores com frequência de comutação variável (conversores ressonantes) e com frequência de comutação fixa

(conversores PWM-*Pulse Width Modulation*), assim como a operação dos interruptores com comutação dissipativa e com comutação suave (*soft-commutation*). Dentro das características indicadas, o conversor estudado é um conversor CC-CC *Push-Pull* modificado obtido a partir da célula de comutação de três estados CCTE [6, 7]. O conversor indicado opera com frequência constante. Para fazer a proteção dos interruptores controlados quando opera com razão cíclica menor que  $D < 0,5$ , foi adicionado um circuito auxiliar acoplado ao indutor de armazenamento. A principal idéia da concepção desta topologia é para a aplicação no desenvolvimento de sistemas *no-breaks*, sistemas autônomos de energia elétrica e pequenos sistemas de interligação de energia elétrica à rede.

O trabalho será estruturado conforme a descrição a seguir: no capítulo 1 é feita uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte dos conversores CC-CC isolados alimentados em corrente. Também é feita uma demonstração da obtenção da topologia sob estudo. Este capítulo tem o intuito de mostrar um pequeno aporte científico do trabalho, no capítulo 2 e no capítulo 3 é realizada uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto operando por toda a faixa de variação da razão cíclica ( $0 \leq D \leq 1$ ), no capítulo 4 é apresentado um exemplo de projeto com o dimensionamento dos componentes do conversor operando em modo de condução contínua e razão cíclica maior que  $D > 0,5$ , neste capítulo também são mostradas as principais formas de onda e curvas obtidas a partir do protótipo montado em laboratório, posteriormente, no capítulo 5, é feita a modelagem e projeto do controle no modo corrente média para o conversor operando em modo de condução contínua e razão cíclica maior que  $D > 0,5$  e por fim, são feitas as considerações finais e sugestões para futuros trabalhos.

## CAPÍTULO - 1

### Conversores CC-CC Isolados Alimentados em Corrente e Proposta do Trabalho

#### 1.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma revisão do estado da arte das topologias dos conversores CC-CC isolados alimentados em corrente. Os conversores CC-CC alimentados em corrente são amplamente utilizados no desenvolvimento de sistemas de processamento de energia onde são envolvidas: células combustíveis, arranjos fotovoltaicos e baterias, o que cumprem com a função de fonte do conversor. As baterias apresentam uma resistência interna que causam aquecimento interno por efeito Joule, diminuindo a vida útil desta. Portanto, para reduzir tais perdas, o que se espera é que o valor eficaz da corrente seja muito próximo do valor médio. Na prática, essa característica é proporcionada pelos conversores que possuem característica de fonte de corrente na entrada.

Tomando por referência todas as topologias apresentadas [8-18] é feito um breve resumo dos princípios de funcionamento e das características de cada conversor.

Posteriormente é feita uma breve explanação da obtenção da topologia proposta, a qual é o objetivo de estudo deste trabalho.

#### 1.2 Conversores CC-CC Isolados Alimentados em Corrente

Os conversores CC-CC isolados alimentados em corrente são derivados do conversor *Boost* clássico e sua topologia é mostrada na figura 1.1(a) [1-3]. O conversor *Boost* é um conversor elevador de tensão, ou seja, a tensão de saída é sempre maior ou igual à tensão de entrada para qualquer faixa de razão cíclica ( $0 \leq D \leq 1$ ). Normalmente nas aplicações práticas, o conversor *Boost* opera com frequência constante (*PWM-Pulse Width Modulation*) pela facilidade de gerar os sinais de controle. O conversor também apresenta característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. O ganho estático em modo de condução contínua, MCC, é dado pela equação (1.1) e mostrado na figura 1.1(b).

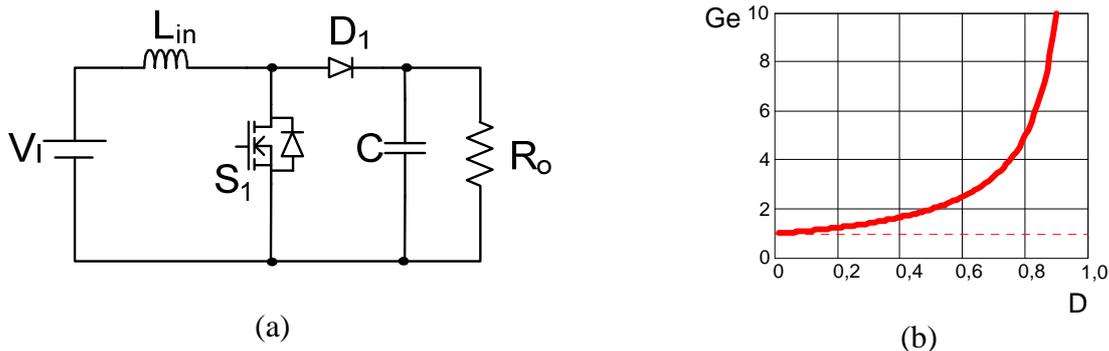


Figura 1.1 - Conversor *Boost* clássico: (a) topologia, (b) ganho estático em MCC.

$$G_e = \frac{1}{(1 - D)} \quad (1.1)$$

A seguir serão apresentadas as topologias dos conversores CC-CC isolados alimentados em corrente.

### 1.2.1 Conversor CC-CC *Push-Pull* Alimentado em Corrente

A topologia do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente proposto em [8] é mostrado na figura 1.2. Em [9] este conversor foi apresentado com um enrolamento auxiliar acoplado ao indutor de armazenamento para a proteção dos interruptores quando operam com razão cíclica menor que  $D < 0,5$ , ou se ocorrer uma falha repentina na geração dos sinais PWM que controlam os interruptores. Quando ocorre a abertura simultânea dos interruptores, a energia armazenada no indutor  $L_1$  é enviada através do enrolamento auxiliar e do diodo auxiliar  $D_{aux}$ , para a entrada ou para a saída, como mostram a figura 1.2 (a) e a figura 1.2 (b). Usando este circuito auxiliar o conversor funciona adequadamente em toda a faixa de variação da razão cíclica ( $0 \leq D \leq 1$ ), desta forma quando opera com razão cíclica menor que 0,5, o conversor comporta-se como um abaixador de tensão e quando a razão cíclica é maior que 0,5 opera como elevador de tensão.

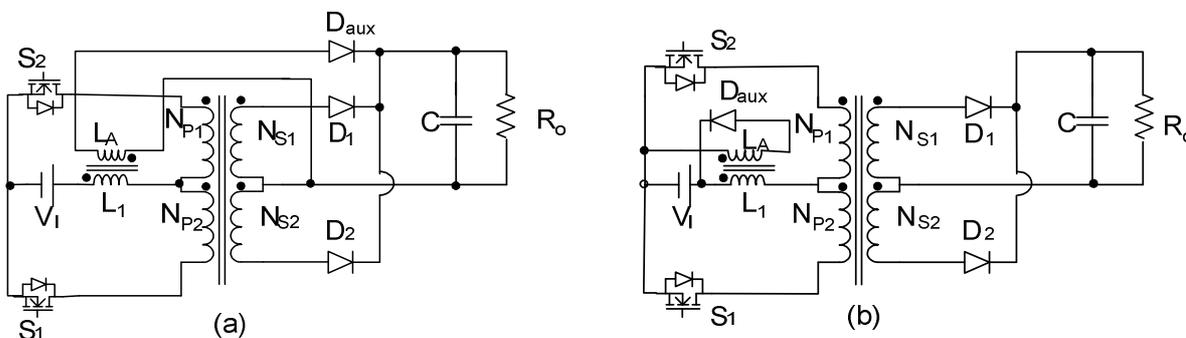


Figura 1.2 – Conversor *Push-Pull* alimentado em corrente: (a) com circuito auxiliar conectado a saída, (b) com circuito auxiliar conectado a entrada.

As vantagens deste conversor são: os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão conectados na mesma referência, o que possibilita o uso de uma única fonte auxiliar isolada quando os circuitos de comando são implementados com opto-acopladores; no caminho de circulação da corrente no lado primário do transformador somente há um único interruptor controlado ou ambos em paralelo, assim são reduzidas as perdas por condução; apresenta isolamento galvânica entre a entrada e a saída; a corrente de entrada é contínua quando a razão cíclica dos interruptores é maior que  $D > 0,5$ . As desvantagens deste conversor são: reduzida transferência de energia para razões cíclicas menores que  $D < 0,5$  quando o conversor opera como abaixador; necessita circuitos de proteção dos interruptores quando a razão cíclica é menor que  $D < 0,5$  (enrolamento auxiliar acoplado ao indutor); apresenta a possibilidade de saturação do transformador quando ocorre uma assimetria nos sinais de comando dos interruptores; e a comutação dos interruptores é dissipativa. Em [9] o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i = 10$  a  $200V$ , potência média de saída  $P_o = 150W$ , tensão de saída  $V_o = 25V$ , relação de transformação de 2:1 e frequência de comutação de  $500kHz$ . Não é indicado o rendimento do conversor nas condições de teste.

### 1.2.2 Conversor *Full-Bridge* Alimentado em Corrente

O conversor *Full-Bridge* foi analisado em [10] e sua topologia é mostrada na figura 1.3. O conversor normalmente funciona com os sinais de comando dos interruptores no modo de sobreposição (*overlapping mode*), ou seja, a razão cíclica de cada interruptor é maior que  $D > 0,5$ . O comando do par de interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é o mesmo, assim como do par de interruptores  $S_3$  e  $S_4$ , e os mesmos estão defasados em  $180^\circ$ .

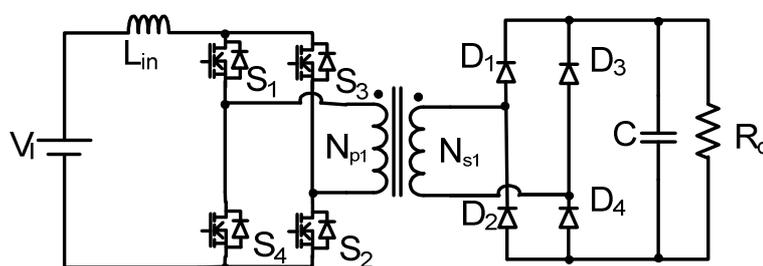


Figura 1.3 - Conversor *Full-Bridge* alimentado em corrente.

Este conversor apresenta como vantagens: uma menor possibilidade de saturação do transformador porque é possível conectar um capacitor em série com o enrolamento primário; podendo operar com tensões de entrada mais elevadas, pois cada interruptor fica submetido à tensão referida ao lado primário do transformador. Como desvantagens: da maneira como é mostrada na figura 1.3, o conversor necessita de um circuito auxiliar

acoplado ao indutor de armazenamento  $L_{in}$  quando o conversor apresenta partida suave (*soft start*) e a razão cíclica é menor que  $D < 0,5$ , pois no instante em que os quatro interruptores estão bloqueados o indutor não tem caminho de circulação de corrente, e como consequência provoca sobretensões nos interruptores  $S_1-S_4$ , podendo danificá-los; os interruptores  $S_1-S_4$  estão conectados a diferentes referências, portanto, é necessário três fontes auxiliares isoladas, quando os circuitos de comando são implementados com opto-acopladores; e a comutação dos interruptores é dissipativa. Para verificar seu princípio de funcionamento, o circuito foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i = 30$  V, tensão de saída  $V_o = 600$  V, potência de saída  $P_o = 1,2$  kW e frequência de comutação de 60 kHz. Na referência não é indicado o rendimento do conversor.

### 1.2.3 Conversor *Boost* Isolado com Dois Indutores

O conversor *Boost* isolado com dois indutores foi analisado em [11] e a topologia é mostrada na figura 1.4. Esta estrutura é controlada com dois sinais de comando defasados em  $180^\circ$ , com razão cíclica maior que  $D > 0,5$ . Com esta razão cíclica dos interruptores em certos intervalos ocorre uma sobreposição dos sinais (*overlapping mode*).

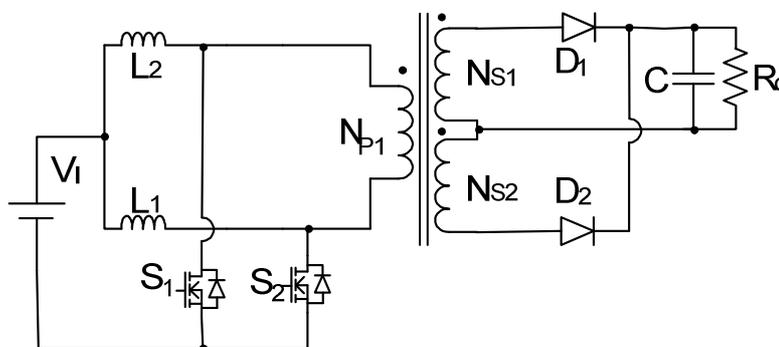


Figura 1.4 - Conversor *Push-Pull* com dois indutores.

Este conversor apresenta as seguintes vantagens: os dois indutores da entrada conseguem dividir a corrente através dos interruptores; possui poucos semicondutores em condução em cada intervalo de operação reduzindo as perdas por condução; a presença de um único enrolamento primário possibilita a conexão de um capacitor em série com o primário do transformador para eliminar a componente contínua e evitar a saturação do transformador isolador. Como desvantagens é possível citar que: a corrente através dos interruptores é mais pulsada a qual aumenta as perdas por condução; necessita de circuitos auxiliares acoplados aos indutores de armazenamento para as situações quando a razão

cíclica é menor que  $D < 0,5$ , ou quando ocorre uma abertura simultânea dos interruptores causados por uma falha do circuito de controle; e a comutação dos interruptores é dissipativa. Para verificar o princípio de funcionamento foi desenvolvido um protótipo com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i = 30V$ , tensão de saída  $V_o = 200V$ , potência de saída  $P_o = 1kW$  e frequência de comutação  $30kHz$ .

#### 1.2.4 Conversor *Boost* Isolado com Dois Indutores e um Autotransformador

O conversor *Boost* isolado com dois indutores e um autotransformador é apresentado em [12] e a topologia é mostrada na figura 1.5. Este possui muitas semelhanças com o conversor proposto por [11], tendo como principal diferença, a presença do autotransformador  $A_{tr}$ .

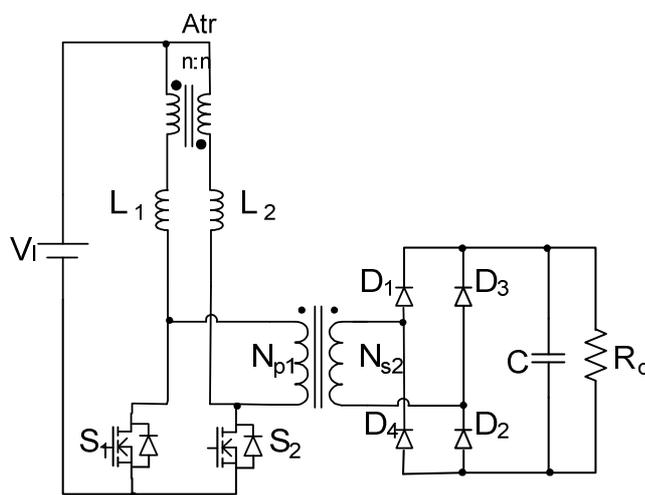


Figura 1.5 – Conversor com dois indutores e um autotransformador.

Esta topologia utiliza um transformador auxiliar com uma relação de transformação unitária para acoplar os caminhos de corrente em ambos os indutores, assim, os dois indutores conduzem a mesma quantidade de corrente. O transformador auxiliar pode ser usado para a configuração isolada e não isolada. Em outras palavras, o autotransformador ajuda a equalizar a corrente através dos indutores. As vantagens e as desvantagens são similares as apresentadas para o conversor proposto em [11]. Em [12] a análise foi realizada para uma razão cíclica maior que  $D > 0,5$  (*overlapping mode*) operando em modo de condução contínua MCC e frequência de comutação dos interruptores constante. A teoria foi verificada desenvolvendo um protótipo com as seguintes especificações: tensão de entrada variável de  $V_i = 40$  a  $70V$ , tensão de saída de  $V_o = 380V$ , potência de saída de  $P_o = 1kW$  e

freqüência de comutação de 40kHz. O rendimento alcançado para a situação de tensão mínima de entrada e plena carga foi maior que 90%.

### 1.2.5 Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo

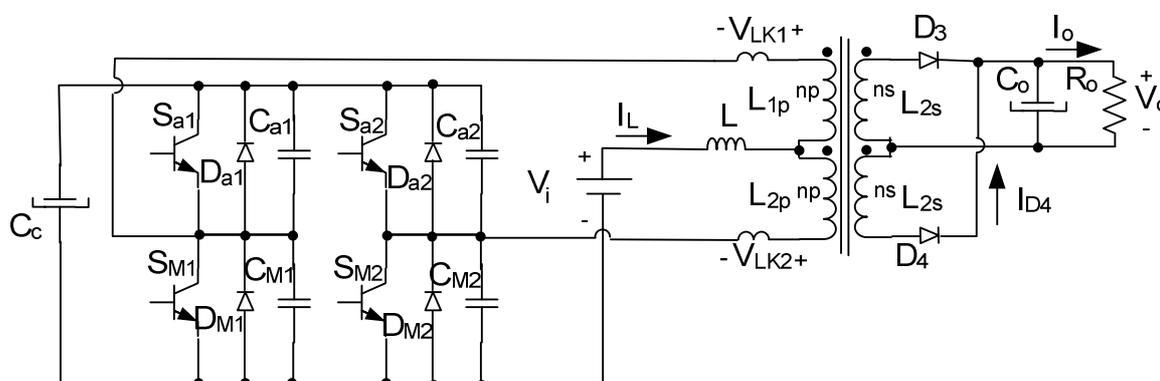


Figura 1.6 - Conversor *Push-Pull* alimentado em corrente com grampeamento ativo.

O conversor *Push-Pull* alimentado em corrente com grampeamento ativo foi estudado em regime permanente em [13] e a sua topologia é mostrada na figura 1.6. Os conversores *Push-Pull* alimentados em corrente convencionais apresentam comutação dissipativa (*hard commutation*) nos interruptores, o que limita a operação dos mesmos em freqüências acima de 50kHz por causa das perdas por comutação. Outro problema que ocorre é a sobretensão nos interruptores causada pela presença da indutância de dispersão do transformador. Para minimizar estes efeitos é utilizado o grampeador ativo o qual é composto pelos interruptores auxiliares  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$ , e pelo capacitor grampeador  $C_c$ . O grampeador ativo aproveita a energia na indutância de dispersão do transformador para realizar a carga e a descarga dos capacitores de comutação em paralelo com os interruptores e assim conseguir a comutação suave (*ZVS-Zero-Voltage-Switching*). Se a indutância de dispersão não é suficiente um pequeno indutor ressonante pode ser associado em série com cada indutância de dispersão. Para conseguir a corrente de entrada contínua e não pulsada, o conversor opera com os sinais de comando dos interruptores em sobreposição (*overlapping mode*), ou seja, com razão cíclica maior que 0,5. Como vantagens são citadas: a comutação sob tensão nula dos interruptores que possibilita a comutação em freqüências acima de 50kHz e como conseqüência são reduzidos os volumes dos elementos magnéticos; e a interferência eletromagnética EMI é reduzida. Como desvantagens são indicadas: a maior quantidade de semicondutores controlados que implica em maior quantidade de circuitos de acionamento e fontes auxiliares; não é possível conectar capacitores de bloqueio em série com os enrolamentos primários, pois a corrente através deles é contínua. Para verificar o

princípio de funcionamento foi desenvolvido um protótipo com as seguintes especificações: tensão de entrada de  $V_i=48V$ , tensão de saída de  $V_o=250V$ , potência de saída de  $P_o=800W$ , frequência de operação de  $f_s=40kHz$ . O rendimento não é indicado.

### 1.2.6 Conversor *Flyback-Push-Pull* com Grampeamento Ativo e Entrada-Saída em Corrente

O conversor proposto em [14] foi estudado em regime permanente e sua topologia é mostrada na figura 1.7. Trata-se de um conversor *Flyback-Push-Pull* que apresenta como características: o grampeamento ativo e a entrada-saída em fonte de corrente. O grampeador ativo é formado pelos interruptores auxiliares  $S_{1A}$  e  $S_{2A}$  e o capacitor grampeador  $C_a$ . Outras características são citadas, a redução da interferência eletromagnética EMI pela presença dos dois os indutores; a comutação suave (ZVS) dos interruptores; e a frequência de operação constante. O conversor foi estudado no modo de não-sobreposição dos sinais de comando dos interruptores (*non-overlapping mode*), onde a razão cíclica de cada interruptor é menor que 0,5. Para verificar toda a teoria um protótipo de laboratório com as seguintes especificações foi desenvolvido: tensão de entrada de  $V_i=48V$ , tensão de saída de  $V_o=60V$ , potência de saída de  $P_o=600W$ , e frequência de comutação dos interruptores de  $f_s=25kHz$ . Em plena potência apresenta um rendimento na ordem de 89%.

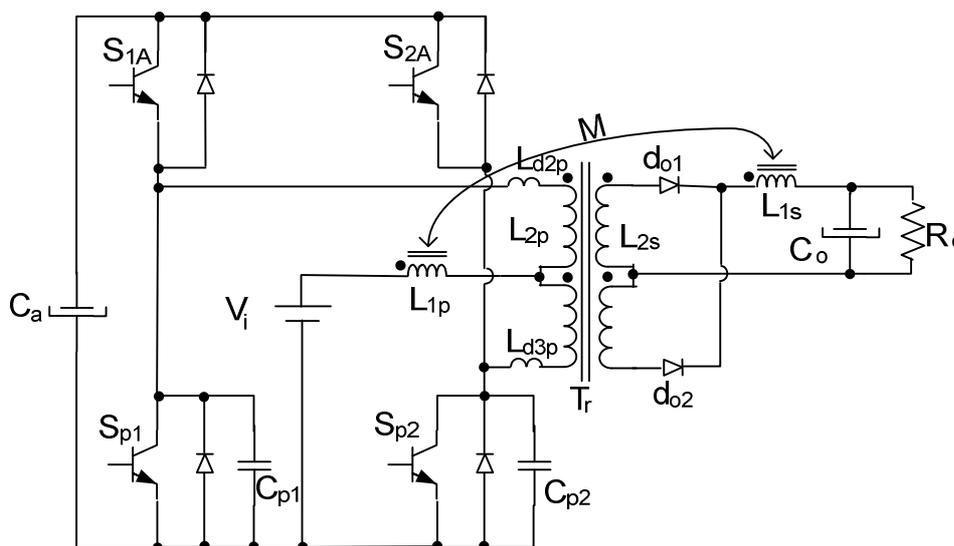


Figura 1.7 - Conversor *Flyback-Push-Pull* alimentado em corrente com grampeamento ativo.

### 1.2.7 Conversor CC-CC *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Duplo Acoplamento de Indutores

O conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente com acoplamento duplo dos indutores de armazenamento foi analisado em [15] e a arquitetura é mostrada na figura 1.8. O circuito foi analisado em toda a faixa de variação da razão cíclica ( $0 \leq D \leq 1$ ), tanto em modo de condução contínua e assim como em modo de condução descontínua. Pelos circuitos auxiliares acoplados circula corrente somente quando a razão cíclica é menor que  $D < 0,5$ . Com a finalidade de dividir a corrente de entrada em partes iguais para ambos os indutores acoplados são idênticos. A topologia proposta em [15] é similar à apresentada em [11], a única diferença observada é a incorporação de circuitos auxiliares que se encontram acoplados aos indutores de armazenamento. Outra característica observada é a comutação dissipativa dos interruptores. Para verificar o princípio de funcionamento e toda a teoria desenvolvida, um protótipo com as seguintes especificações foi testado: tensão de entrada de  $V_i = 24$  a  $48$  V, tensão de saída de  $V_o = 48$  V, potência de saída de  $P_o = 140$  W, e frequência de comutação dos interruptores de  $30$  kHz.

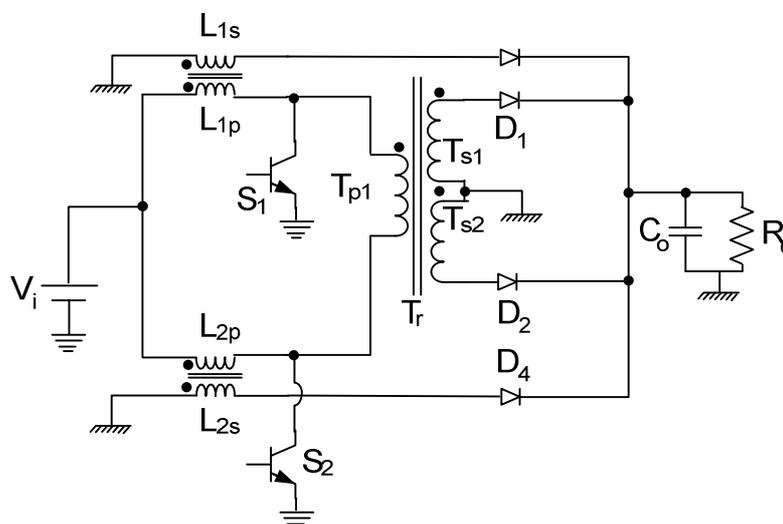


Figura 1.8 – Conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente com acoplamento duplo dos indutores.

### 1.2.8 Conversor CC-CC de Weinberg Melhorado

O conversor CC-CC de Weinberg é um conversor muito semelhante ao conversor *Push-Pull* clássico, onde a única diferença está na incorporação de um circuito auxiliar, dado por um enrolamento acoplado ao indutor de armazenamento e dois diodos [4, 16]. A arquitetura do circuito é mostrada na figura 1.9(a) e sendo capaz de operar em toda a faixa

de variação da razão cíclica ( $0 \leq D \leq 1$ ). Nesta faixa de razão cíclica, quando a mesma é menor que 0,5 o circuito opera como abaixador (modo *Buck*) e quando é maior que 0,5 opera como elevador (modo *Boost*). O conversor apresenta comutação dissipativa nos interruptores que limita o funcionamento para frequências até 50kHz por causa das perdas de comutação.

Para reduzir as perdas por comutação em [17] foi aplicado um grampeador ativo ao circuito da figura 1.9(a), permitindo a comutação suave (ZVS) dos interruptores principais e auxiliares. A topologia do circuito com grampeamento ativo é mostrada na figura 1.9(b). O circuito de grampeamento ativo é composto pelos interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$ , e o capacitor grampeador  $C_c$ . A frequência de operação dos interruptores continua sendo constante (PWM). Para verificar o modo *Boost* foi adotado as seguintes grandezas de entrada e saída: tensão de entrada de  $V_i=60V$ , tensão de saída de  $V_o=110V$  e frequência de 100kHz; e para o modo *Buck* a tensão de saída foi de  $V_o=40V$  e a mesma frequência de comutação dos interruptores.

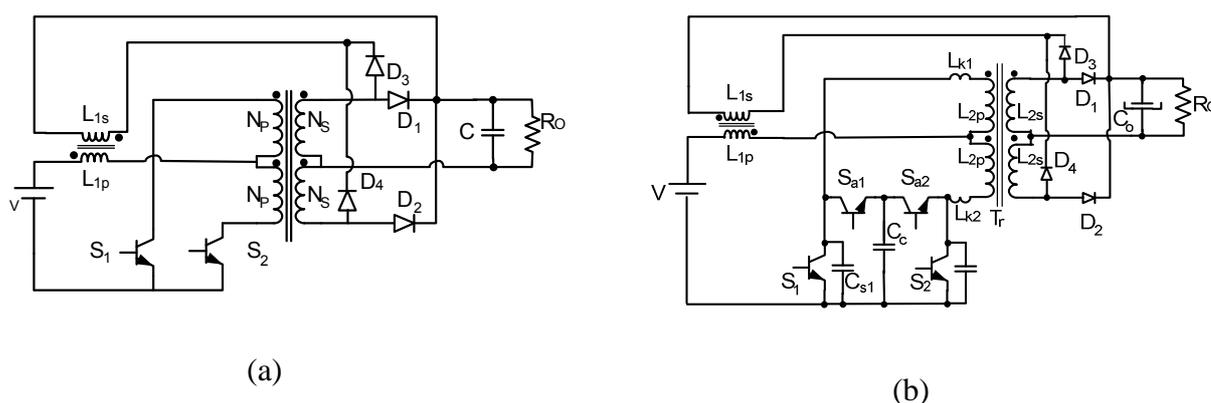


Figura 1.9 – Conversor CC-CC *Weinberg* melhorado, (a) sem *snubber*, (b) com grampeador ativo.

### 1.2.9 Conversor CC-CC *Push-Pull* Alimentado em Corrente Trifásico

Um conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente trifásico foi estudado em [18] e sua topologia é mostrada na figura 1.10. Este conversor utiliza um transformador trifásico de alta frequência que proporciona isolamento galvânico entre a fonte de alimentação e a carga. Os três interruptores controlados são conectados na mesma referência, o qual simplifica os circuitos de comando dos interruptores. O indutor de armazenamento e o capacitor filtro de saída apresentam volume reduzido em relação a uma configuração monofásica. A conversão trifásica também ajuda a distribuir as perdas, permitindo o uso de interruptores de baixo custo. Estas características tornam o conversor conveniente para aplicações com baixa tensão de entrada encontrada em células

combustível, arranjos fotovoltaicos e baterias. Para verificar a teoria um protótipo com as seguintes especificações foi desenvolvido: tensão de entrada de  $V_i=120V$ , tensão de saída de  $V_o=400V$ , potência de saída de  $P_o=1kW$ , e frequência de comutação dos interruptores de 40kHz.

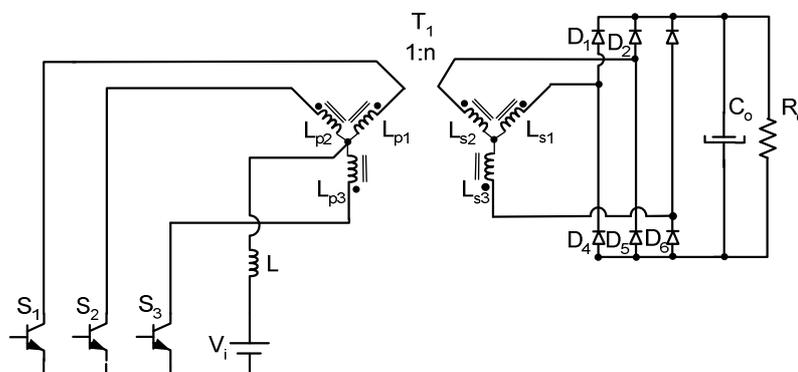
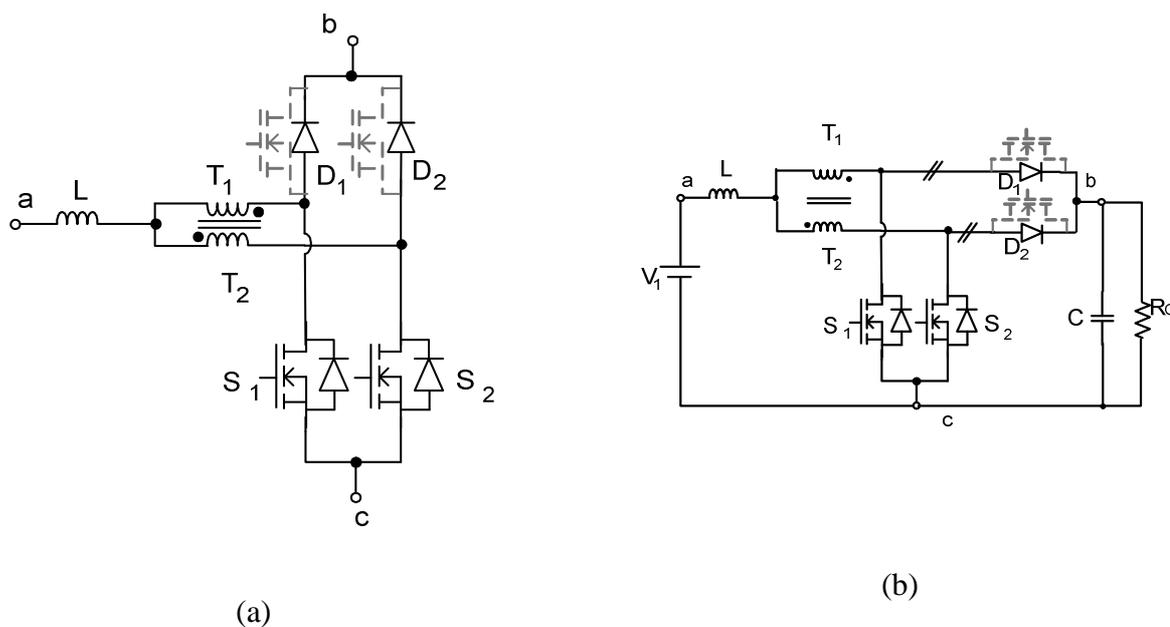


Figura 1.10 – Conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente trifásico.

### 1.3 Obtenção do Conversor Proposto

A Célula de Comutação de Três Estados-CCTE foi determinada por G. V. Torrico Bascopé [20, 21]. Usando a CCTE foram gerados os conversores não isolados *Buck*, *Boost*, e *Buck-Boost*, conhecidos por conversores não isolados baseados na CCTE. Neste item é ilustrada a obtenção do conversor isolado proposto, originado a partir do conversor *Boost* não isolado baseado na CCTE.



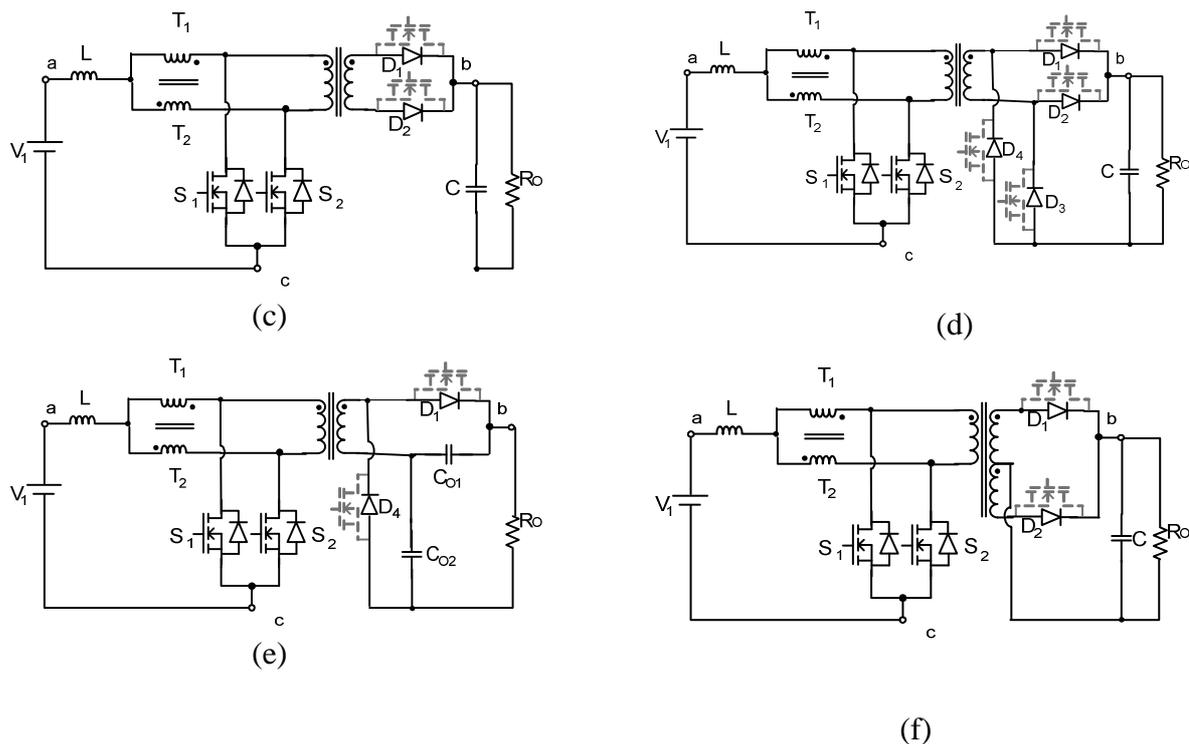


Figura 1.11 – Obtenção do conversor proposto.

Visando uma aplicação do conversor proposto em *no-breaks*, onde a tensão de barramento é de 400V, para conseguir modular uma onda senoidal de tensão com valor de pico de 311V, é adotado para estudo a topologia 1.11(d). A topologia indicada é adicionado um circuito auxiliar formado por  $L_A$  e o diodo  $D_{aux}$ , e um capacitor  $C_{cc}$  em série com o primário do transformador para bloquear a corrente contínua e evitar a saturação do transformador. A topologia do conversor sob estudo é mostrado na figura 1.12.

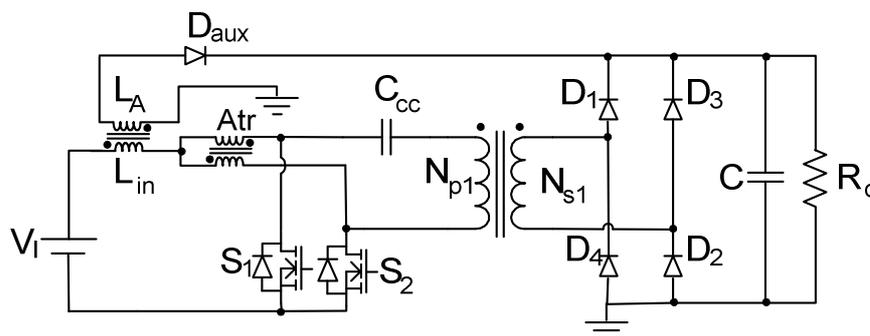


Figura 1.12 - Conversor *Push-Pull* modificado sob estudo.

## 1.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte de conversores CC-CC alimentados em corrente. A idéia principal foi realizar um aporte

científico sobre este tipo de estruturas que são bastante utilizadas em sistemas que envolvem baixos valores de tensão de alimentação, como células combustíveis, arranjos fotovoltaicos e baterias. É possível concluir que o princípio de funcionamento dos conversores revisados são bem parecidos, onde quase todos apresentam a característica de fonte de corrente na entrada e a característica de fonte de tensão na saída. Para simplificar a revisão foram somente abordados conversores que operam com frequência constante (*PWM-Pulse Width Modulation*). A única diferença esta relacionada ao tipo de comutação, alguns apresentam comutação dissipativa e outros comutação suave.

Por último foi demonstrada a obtenção do conversor sob estudo e outras variações topológicas a partir da CCTE. Na estrutura escolhida foram adicionadas: o circuito auxiliar acoplado ao indutor de armazenamento de energia para a proteção dos interruptores quando a razão cíclica é menor que 0,5 e a conexão de um capacitor de bloqueio em serie com o primário do transformador para evitar a saturação do transformador isolador.

## CAPÍTULO - 2

### Análise do Conversor CC-CC *Push–Pull* Modificado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados para $D > 0,5$

#### 2.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto operando com os sinais de comando em sobreposição durante determinado intervalo. Durante o funcionamento ocorrem três modos de operação, os quais são o modo de condução contínua, o modo de condução descontínua e o modo de condução crítica. Também são determinadas as expressões dos esforços de tensão e corrente em todos os componentes do conversor proposto.

Com objetivo de verificar o princípio de funcionamento do conversor proposto, operando com razão cíclica maior que  $D > 0,5$ , são apresentados os seguintes tópicos:

- Princípios de operação, principais formas de onda e principais equações para o modo de condução contínua.
- Princípios de operação, principais formas de onda e principais equações para o modo de condução descontínua.
- Princípios de operação e principais formas de onda para o modo de condução crítica.
- Ganho estático e característica de saída para os três modos de condução.

A topologia do conversor *Push–Pull* modificado baseado na CCTE é mostrada na figura 2.1. O conversor é composto de um indutor  $L_B$ , um autotransformador formado por dois enrolamentos  $T_1$  e  $T_2$ , dois interruptores controlados  $S_1$  e  $S_2$ , quatro diodos  $D_1$ - $D_4$ , um capacitor  $C$ , um transformador isolador com os enrolamentos  $N_1$  e  $N_2$ , um enrolamento auxiliar  $L_A$  acoplado ao indutor  $L_B$  e um diodo auxiliar  $D_{aux}$ . Na entrada está ligada uma fonte de tensão  $V_I$  e na saída é ligado um resistor de carga  $R_o$ . A simbologia utilizada para fazer o equacionamento e determinar as formas de onda é apresentada na figura 2.1.

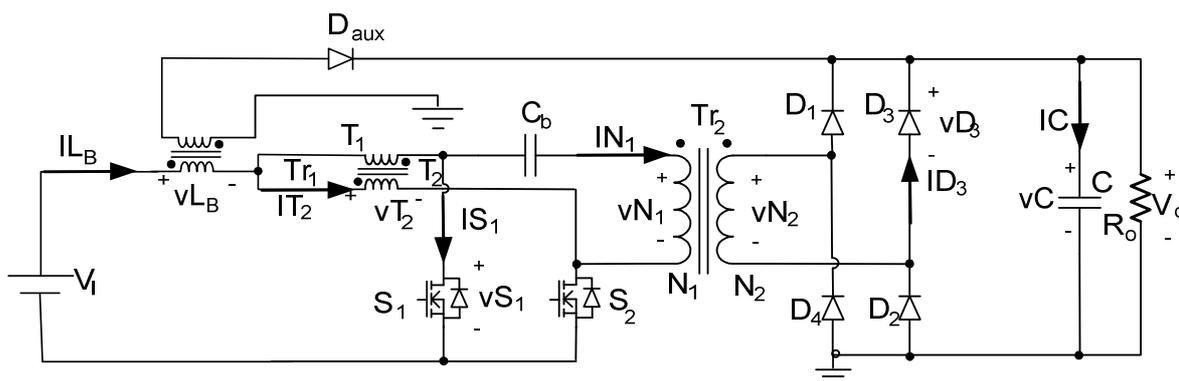


Figura 2.1 - Topologia proposta com simbologia.

## 2.2 Análise de Operação em Modo de Condução Contínua

O modo de operação contínua é definido conforme a corrente que circula através do indutor de armazenamento de energia  $L_B$ .

Para análise da operação do conversor são realizadas as seguintes considerações:

- O conversor opera em regime permanente;
- Os componentes passivos e ativos são considerados ideais;
- A frequência de operação dos interruptores é constante com modulação por largura de pulso (PWM);
- Os pulsos de comando dos interruptores estão defasados em  $180^\circ$ ;
- A relação de transformação do autotransformador é unitária;
- As correntes de magnetização dos transformadores são muito menores que a corrente de carga.

### 2.2.1 Análise Qualitativa

#### A. Princípio de Funcionamento

Neste modo de funcionamento ocorrem quatro etapas de operação em um período de comutação. Para cada etapa os elementos por onde há circulação de corrente estão destacados em **negrito** como descritos a seguir:

**Etapas 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):** No instante em que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são comandados a conduzir, um fluxo magnético nulo ocorre no núcleo do autotransformador provocando tensão zero sobre seus enrolamentos; o indutor fica submetido à tensão da fonte e logo a corrente através do indutor aumenta linearmente, ocorrendo o armazenamento de energia. A corrente que circula pelo indutor  $L_B$  é dividida igualmente pelos dois enrolamentos do

autotransformador, fazendo com que a corrente que passa através de cada interruptor seja igual à metade da corrente fornecida pela fonte. O transformador fica curto-circuitado não transferindo energia da fonte para a carga. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  ficam reversamente polarizados, comportando-se como um circuito em aberto. Nessa etapa de operação a carga é suprida pela energia armazenada no capacitor do filtro de saída, como mostra a figura 2.2.

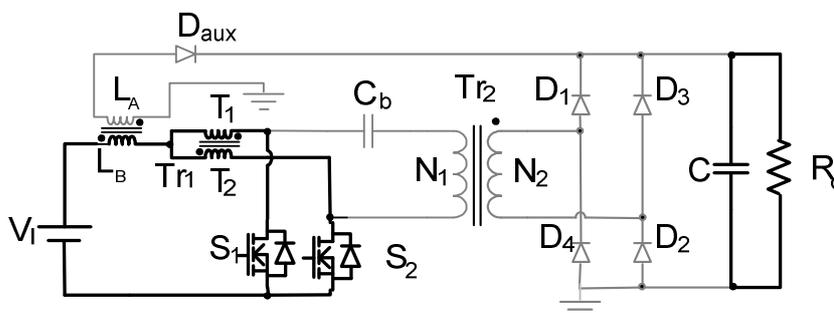


Figura 2.2 - Etapa 1 e etapa 3 do conversor em modo de condução contínua.

**Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):** No instante  $t = t_1$  o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  permanece em condução. A tensão sobre o indutor é invertida para manter o fluxo magnético constante. A corrente que flui pelo enrolamento  $T_1$  do autotransformador circula pelo enrolamento primário  $N_1$  do transformador, permitindo o fluxo de corrente no enrolamento secundário  $N_2$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  ficam diretamente polarizados, mudando para o estado de condução. A energia armazenada no indutor durante a etapa anterior é transferida para a carga e para o capacitor do filtro de saída, como mostrado na figura 2.3.

Esta etapa de operação é finalizada no instante em que o interruptor  $S_1$  volta a conduzir.

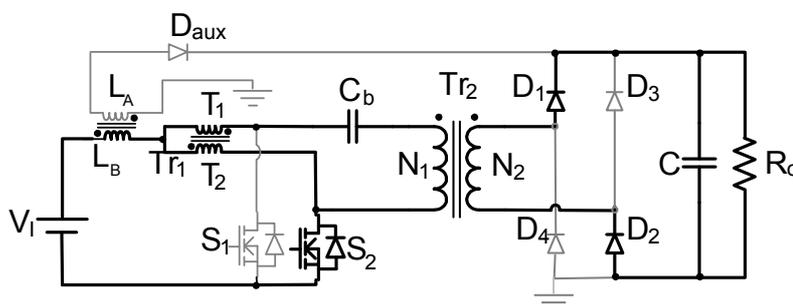


Figura 2.3 - Etapa 2 do conversor em modo de condução contínua.

**Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):** Durante esta etapa o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir, enquanto que o interruptor  $S_2$  permanece em condução. Devido à simetria do circuito do conversor nesta etapa comporta-se semelhante à primeira etapa, tendo como diferença a entrada em condução do interruptor  $S_1$  entra em condução, enquanto que o interruptor  $S_2$

permanece conduzindo. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são polarizados inversamente, não havendo transferência de energia da fonte para a carga. A figura 2.2 ilustra também essa etapa. Esta etapa encerra no instante em que o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear.

**Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):** No instante  $t = t_3$  o interruptor  $S_2$  entra é bloqueado, enquanto que o interruptor  $S_1$  permanece em condução. Esta etapa é semelhante à segunda etapa, porém o interruptor  $S_1$  permanece em condução, enquanto que o interruptor  $S_2$  fica bloqueado e a corrente que circula através do enrolamento  $T_2$  do autotransformador é transferida para a carga por meio do enrolamento  $N_1$  do transformador. Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  são polarizados diretamente, ocorrendo à transferência da energia armazenada no indutor para a carga, como mostra a figura 2.4.

Esta etapa finaliza no instante em que o interruptor  $S_2$  é colocado em condução.

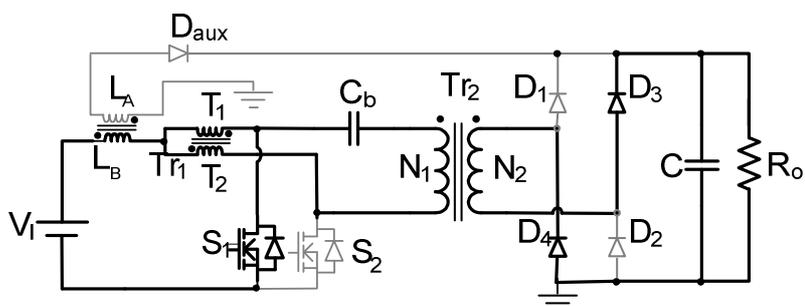


Figura 2.4 - Etapa 4 do conversor em modo de condução contínua.

### B. Principais Formas de Onda

As principais formas de onda de tensão e de corrente nos diferentes dispositivos, tanto passivos quanto ativos em um período de comutação  $T_s$ , estão ilustradas na figura 2.5. As formas de onda são traçadas segundo os sinais de comando PWM aplicados nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , e as simbologias utilizadas estão relacionadas com as simbologias adotadas na figura 2.1.

Na figura 2.5 observa-se que a corrente de entrada  $i_{L_B}$  é contínua com pequena ondulação e a corrente de saída  $i_C$  é do tipo pulsada. O comportamento é similar ao do conversor *Boost* clássico, porém as frequências destas correntes são o dobro da frequência de comutação dos interruptores, promovendo a redução do volume e peso nos elementos armazenadores de energia.

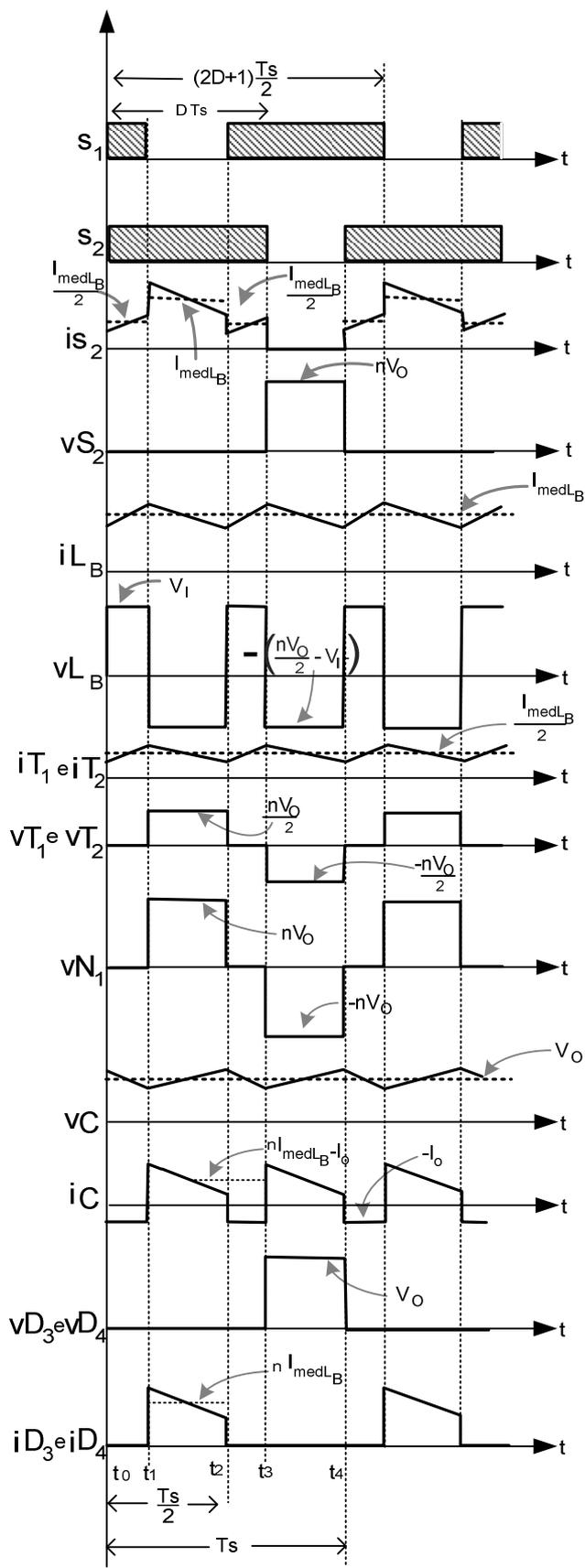


Figura 2.5 - Formas de onda para o modo de condução contínua.

As etapas de funcionamento são determinadas pelos sinais de comando  $S_1$  e  $S_2$ , que estão defasados em  $180^\circ$ .

A corrente através dos enrolamentos do autotransformador apresenta o valor médio e a ondulação com seus valores iguais à metade do valor da corrente no indutor  $L_B$ .

O valor máximo da tensão sobre os enrolamentos do autotransformador são iguais à metade da tensão máxima no enrolamento primário do transformador. A tensão máxima do transformador é determinada pela tensão na carga e pela relação de transformação.

No momento em que o indutor  $L_B$  está carregando (etapas 1 e 3), a corrente através de cada interruptor é igual à metade da corrente através do indutor, durante esta etapa. Nas etapas de transferência de energia (etapas 2 e 4), a corrente através do interruptor que esta comandado a conduzir é igual à corrente instantânea do indutor e a corrente no interruptor bloqueado é igual a zero.

O diodo  $D_3$  entra em modo de condução somente na etapa em que o indutor está transferindo energia para a carga por meio do interruptor  $S_1$ . A tensão reversa a qual o diodo  $D_3$  fica submetida é igual à tensão sobre a carga. A frequência de operação do diodo é igual à frequência de comutação do interruptor.

A frequência de operação do capacitor que compõe o filtro de saída é igual ao dobro da frequência de comutação do conversor.

### 2.2.2 Análise Quantitativa

#### A. Ganho Estático

O ganho estático do conversor é determinado pela variação do fluxo magnético no núcleo do indutor  $L_B$  em um período de comutação e utilizando as formas de onda apresentadas na figura 2.5.

Na primeira etapa de operação a tensão sobre o indutor é igual à tensão da fonte.

$$V_I = V_L \quad (2.1)$$

Para a segunda etapa a tensão da fonte é igual à tensão do indutor  $V_L$  somado à tensão sobre o enrolamento  $T_2$  do autotransformador.

$$V_I = -V_L + V_{T2} \quad (2.2)$$

$$V_{T2} = V_{T1} \quad (2.3)$$

A tensão sobre o enrolamento primário do transformador  $T_{r2}$  é igual à soma dos enrolamentos do autotransformador.

$$V_{N1} = V_{T1} + V_{T2} \quad (2.4)$$

Portanto substituindo (2.3) em (2.4), encontra-se a tensão sobre o enrolamento do autotransformador em função da tensão no enrolamento primário do transformador  $T_{r2}$ .

$$V_{T2} = \frac{V_{N1}}{2} \quad (2.5)$$

A expressão (2.6) relaciona a tensão no enrolamento secundário com o enrolamento primário do transformador  $T_{r2}$ .

$$V_{N1} = nV_{N2} \quad (2.6)$$

Onde  $n$  é obtido pela relação de transformação  $N_1/N_2$  do transformador isolador  $Tr_2$ .

$$V_{N2} = V_O \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.6), tem-se:

$$V_{N1} = nV_O \quad (2.8)$$

Substituindo (2.8) em (2.5), tem-se a tensão sobre o enrolamento  $T_2$  do autotransformador em função da tensão de saída:

$$V_{T2} = \frac{nV_O}{2} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.9) em (2.2) e isolando  $V_L$ , tem-se:

$$V_L = \frac{nV_O}{2} - V_I \quad (2.10)$$

É possível agora determinar o ganho estático:

$$\left(DT_S - \frac{T_S}{2}\right) V_{L(Etapa\ 1)} = \left[\frac{T_S}{2} - \left(DT_S - \frac{T_S}{2}\right)\right] V_{L(Etapa\ 2)} \quad (2.11)$$

Onde  $V_{L( etapa\ 1)}$  é a tensão sobre o indutor na etapa 1.

E  $V_{L( etapa\ 2)}$  é a tensão sobre o indutor na etapa 2.

$$V_I DT_S - V_I \frac{T_S}{2} = \left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right) (T_S - DT_S) \quad (2.12)$$

$$V_I T_S - V_I \frac{T_S}{2} = \left(\frac{nV_O}{2}\right) (T_S - DT_S) \quad (2.13)$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{T_S}{(T_S - DT_S)n} \quad (2.14)$$

$$G_v = \frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{(1 - D)n} \quad (2.15)$$

### B. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor

Neste item são apresentados os modelos matemáticos para os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor para o modo de condução contínua.

#### ◆ Expressões Básicas no Domínio do Tempo

A seguir são escritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de onda de corrente através dos componentes do conversor, mostradas na figura 2.5. Estas expressões regem cada etapa de operação dentro de um período de comutação.

É considerado que a potência de entrada é igual à potência de saída.

Corrente instantânea através do indutor  $L_B$  é definida pela expressão (2.16).

$$i_{L_B}(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V_I}{L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V_I}{L_B} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.16)$$

A corrente máxima no indutor  $I_M$  é expressa por:

$$I_M = I_m + \frac{V_I}{L_B} (2D - 1) \frac{T_S}{2} \quad (2.17)$$

Onde,  $T_S$  é o período de comutação e  $L_B$  é o valor da indutância do indutor *Boost*.

A corrente instantânea através do interruptor  $S_1$  pode ser descrita como:

$$i_{S_1}(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V_I}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V_I}{2L_B} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.18)$$

A corrente instantânea através do diodo  $D_3$  é dada por:

$$i_{D_3}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{n} - \frac{\left(\frac{V_O}{2} - \frac{V_I}{n}\right)}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.19)$$

A corrente instantânea através do autotransformador  $T_1$  é dada por:

$$i_{T_1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_I}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V_I}{2L_B} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.20)$$

A corrente instantânea através do transformador  $N_1$  é dada por:

$$i_{N_1}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -\left(\frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t\right) & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.21)$$

A corrente instantânea através do capacitor C é dada por:

$$i_C(t) = \begin{cases} -I_O & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -I_O & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.22)$$

### C. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor

No cálculo dos esforços de corrente através dos componentes são utilizadas as expressões no domínio do tempo definidas anteriormente.

Considerando que a ondulação da corrente do indutor é pequena no modo de condução contínua, o valor da corrente eficaz é muito próximo do valor da corrente média.

#### ◆ Indutor *Boost* $L_B$

A corrente eficaz no indutor é definida pela expressão (2.24).

$$I_{efL} = \left\{ \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} I_{medL_B}^2 dt \right\}^{1/2} \quad (2.23)$$

$$I_{efL} = I_{medL_B} \quad (2.24)$$

A corrente máxima de pico que circula através do indutor é dada pela expressão (2.25).

$$I_{pL} = I_{medL_B} + \frac{V_I}{L_B f_s} \frac{(2D - 1)}{4} \quad (2.25)$$

#### ◆ Autotransformador $Tr_1$

A tensão máxima sobre os enrolamentos do autotransformador é definida pela expressão (2.26).

$$V_{MTr_1} = \frac{nV_O}{2} \quad (2.26)$$

A corrente eficaz através do autotransformador é definida pela expressão (2.28).

$$I_{efTr_1} = \left\{ \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left( \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.27)$$

$$I_{efTr_1} = \frac{I_{medL_B}}{2} \quad (2.28)$$

A corrente máxima de pico que circula através do autotransformador é dada pela expressão (2.29).

$$I_{pTr_1} = \frac{I_{medL_B}}{2} + \frac{V_I}{L_B f_S} \frac{(2D-1)}{8} \quad (2.29)$$

#### ◆ Transformador Isolador Tr<sub>2</sub>

A tensão máxima sobre o enrolamento primário do transformador.

$$V_{M N_1} = nV_O \quad (2.30)$$

A tensão máxima sobre o enrolamento secundário do transformador.

$$V_{M N_2} = V_O \quad (2.31)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário do transformador é definida pela expressão (2.33).

$$I_{efN_1} = \left\{ \frac{1}{T_S} \left[ \int_{\frac{(2D-1)T_S}{2}}^{\frac{T_S}{2}} \left( \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt + \int_{DT_S}^{T_S} \left( \frac{-I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.32)$$

$$I_{efN_1} = I_{medL_B} \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.33)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (2.35).

$$I_{efN_2} = \left\{ \frac{1}{T_S} \left[ \int_{\frac{(2D-1)T_S}{2}}^{\frac{T_S}{2}} \left( \frac{nI_{medL_B}}{2} \right)^2 dt + \int_{DT_S}^{T_S} \left( \frac{-nI_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.34)$$

$$I_{efN_2} = nI_{medL_B} \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.35)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (2.36).

$$I_{p N_1} = \frac{I_{medL_B}}{2} + \frac{V_I}{L_B f_S} \frac{(2D - 1)}{8} \quad (2.36)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento secundário do transformador é dada pela expressão (2.37).

$$I_{p N_2} = \frac{nI_{medL_B}}{2} + \frac{nV_I}{L_B f_S} \frac{(2D - 1)}{8} \quad (2.37)$$

#### ◆ Interruptores $S_1$ e $S_2$

A tensão máxima sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é definida pela expressão (2.38).

$$V_{M_S} = nV_O \quad (2.38)$$

A corrente média nos interruptores é definida pela expressão (2.40).

$$I_{med_S} = \frac{1}{T_S} \left( \frac{I_{medL_B}}{2} (2D - 1) \frac{T_S}{2} + I_{medL_B} (1 - D) T_S + \frac{I_{medL_B}}{2} (2D - 1) \frac{T_S}{2} \right) \quad (2.39)$$

$$I_{med_S} = I_{medL_B} \frac{1}{2} \quad (2.40)$$

A corrente eficaz nos interruptores é definida pela expressão (2.43).

$$I_{ef_S} = \left\{ \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{(2D-1)\frac{T_S}{2}} \left( \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt + \int_{(2D-1)\frac{T_S}{2}}^{\frac{T_S}{2}} I_{medL_B}^2 dt + \int_{\frac{T_S}{2}}^{DT_S} \left( \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.42)$$

$$I_{ef_S} = \frac{I_{medL_B}}{2} \sqrt{3 - 2D} \quad (2.43)$$

Corrente máxima de pico que circula através dos interruptores é dada pela expressão (2.44).

$$I_{pS} = I_{medL_B} + \frac{V_I}{L_B f_S} \frac{(2D - 1)}{4} \quad (2.44)$$

♦ **Diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub>.**

A tensão reversa máxima sobre os diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub>, é dada por:

$$V_{M_D} = -V_O \quad (2.45)$$

A corrente média nos diodos é definida pela expressão (2.46).

$$I_{med_D} = n \frac{I_{medL_B}}{2} (1 - D) \quad (2.46)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (2.48).

$$I_{ef_D} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[ \int_{(2D-1)\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left( n \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.47)$$

$$I_{ef_D} = n \frac{I_{medL_B}}{2} \sqrt{1 - D} \quad (2.48)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos diodos é dada pela expressão (2.49).

$$I_{p_D} = \frac{I_{medL_B}}{2n} + \frac{V_I}{nL_B f_s} \frac{(2D - 1)}{8} \quad (2.49)$$

♦ **Capacitor C**

A tensão máxima sobre o capacitor C.

$$V_C = V_O \quad (2.50)$$

A corrente máxima de pico que circula através do capacitor é dada pela expressão (2.51).

$$I_{P_C} = \frac{I_{medL_B}}{2n} + \frac{V_I}{nL_B f_s} \frac{(2D - 1)}{8} \quad (2.51)$$

A corrente eficaz que circula através do capacitor é dada pela expressão (2.52).

$$I_{efc} = \sqrt{\frac{1 - 4D(1 - D)}{(1 - D)}} I_o \quad (2.52)$$

## 2.3 Análise de Operação em Modo de Condução Descontínua

Este modo de condução acontece quando a corrente que circula através do indutor  $L_B$  anula-se antes do final das etapas dois e quatro. Ou seja, a corrente através do indutor chega a zero antes de completar o período de comutação.

### 2.3.1 Análise Qualitativa

#### A. Princípio de Funcionamento

O modo de condução descontínua é dividido em seis etapas de operação em um período de comutação. Observa-se que algumas etapas do modo de condução descontínua têm comportamentos semelhantes às do modo de condução contínua, exceto no intervalo em que não existe corrente circulando pelo indutor. A seguir são descritas as etapas de operação.

**Etapas 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):** Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são comandados a conduzir, ocorre um fluxo magnético nulo no núcleo do autotransformador provocando tensão zero sobre seus enrolamentos. O indutor fica submetido à tensão da fonte e logo a corrente através do indutor aumenta linearmente a partir de zero, ocorrendo o armazenamento de energia. A corrente que circula pelo indutor  $L_B$  é dividida igualmente pelos dois enrolamentos do autotransformador, fazendo com que a corrente através de cada interruptor seja a metade da corrente fornecida pela fonte. O transformador fica curto-circuitado, gerando um fluxo magnético nulo no seu núcleo, não transferindo energia da fonte para a carga. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  ficam reversamente polarizados se comportando como um circuito aberto. Nessa etapa de operação a carga é suprida pela energia armazenada no capacitor do filtro de saída, conforme observado na figura 2.6. Esta etapa é similar a primeira etapa do modo de condução contínua. Esta etapa é finalizada quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

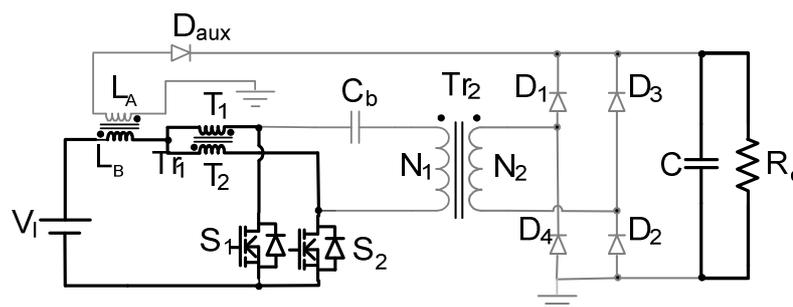


Figura 2.6 - Etapa 1 do conversor em modo de condução descontínua.

**Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):** No instante  $t = t_1$  o interruptor  $S_1$  é bloqueado, enquanto que o interruptor  $S_2$  permanece em condução. A tensão sobre o indutor é invertida para manter o fluxo magnético constante. A corrente que flui pelo enrolamento  $T_1$  do autotransformador circula pelo enrolamento primário  $N_1$  do transformador permitindo o fluxo de corrente no enrolamento secundário  $N_2$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  ficam diretamente polarizados mudando para o estado de condução. A energia armazenada no indutor durante a etapa anterior é transferida totalmente para a carga e para o capacitor do filtro de saída, conforme é mostrado na figura 2.7. Esta etapa é finalizada no instante em que a corrente através do indutor se torna zero.

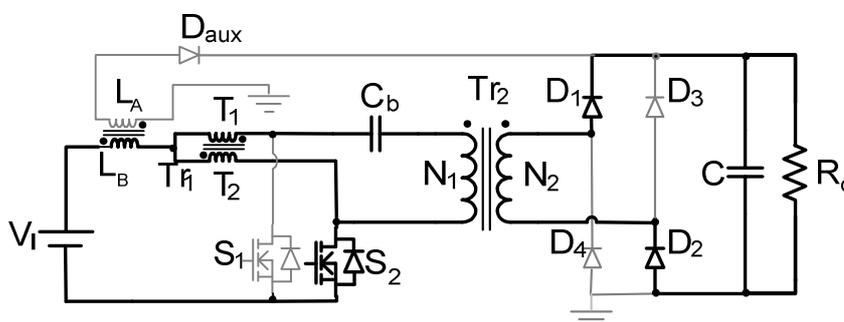


Figura 2.7 - Etapa 2 do conversor em modo de condução descontínua.

**Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):** No instante  $t = t_2$  a corrente que passa pelo indutor  $L_B$  se torna nula, cessando a transferência de energia da fonte para a carga. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  deixam de conduzir naturalmente, o sinal de comando do interruptor  $S_2$  permanece em nível alto, porém não há corrente circulando através de  $S_2$ . A carga é alimentada pelo capacitor do filtro da saída. Esta etapa de funcionamento é mostrada na figura 2.8 e a mesma finaliza no instante em que o interruptor  $S_1$  é comandado novamente a conduzir.

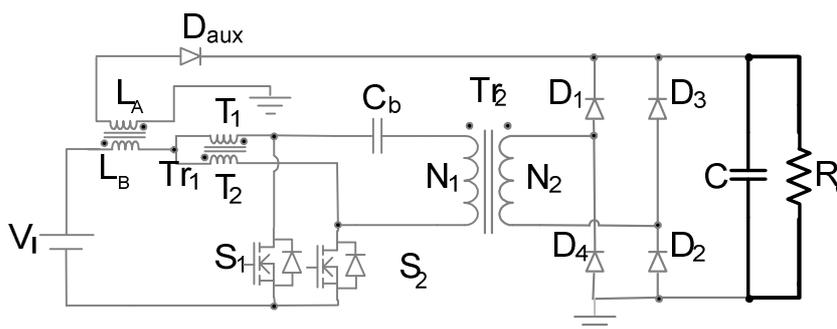


Figura 2.8 - Etapa 3 do conversor em modo de condução descontínua.

**Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):** No instante  $t = t_3$  os dois interruptores entram em condução, apresentando o comportamento idêntico à etapa 1, mostrada na figura 2.5.

**Etapa 5 ( $t_4 < t < t_5$ ):** No instante  $t = t_4$  o interruptor  $S_2$  é bloqueado, enquanto que o interruptor  $S_1$  permanece em condução. A tensão sobre o indutor é invertida para manter o fluxo magnético constante. A corrente que flui pelo enrolamento  $T_2$  do autotransformador circula pelo enrolamento primário  $N_1$  do transformador permitindo o fluxo de corrente no enrolamento secundário  $N_2$ . Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  ficam diretamente polarizados, mudando para o estado de condução. A energia armazenada no indutor durante a etapa anterior é transferida totalmente para a carga e para o capacitor do filtro de saída, conforme mostrado na figura 2.9, esta etapa é finalizada no instante em que a corrente no indutor chega a zero.

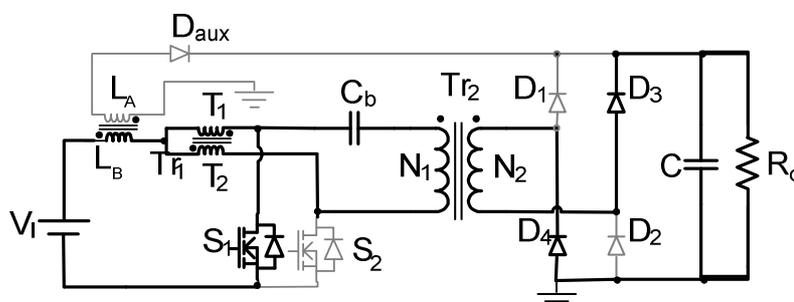


Figura 2.9 - Etapa 5 do conversor em modo de condução descontínua.

**Etapa 6 ( $t_5 < t < t_6$ ):** No instante  $t = t_5$  a corrente no indutor se anula não havendo transferência de energia da fonte para a carga, apresentando comportamento idêntico à etapa 3.

### B. Principais Formas de Onda

As principais formas de onda de tensão e de corrente nos diferentes componentes do conversor são mostradas na figura 2.10 para um período de comutação  $T_s$ . As formas de onda são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicado aos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

O modo de condução descontínua é caracterizado pela corrente do indutor se anular durante um intervalo de tempo dentro do período de comutação. A corrente através dos enrolamentos do autotransformador tem os seus valores iguais à metade do valor da corrente através do indutor.

A tensão sobre os enrolamentos do autotransformador é igual à metade da tensão no enrolamento primário do transformador. A tensão sobre o enrolamento primário do transformador depende da tensão de saída do conversor e da relação de transformação dos seus enrolamentos.

A corrente que circula os interruptores nas etapas de armazenamento de energia, é igual à metade da corrente que circula pelo indutor. Enquanto que nas etapas de transferência de energia, a corrente que atravessa um dos interruptores é a mesma corrente que circula pelo indutor e a corrente no outro interruptor é igual a zero durante esse intervalo de tempo.

A frequência de operação do capacitor que compõe o filtro de saída, o indutor  $L_B$  e do autotransformador é igual ao dobro da frequência de comutação do conversor.

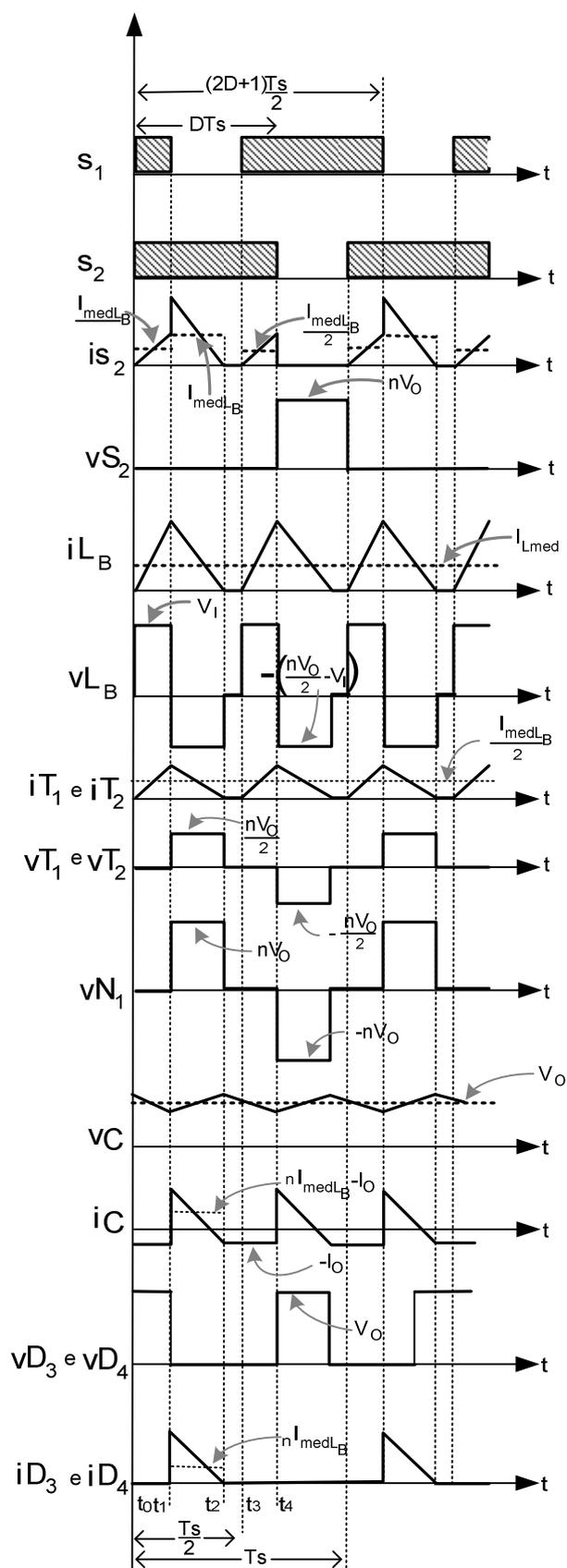


Figura 2.10 - Forma de onda para o modo de condução descontínua.

### 2.3.2 Análise Quantitativa

#### A. Ganho Estático

O ganho estático é determinado a partir da corrente média no diodo retificador  $D_1$  e  $D_3$ , que por sua vez é igual à corrente que circula através da carga  $I_o$ . Portanto, a partir da forma de onda da corrente mostrada na figura 2.10 e aplicando a definição do valor médio, a corrente da carga é dada por:

$$I_o = \frac{1}{T_S} \int_0^T I_o dt = \frac{A_1 + A_2}{T_S} \quad (2.53)$$

$$I_o = n \frac{I_{máx_L}}{T_S} t_x \quad (2.54)$$

Onde  $I_{máx_L}$  é o valor máximo da corrente no indutor  $L_B$  e  $t_x$  é o intervalo de duração da segunda etapa.

$$I_{máx_L} = \frac{V_I}{L_B} (2D - 1) \frac{T_S}{2} \quad (2.55)$$

$$t_x = \frac{V_I(2D - 1)}{2(nV_o - 2V_I)} T_S \quad (2.56)$$

Substituindo os valores de  $I_{máx_L}$  e  $t_x$  em (2.54), tem-se:

$$I_o = \frac{nV_I^2(2D - 1)^2}{4L_B(nV_o - 2V_I)} T_S \quad (2.57)$$

Rearranjando a equação (2.57), obtém-se (2.58).

$$\frac{4I_o L_B}{V_I T_S} = n \frac{(2D - 1)^2}{\left(n \frac{V_o}{V_I} - 2\right)} \quad (2.58)$$

Sendo  $G_V = \frac{V_o}{V_I}$ .

$$\gamma = \frac{4I_o L_B}{V_I T_S} = n \frac{(2D - 1)^2}{(nG_V - 2)} \quad (2.59)$$

$$G_V = \frac{(2D - 1)^2}{\gamma} + \frac{2}{n} \quad (2.60)$$

### B. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor

Neste item, para facilitar os cálculos, são apresentados os modelos matemáticos para os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor.

#### ◆ Expressões Básicas no Domínio do Tempo

A seguir são escritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de onda de corrente mostradas na figura 2.10.

A corrente instantânea através do indutor  $L_B$ .

$$i_{L_B}(t) = \begin{cases} \frac{V_I}{L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{V_I}{L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ I_M + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (2.61)$$

A corrente máxima através do indutor  $I_M$ .

$$I_M = \frac{V_I}{L_B} (2D - 1) \frac{T_S}{2} \quad (2.62)$$

Onde,  $T_S$  é o período de chaveamento e  $L_B$  é o valor da indutância do indutor *Boost*.

A corrente instantânea através do interruptor  $S_1$ .

$$i_S(t) = \begin{cases} \frac{V_I}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{V_I}{2L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ I_M + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (2.63)$$

A corrente instantânea através do diodo  $D_3$ .

$$i_{D3}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ n \frac{I_M}{2} + \frac{\left(n \frac{V_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (2.64)$$

A corrente instantânea através do autotransformador  $Tr_1$ .

$$i_{Tr_1}(t) = \begin{cases} \frac{V_I}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{V_I}{2L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (2.65)$$

A corrente instantânea através do enrolamento primário do transformador  $T_{r2}$ .

$$i_{N_1}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \\ -\left(\frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t\right) & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (2.66)$$

A corrente instantânea através do capacitor C.

$$i_C(t) = \begin{cases} -I_O & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -I_O & t_3 \leq t \leq t_4 \\ -\left(\frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t\right) & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (2.67)$$

### C. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor

No cálculo dos esforços de corrente através dos componentes são utilizadas as expressões no domínio do tempo definidas no item anterior.

#### ◆ Indutor $L_B$

A corrente eficaz no indutor é definida pela expressão (2.69).

$$I_{ef L_B} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_I}{L_B} t\right)^2 dt + \int_0^{\frac{V_I}{n\frac{V_O}{2} - V_I} (2D-1)\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_I(2D-1)T_s}{2L_B} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{L_B} t\right)^2 dt \right]} \quad (2.68)$$

$$I_{ef L_B} = \frac{V_I}{2f_s L_B} (2D-1) \sqrt{(2D-1) \left[ \frac{nV_O}{3nV_O - 6V_I} \right]} \quad (2.69)$$

A corrente máxima de pico que circula através do indutor é dada pela expressão (2.70).

$$I_{p L_B} = \frac{V_I (2D - 1)}{L_B f_S} \frac{1}{2} \quad (2.70)$$

#### ◆ Autotransformador $T_{r1}$

A tensão máxima sobre os enrolamentos do autotransformador.

$$V_{M T_{r1}} = \frac{nV_O}{2} \quad (2.71)$$

A corrente eficaz no autotransformador é definida pela expressão (2.73).

$$I_{ef T_{r1}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I}{2L_B} t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_O}{2}-V_i} - (2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I(2D-1)T_s}{4L_B} - \frac{(nV_O/2 - V_I)}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (2.72)$$

$$I_{ef T_{r1}} = \frac{V_I}{4f_S L_B} (2D - 1) \sqrt{(2D - 1) \frac{nV_O}{3nV_O - 6V_I}} \quad (2.73)$$

A corrente máxima de pico que circula através do autotransformador é dada pela expressão (2.74).

$$I_{p T_1} = \frac{V_I (2D - 1)}{L_B f_S} \frac{1}{4} \quad (2.74)$$

#### ◆ Transformador Isolador $T_{r2}$ .

A tensão máxima sobre o enrolamento primário do transformador  $N_1$ .

$$V_{M N_1} = nV_O \quad (2.75)$$

A tensão máxima sobre o enrolamento secundário do transformador  $N_2$ .

$$V_{M N_2} = V_O \quad (2.76)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário do transformador é definida pela expressão (2.78).

$$I_{ef N_2} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i} - (2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_i(2D-1)T_s}{4L_B} - \frac{\left(\frac{nV_o}{2} - V_i\right)}{2L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (2.77)$$

$$I_{ef N_2} = \frac{V_i}{2f_s L_B} (2D-1) \sqrt{(2D-1) \frac{2V_i}{3nV_o - 6V_i}} \quad (2.78)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (2.80).

$$I_{ef N_2} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{(1-D)T_s} \left( n \frac{V_i(2D-1)T_s}{4L_B} + n \frac{\left(\frac{nV_o}{2} - V_i\right)}{2L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (2.79)$$

$$I_{ef N_2} = \frac{nV_i}{2f_s L_B} (2D-1) \sqrt{(2D-1) \frac{2V_i}{3nV_o - 6V_i}} \quad (2.80)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (2.81).

$$I_{p N_1} = \frac{V_i (2D-1)}{L_B f_s 4} \quad (2.81)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento secundário do transformador é dada pela expressão (2.82).

$$I_{p N_2} = \frac{nV_i (2D-1)}{L_B f_s 4} \quad (2.82)$$

#### ◆ Interruptores $S_1$ e $S_2$

A tensão máxima sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

$$V_{MS} = nV_o \quad (2.83)$$

A corrente média nos interruptores é definida pela expressão (2.85).

$$I_{med S} = \frac{1}{T_s} \left[ 2 \int_0^{(2D-1)\frac{T_s}{2}} \frac{V_I}{2L_B} t dt + \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i}(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I(2D-1)T_s}{2L_B} + \frac{(n\frac{V_o}{2}-V_I)}{L_B} t \right) dt \right] \quad (2.84)$$

$$I_{med S} = \frac{V_I}{8f_s L_B} (2D-1)^2 \left( \frac{nV_o}{nV_o-2V_I} \right) \quad (2.85)$$

A corrente eficaz nos interruptores é definida pela expressão (2.87).

$$I_{ef S} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ 2 \int_0^{(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I}{2L_B} t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i}(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I(2D-1)T_s}{2L_B} - \frac{(n\frac{V_o}{2}-V_I)}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (2.86)$$

$$I_{ef S} = \frac{V_I}{4f_s L_B} (2D-1) \sqrt{\frac{(2D-1)}{3} \left( \frac{nV_o+2V_I}{nV_o-2V_I} \right)} \quad (2.87)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos interruptores é dada pela expressão (2.88).

$$I_{p S} = \frac{V_I}{L_B f_s} \frac{(2D-1)}{2} \quad (2.88)$$

#### ◆ Diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub>

A tensão reversa máxima sobre os diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub>, é dada pela expressão (2.89).

$$V_{M D} = -V_o \quad (2.89)$$

A corrente média nos diodos é definida pela expressão (2.91).

$$I_{med D} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i}(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I(2D-1)T_s}{2nL_B} + \frac{(V_I - \frac{nV_o}{2})}{nL_B} t \right) dt \right] \quad (2.90)$$

$$I_{med D} = \frac{V_I^2 (2D-1)^2}{4f_s n L_B (nV_o - 2V_I)} \quad (2.91)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (2.93).

$$I_{ef D} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i} - (2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( n \frac{V_I(2D-1)T_s}{2L_B} + n \frac{\left(V_I - \frac{nV_o}{2}\right)}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (2.92)$$

$$I_{ef D} = \frac{nV_I}{4f_s L_B} (2D-1) \sqrt{\frac{(2D-1)}{3} \frac{V_I}{nV_o - 2V_I}} \quad (2.93)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos diodos é dada pela expressão (2.94).

$$I_{p D} = \frac{nV_I}{4L_B f_s} (2D-1) \quad (2.94)$$

#### ◆ Capacitor C

A tensão máxima sobre o capacitor C.

$$V_C = V_o \quad (2.95)$$

A corrente eficaz no capacitor é definida pela expressão (2.97).

$$I_{ef C} = \left( \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\left[1 - \frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i} - (2D-1)\frac{T_s}{2}\right]} (-I_o)^2 dt + \int_0^{\frac{V_i}{n\frac{V_o}{2}-V_i} - (2D-1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{V_I(2D-1)T_s}{2nL_B} + \frac{\left(\frac{nV_o}{2} - V_I\right)}{nL_B} t - I_o \right)^2 dt \right] \right)^{1/2} \quad (2.96)$$

$$I_{ef C} = \sqrt{\frac{V_I^3(2D-1)^3}{f_s n L_B (nV_o - 2V_I)^2} \left( \frac{V_I^2(2D-1)^2}{8f_s n L_B (nV_o - 2V_I)} + I_o \right) + I_o^2} \quad (2.97)$$

A corrente máxima de pico que circula através do capacitor é dada pela expressão (2.98).

$$I_{p D} = \frac{nV_I}{4L_B f_s} (2D-1) - I_o \quad (2.98)$$

## 2.4 Análise de Operação em Modo de Condução Crítica

O modo de condução crítica é o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Portanto, para se estudar o modo de condução crítica é aproveitado os estudos realizados nos modos de condução contínua e descontínua. Essa análise é necessária para que se apresentem as curvas características de saída do conversor.

### 2.4.1 Análise Qualitativa

#### A. Princípio de Funcionamento

Neste modo funcionamento ocorrem quatro etapas de operação para cada período de comutação. Observa-se que as etapas de operação do modo de condução crítica são semelhantes às do modo de condução contínua.

#### B. Principais Formas de Onda

As formas de onda da corrente e da tensão no indutor  $L_B$  são mostradas na figura 2.11. Neste caso a corrente mínima através do indutor  $L_B$  no modo de condução contínua, torna-se igual a zero e dessa maneira, a ondulação da corrente através do indutor é igual à corrente máxima.

O modo de condução crítico fica caracterizado pelo valor da indutância do indutor filtro de entrada e tem como principal característica, quando a corrente através do mesmo atinge o zero, justamente no final do período  $T_S$ .

A corrente que circula pelos enrolamentos do autotransformador é igual à metade da corrente que circula através do indutor.

A frequência de operação dos elementos armazenadores de energia é igual ao dobro da frequência de comutação do conversor.

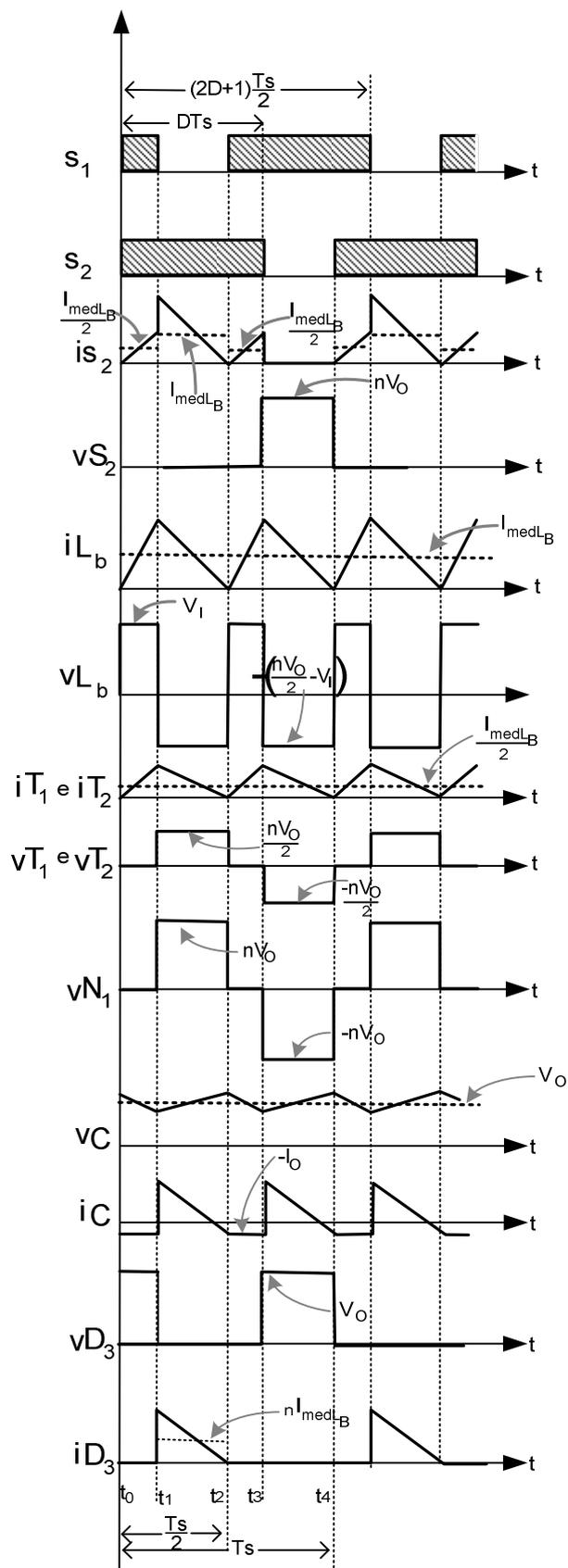


Figura 2.11 - Formas de onda para o modo de condução crítica.

## 2.4.2 Análise Quantitativa

### A. Ganho Estático

No modo de condução crítica o ganho estático é calculado igualando os ganhos estáticos dos modos de condução contínua e descontínua. A partir dessa definição, determina-se a razão cíclica crítica  $D_{cr}$  e  $\gamma$  é definido como a característica da carga, apresentada na expressão (2.103) e o ganho crítico  $G_{v_{cr}}$  é dado pela expressão (2.103):

- Determinação da Razão Cíclica Crítica

$$\frac{1}{(1 - D_{cr})n} = \frac{(2D_{cr} - 1)^2}{\gamma} + \frac{2}{n} \quad (2.99)$$

$$\frac{1}{(1 - D_{cr})} = n \frac{(2D_{cr} - 1)^2}{\gamma} + 2 \quad (2.100)$$

$$D_{cr}^2 - \frac{3}{2}D_{cr} + \frac{\gamma/n + 1}{2} = 0 \quad (2.101)$$

$$D_{cr} = \frac{3}{4}D_{cr} \pm \frac{1}{4}\sqrt{1 - 8\gamma/n} \quad (2.102)$$

Substituindo a razão cíclica (2.102) na expressão do ganho estático no modo de condução contínua, expressão (2.15), determina-se o ganho estático crítico do conversor:

$$G_{v_{cr}} = \frac{1}{1 - D_{cr}} = \frac{4}{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot \gamma/n}} \quad (2.103)$$

## 2.5 Característica Externa

A figura 2.12 descreve o ganho do conversor operando no modo de condução contínua é possível perceber seu comportamento similar ao comportamento do conversor *Boost* clássico, tendo seu ganho diferenciado pela relação de transformação do  $T_{r2}$ .

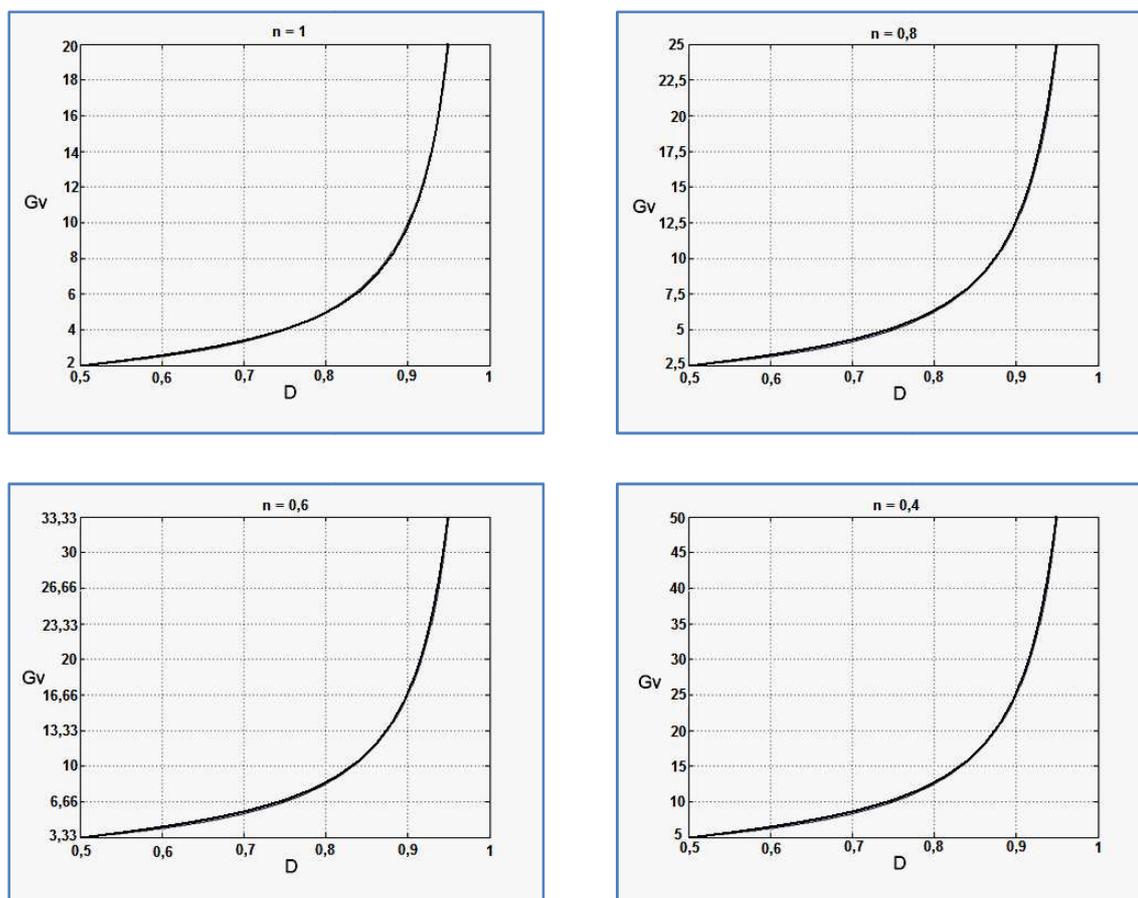


Figura 2.12 - Ganho estático para o modo de condução contínua.

A figura 2.13 apresenta o ganho estático para o modo de condução descontínua, nota-se que o ganho deste modo de condução varia de acordo com a carga, se tornando mais difícil o controle desse conversor para este modo de condução. O ganho depende das variáveis a seguir: razão cíclica,  $D$ ; relação de transformação do transformador  $T_{r2}$ ,  $n$ ; e da característica da carga  $\gamma$ .

A partir do ganho estático calculado anteriormente para os três modos de condução, é possível chegar ao gráfico de característica de carga mostrada na figura 2.14. O gráfico de característica externa é dividido em duas áreas: área onde fica localizado o modo de condução contínua (área 1 MCC) e a área do modo de condução descontínua (área 2 MCD). Observa-se que a tensão de saída varia em função da corrente da carga. A curva do modo de condução crítica é definida pelo limiar entre os dois modos de condução.

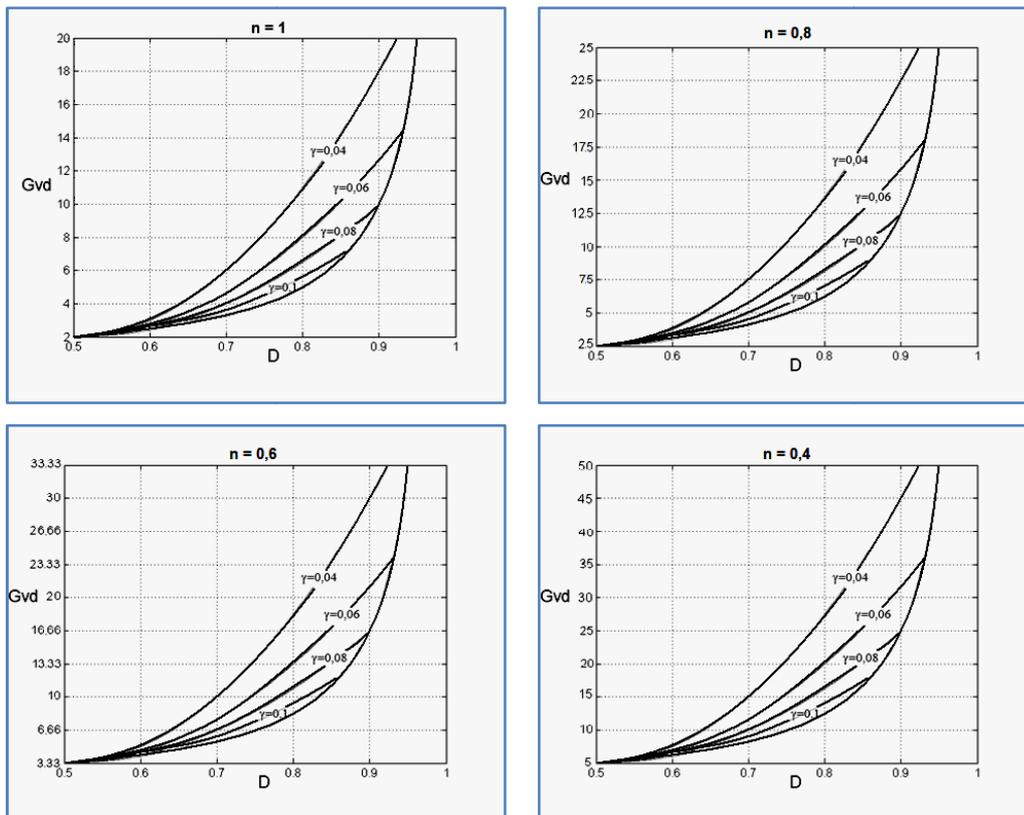


Figura 2.13 - Ganho estático para o modo de condução descontínua.

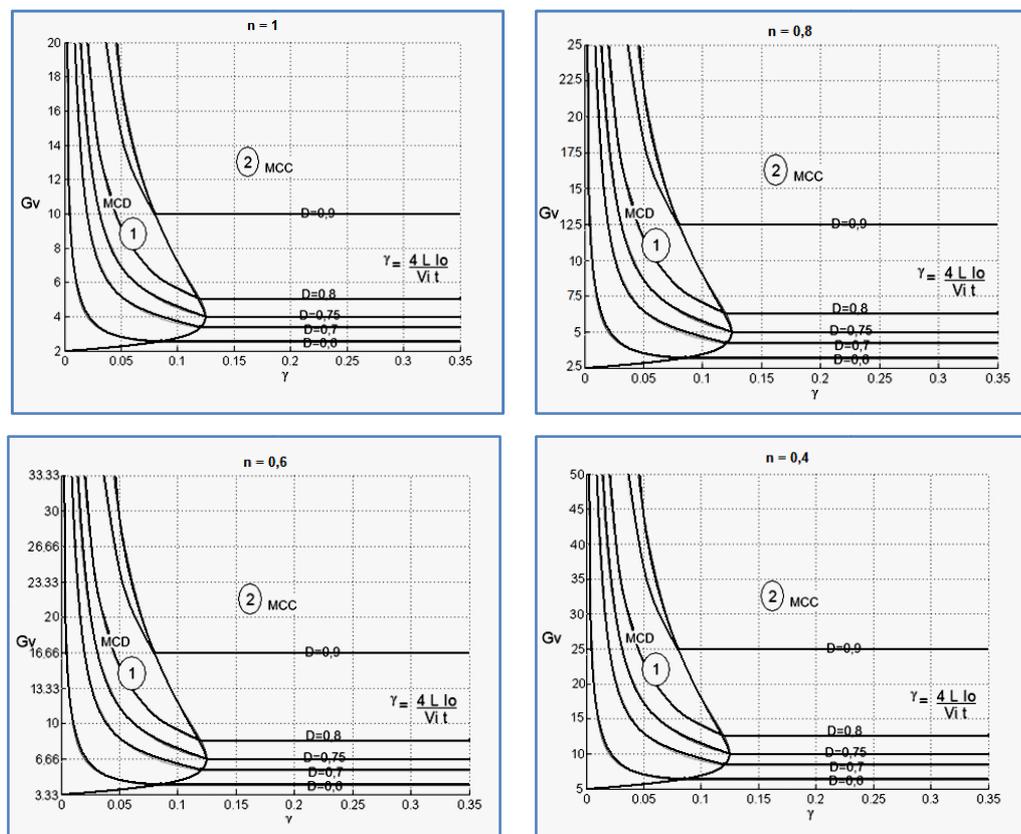


Figura 2.14 - Característica externa.

## 2.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram realizadas as análises qualitativas e quantitativas do conversor *Push–Pull* modificado baseado na CCTE, operando com razão cíclica maior que  $D > 0,5$ .

Da análise teórica para o conversor são feitas as seguintes considerações:

- O conversor *Push–Pull* alimentado em corrente original é formado por nove componentes e o conversor proposto é formado por onze componentes;
- A corrente de entrada é contínua no modo de condução contínua;
- Na característica da carga, observa-se que a área da região de operação do modo de condução contínua é maior, quando comparada ao conversor *Push–Pull* alimentado em corrente original;
- A frequência nos elementos reativos é o dobro da frequência dos interruptores;
- O comando PWM dos interruptores é muito simples.

Foram mostradas também as principais formas de onda deste conversor, para todos os modos de condução, o que ajudou consideravelmente no equacionamento dos esforços de corrente e tensão. Para o modo de condução contínua a corrente no indutor  $L_B$  foi aproximada para o seu valor médio, o que também facilitou consideravelmente no seu equacionamento.

As curvas características externas, assim como os ganhos estáticos para o modo de condução contínua e modo de condução descontínua, foram apresentadas para quatro valores diferentes de relação de transformação.

## CAPÍTULO - 3

### Análise do Conversor *Push-Pull* Modificado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados para $D < 0,5$

#### 3.1 Introdução

Neste capítulo será feita a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, agora para razões cíclicas menores que  $D < 0,5$ . Tal análise será feita para os três modos de funcionamento. Os esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados e não controlados, nos elementos armazenadores de energia e nos transformadores também são abordados neste capítulo.

Com objetivo de verificar o princípio de funcionamento do conversor proposto operando com razão cíclica menor que  $D < 0,5$ , são apresentados os seguintes tópicos:

- Princípios de operação, principais formas de onda e principais equações para o modo de condução contínua.
- Princípios de operação, principais formas de onda e principais equações para o modo de condução descontínua.
- Princípios de operação e principais formas de onda para o modo de condução crítica.
- Ganho estático e característica de saída para os três modos de condução.

O conversor é composto de um indutor  $L_B$  com enrolamento auxiliar  $L_A$ , um diodo auxiliar  $D_{aux}$  encarregado de permitir a transferência de energia, quando os interruptores estão em estado de bloqueio; um autotransformador com tape central com os enrolamentos  $T_1$  e  $T_2$ , um transformador isolador com os enrolamentos  $N_1$  e  $N_2$ , dois interruptores controlados  $S_1$  e  $S_2$ , quatro diodos  $D_1 - D_4$  e um capacitor  $C$ . Na entrada está ligada uma fonte de tensão  $V_1$  e na saída é ligado um resistor de carga  $R_o$ . A simbologia utilizada para fazer o equacionamento e a determinar as formas de onda é apresentada na figura 3.1.

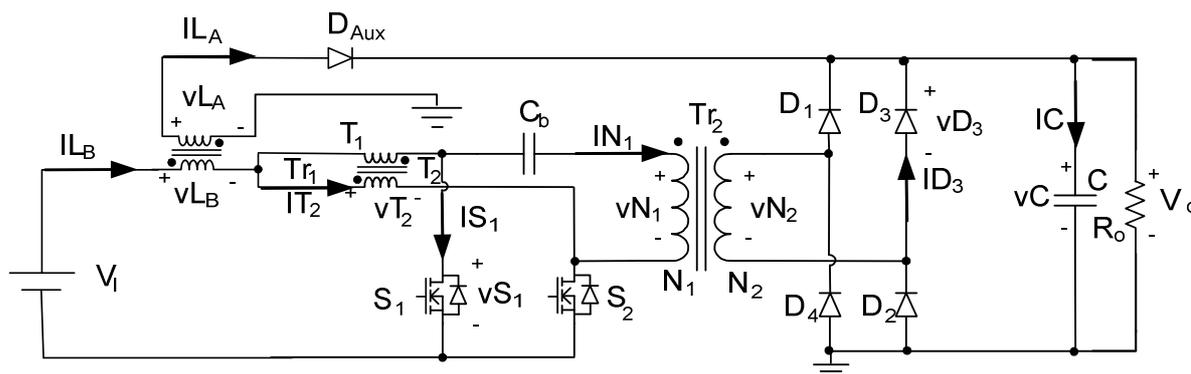


Figura 3.1- Topologia proposta com simbologia.

### 3.2 Análise de Operação em Modo de Condução Contínua

O modo de operação contínua é definido de acordo com a corrente que circula através do indutor de armazenamento de energia  $L_B$  e do seu enrolamento auxiliar  $L_A$ . Quando opera com razões cíclicas menores que  $D < 0,5$  o comportamento da corrente no indutor deste conversor é semelhante ao comportamento da corrente no conversor *Flyback*.

Para a análise das etapas de operação são realizadas as mesmas considerações que no modo de condução contínua.

#### 3.2.1 Análise Qualitativa

##### A. Princípio de Funcionamento

Neste modo de funcionamento ocorrem quatro etapas de operação em um período de comutação, as quais são descritas a seguir:

**Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):** O interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir, enquanto que o interruptor  $S_2$  permanece bloqueado. Nesta etapa é gerado um caminho para a corrente através do enrolamento  $T_1$  do autotransformador. O fluxo magnético gerado no enrolamento  $T_1$ , permite uma corrente no enrolamento  $T_2$  que circula através do enrolamento primário do transformador  $T_{r2}$ . O indutor fica submetido à tensão da fonte fazendo com que a corrente pelo indutor aumente linearmente, caracterizando a etapa de armazenamento de energia. A corrente que circula pelo indutor  $L_B$  é dividida igualmente pelos dois enrolamentos do autotransformador. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  ficam diretamente polarizados transferindo energia para a carga. Nessa etapa de operação a energia da carga é fornecida pela fonte, conforme a figura 3.2. Esta etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

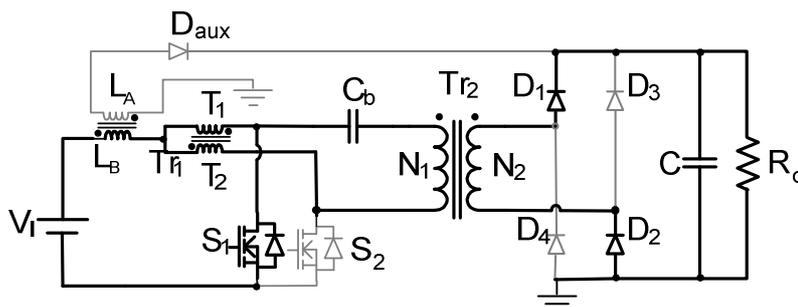


Figura 3.2 - Etapa 1 do conversor em modo de condução contínua.

**Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):** No instante  $t = t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear, enquanto que o interruptor  $S_2$  permanece bloqueado. A tensão sobre o indutor é invertida para manter o fluxo magnético do núcleo constante, a tensão sobre o enrolamento auxiliar  $L_A$  polariza o diodo auxiliar  $D_{aux}$ , transferindo a energia armazenada no indutor para a carga. A corrente que flui pelo enrolamento  $T_1$  do autotransformador é cessada no início desta etapa. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  ficam inversamente polarizados, comportando-se como circuitos abertos. A energia armazenada no indutor durante a etapa anterior é transferida para a carga e para o capacitor do filtro de saída, conforme mostrado na figura 3.3. Esta etapa é finalizada no instante em que o interruptor  $S_2$  começa a conduzir.

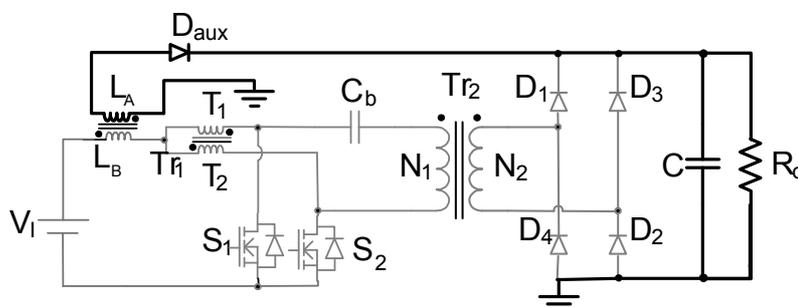


Figura 3.3 - Etapa 2 do conversor em modo de condução contínua.

**Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):** Esta etapa de operação é similar a etapa 1. O interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, enquanto que o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado, gerando um caminho para a corrente através do enrolamento  $T_2$  do autotransformador e o fluxo magnético gerado no enrolamento  $T_2$  permite a corrente no enrolamento  $T_1$  que circula através do enrolamento primário do transformador  $Tr_2$ . O indutor fica submetido à tensão da fonte e logo a corrente pelo indutor aumenta linearmente, ocorrendo o armazenamento de energia. A corrente que circula pelo indutor  $L_B$  é dividida igualmente pelos dois enrolamentos do autotransformador. Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  ficam diretamente polarizados e proporcionando um caminho para a corrente de carga. Nessa etapa de operação a carga é

suprida pela energia fornecida pela fonte, conforme mostrado na figura 3.4. Esta etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear.

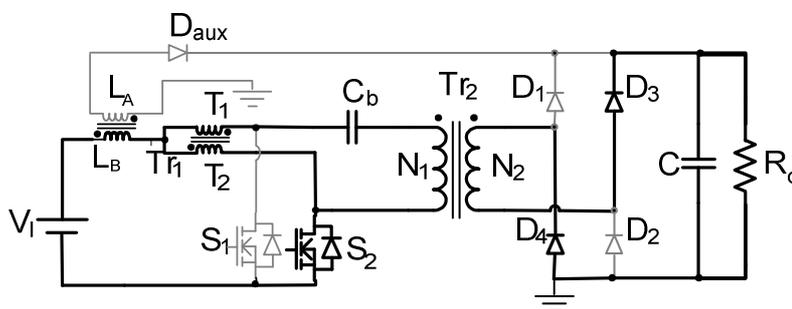


Figura 3.4 - Etapa 3 do conversor em modo de condução contínua.

**Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):** Esta etapa de funcionamento é idêntica a etapa 2. No instante  $t = t_3$  o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear, enquanto que o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado. A tensão sobre o indutor é invertida para manter o fluxo magnético constante, a corrente no enrolamento auxiliar  $L_A$  polariza o diodo auxiliar  $D_{aux}$  transferindo a energia armazenada no indutor para a carga. A corrente que flui pelo enrolamento  $T_1$  do autotransformador é cessada no início desta etapa. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  ficam inversamente polarizados comportando-se como circuitos abertos. A energia armazenada no indutor durante a etapa anterior é transferida para a carga e para o capacitor do filtro de saída, conforme mostrado na figura 3.3. Esta etapa é finalizada no instante em que o interruptor  $S_1$  começa a conduzir.

### B. Principais Formas de Onda

As principais formas de onda da tensão e da corrente nos diferentes dispositivos, tanto passivos quanto ativos, num período de comutação  $T$ , são apresentados na figura 3.5. As formas de onda são traçadas de acordo com os sinais de comando PWM aplicados nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , e as simbologias utilizadas estão relacionadas com as simbologias adotadas na figura 3.1.

Na figura 3.5 observa-se que a corrente de entrada  $i_{L_B}$  é equivalente ao conversor *Flyback*, porém neste conversor a frequência de operação dos elementos armazenadores de energia é o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Isto significa que se tem uma redução do volume e peso, nestes elementos.

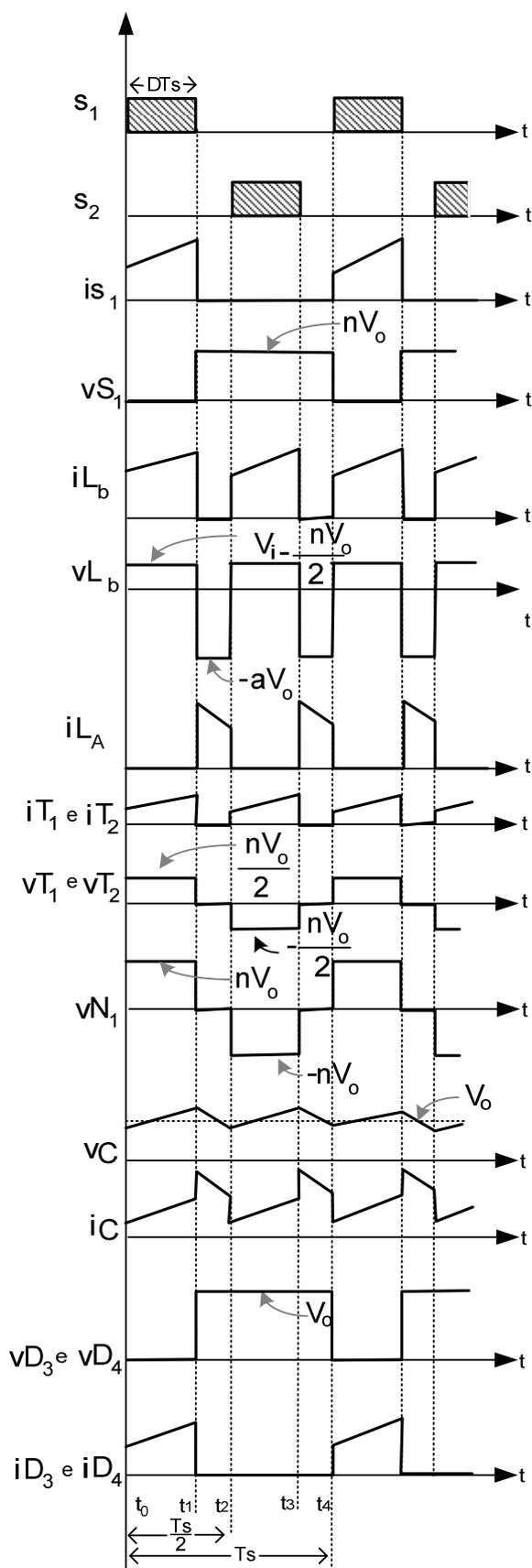


Figura 3.5 - Formas de onda para o modo de condução contínua.

A corrente instantânea no interruptor que esta conduzindo durante a etapa de armazenamento de energia, é igual à corrente no indutor. No instante em que  $S_1$  esta conduzindo, os diodos  $D_3$  e  $D_4$ , são polarizados e a energia da fonte para a carga é transferida.

Nas etapas em que os interruptores estão em estado de bloqueio, o diodo  $D_{aux}$  entra em condução e o pico de corrente através deste, é igual ao pico de corrente no indutor  $L_B$  durante a etapa anterior, multiplicado pela relação de transformação dos indutores acoplados formados por  $L_A$  e  $L_B$ .

A corrente média através dos enrolamentos o autotransformador é igual à metade da corrente média através do indutor  $L_B$

### 3.2.2 Análise Quantitativa

O ganho estático do conversor é determinado pela variação do fluxo magnético no indutor  $L_B$  durante um período de comutação utilizando as formas de onda da figura 3.5. No indutor a tensão média durante o período de comutação é nula, como consequência as áreas ou a variação de fluxo magnético em cada etapa de operação são iguais.

#### A. Ganho Estático

Sabendo que a energia acumulada sobre o indutor *Boost* durante a etapas 1 é igual à energia descarregada durante a etapa 2, é possível, portanto determinar o ganho estático.

$$V_I = V_L + n \frac{V_O}{2} \quad (3.1)$$

Rearranjando (3.1), é possível isolar a tensão sobre o indutor (3.2).

$$V_L = V_I - n \frac{V_O}{2} \quad (3.2)$$

Durante a etapa 2, a tensão sobre o indutor é dada pela tensão na carga

$$V_L = aV_O \quad (3.3)$$

$$\left( V_I - n \frac{V_O}{2} \right) DT_S = aV_O(1 - 2D) \frac{T_S}{2} \quad (3.4)$$

Rearranjando (3.4) é possível determinar o ganho estático.

$$G_v = \frac{V_o}{V_I} = \frac{2D}{nD + a(1 - 2D)} \quad (3.5)$$

### B. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes

Neste item são apresentados modelos matemáticos para os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor no modo de condução contínua.

#### ◆ Expressões Básicas no Domínio do Tempo

A corrente instantânea através do indutor *Boost*  $L_B$  é definida pela expressão (3.6).

$$i_{L_B}(t) = \begin{cases} I_{minL_B} + \frac{2V_I - nV_o}{L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_{minL_B} + \frac{2V_I - nV_o}{L_B} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.6)$$

A corrente máxima no indutor  $I_{máxL_B}$ :

$$I_{máxL_B} = I_{medL_B} + \frac{2V_I - nV_o}{2L_B} DT_S \quad (3.7)$$

Onde  $T_S$  é o período de comutação e  $L_B$  é o valor da indutância do indutor.

A corrente instantânea através do enrolamento auxiliar do indutor *Boost*  $L_A$ .

$$i_{L_A}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ aI_M - \frac{V_o}{L_B} t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ aI_M - \frac{V_o}{L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.8)$$

A corrente máxima no indutor auxiliar  $I_{máxL_A}$ .

$$I_{m\acute{a}x_{L_A}} = aI_{m\acute{a}x_{L_B}} \quad (3.9)$$

A corrente instantânea através do interruptor  $S_1$ .

$$i_{S_1}(t) = \begin{cases} \frac{V_I - n V_o/2}{L_B} + I_{med_{L_B}} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.10)$$

A corrente instantânea através do autotransformador  $T_{r1}$ .

$$i_{T_{r1}}(t) = \begin{cases} \frac{I_{med_{L_B}}}{2} + \frac{V_I - n V_o/2}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_{med_{L_B}}}{2} + \frac{V_I - n V_o/2}{2L_B} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.11)$$

A corrente instantânea através do diodo  $D_3$ .

$$i_{D_3}(t) = \begin{cases} n \left( \frac{I_{med_{L_B}}}{2} + \frac{V_I - n V_o/2}{2L_B} t \right) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ n \left( \frac{I_{med_{L_B}}}{2} + \frac{V_I - n V_o/2}{2L_B} t \right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.12)$$

A corrente instantânea através do transformador  $Tr_2$ .

$$i_{N_1}(t) = \begin{cases} \frac{I_{medL_B}}{2} + \frac{V_I - nV_o/2}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -\frac{I_{medL_B}}{2} + \frac{V_I - nV_o/2}{2L_B} t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.13)$$

A corrente instantânea através do capacitor C.

$$i_C(t) = \begin{cases} \frac{I_{medL_B}}{n} + \frac{\frac{V_I}{n} - V_o/2}{L_B} t - I_o & t_0 \leq t \leq t_1 \\ -I_o & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_{medL_B}}{n} + \frac{\frac{V_I}{n} - V_o/2}{L_B} t - I_o & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -I_o & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.14)$$

### C. Esforços de Corrente e Tensão nos Componentes do Conversor

#### ◆ Indutor $L_B$

O valor máximo da corrente no indutor  $L_B$  é definido pela expressão (3.15).

$$I_{máxL_B} = I_{medL_B} + \frac{2V_I - nV_o}{2L_B} DT_S \quad (3.15)$$

O valor mínimo da corrente no indutor  $L_B$  é definido pela expressão (3.16).

$$I_{minL_B} = I_{medL_B} - \frac{2V_I - nV_o}{2L_B} DT_S \quad (3.16)$$

A corrente média no indutor é definida pela expressão (3.17).

$$I_{medL_B} = \frac{2}{T_S} \left[ \frac{I_{minL_B} + I_{máxL_B}}{2} DT_S \right] \quad (3.17)$$

$$I_{medL_B} = (I_{minL_B} + I_{máxL_B})D \quad (3.18)$$

A corrente eficaz no indutor é definida pela expressão (3.20).

$$I_{efL_B} = \left\{ \frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} I_{medL_B}^2 dt \right\}^{1/2} \quad (3.19)$$

$$I_{efL_B} = I_{medL_B} \sqrt{2D} \quad (3.20)$$

A corrente instantânea máxima que circula através do indutor é dada pela expressão (3.21).

$$I_{pL_B} = I_{L_{BM}} \quad (3.21)$$

#### ◆ Autotransformador $T_{r1}$

A tensão máxima sobre os enrolamentos do autotransformador.

$$V_{M_T} = \frac{nV_O}{2} \quad (3.22)$$

A corrente eficaz no autotransformador é definida pela expressão (3.24).

$$I_{ef_T} = \left\{ \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (3.23)$$

$$I_{ef_T} = I_{medL_B} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (3.24)$$

A corrente máxima de pico que circula através do autotransformador é dada pela expressão (3.25).

$$I_{p_T} = \frac{I_{L_{BM}}}{2} \quad (3.25)$$

#### ◆ Transformador $T_{r2}$

A tensão máxima sobre o enrolamento primário do transformador  $Tr_2$ .

$$V_{M_{N1}} = nV_O \quad (3.26)$$

A tensão máxima sobre o enrolamento secundário do transformador  $Tr_2$ .

$$V_{M_{N2}} = V_O \quad (3.27)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário do transformador é definida pela expressão (3.29).

$$I_{efN_1} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{I_{medLB}}{2} \right)^2 dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{(2D+1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{-I_{medLB}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (3.28)$$

$$I_{efN_1} = I_{medLB} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (3.29)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (3.31).

$$I_{efN_2} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{nI_{medLB}}{2} D \right)^2 dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{(2D+1)\frac{T_s}{2}} \left( \frac{-nI_{medLB}}{2} D \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (3.30)$$

$$I_{efN_2} = nI_{medLB} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (3.31)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (3.32).

$$I_{pN_1} = \frac{I_{MLB}}{2} \quad (3.32)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento secundário do transformador é dada pela expressão (3.33).

$$I_{pN_2} = \frac{nI_{MLB}}{2} \quad (3.33)$$

#### ◆ Interruptor $S_1$

A tensão máxima sobre os interruptores  $S_1$ .

$$V_{M_S} = nV_O \quad (3.34)$$

A corrente média nos interruptores é definida pela expressão (3.36).

$$I_{med_S} = \frac{1}{T_S} (I_{medL_B} D T_S) \quad (3.35)$$

$$I_{med_S} = I_{medL_B} D \quad (3.36)$$

A corrente eficaz nos interruptores é definida pela expressão (3.38).

$$I_{ef_S} = \left\{ \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{DT_S} (I_{medL_B})^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (3.37)$$

$$I_{ef_S} = I_{medL_B} \sqrt{D} \quad (3.38)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos interruptores é dada pela expressão (3.39).

$$I_{p_S} = I_{máxL_B} \quad (3.39)$$

#### ◆ Diodo D<sub>3</sub>

A tensão reversa máxima sobre o diodo D<sub>3</sub>.

$$V_{M_D} = -V_O \quad (3.40)$$

A corrente média no diodo é definida pela expressão (3.41).

$$I_{med_D} = n I_{medL_B} D \quad (3.41)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (3.43).

$$I_{ef_D} = \left\{ \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{DT_S} \left( n \frac{I_{medL_B}}{2} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (3.42)$$

$$I_{ef_D} = n \sqrt{D} \frac{I_{medL_B}}{2} \quad (3.43)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos interruptores é dada pela expressão (3.44).

$$I_{p_D} = n \frac{I_{máxL_B}}{2} \quad (3.44)$$

◆ **Diodo Auxiliar  $D_{aux}$**

A corrente média através do diodo auxiliar  $D_{aux}$ .

$$I_{med D_{aux}} = a \times I_{med L_B} \times (1 - D) \quad (3.45)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo auxiliar  $D_{aux}$ .

$$V_{máx D_{aux}} = a \times V_{máx L_B} + V_o \quad (3.46)$$

◆ **Capacitor C**

A tensão máxima de pico sobre o capacitor C.

$$V_C = V_o \quad (3.47)$$

A corrente máxima de pico que circula através do capacitor é dada pela expressão (3.47).

Para  $\frac{n}{2} \geq a$ , tem-se.

$$I_{pC} = n \frac{I_{máx L_B}}{2} - I_o \quad (3.48)$$

Para  $\frac{n}{2} \leq a$ , tem-se.

$$I_{pC} = a I_{máx L_B} - I_o \quad (3.49)$$

### 3.3 Análise de Operação em Modo de Condução Descontínua

O modo de condução descontínua do conversor acontece quando a corrente que circula através do indutor  $L_A$  anula-se antes do final das etapas dois e quatro.

#### 3.3.1 Análise Qualitativa

##### A. Princípio de Funcionamento

**Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):** O interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir enquanto que o interruptor  $S_2$  permanece em estado de bloqueio, dessa forma é gerado um caminho para a corrente através do enrolamento  $T_1$  do autotransformador. O fluxo magnético gerado pelo enrolamento  $T_1$  permite uma corrente igual no enrolamento  $T_2$  que circula através do

enrolamento primário do transformador  $T_{r2}$ . O indutor fica submetido à tensão da fonte e logo a corrente pelo indutor aumenta linearmente a partir de zero, ocorrendo o armazenamento de energia. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  ficam diretamente polarizados, transferindo energia para a carga. Nessa etapa de operação a carga é suprida pela energia fornecida pela fonte, conforme pode ser mostrado na figura 3.6. Esta etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

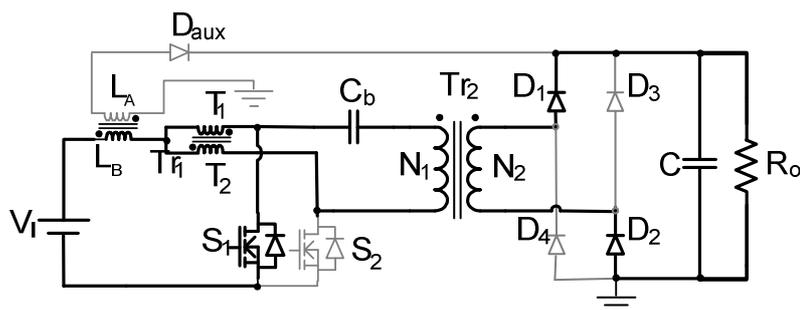


Figura 3.6- Etapa 1 do conversor no modo de condução descontínua.

**Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):** No instante  $t = t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear, enquanto que o interruptor  $S_2$  permanece bloqueado. A tensão sobre o indutor é invertida para manter o fluxo magnético constante. A corrente no enrolamento auxiliar  $L_A$  polariza o diodo auxiliar  $D_{aux}$ , transferindo a energia armazenada no indutor para a carga. A corrente que circula através do enrolamento  $T_1$  do autotransformador é cessada no início desta etapa. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  ficam inversamente polarizados. A energia armazenada no indutor durante a etapa anterior é transferida para a carga e para o capacitor do filtro de saída, como pode ser mostrado na figura 3.7. Esta etapa é finalizada no instante em que a corrente que passa pelo enrolamento auxiliar  $L_A$  chega a zero.

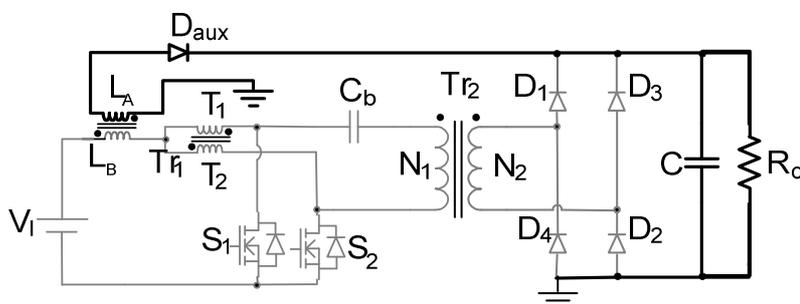


Figura 3.7- Etapa 2 do conversor no modo de condução descontínua.

**Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):** No instante  $t = t_2$  a energia armazenada pelo indutor  $L_B$  se anula. A carga é alimentada pelo capacitor filtro da saída, conforme mostrado na figura 3.8. Esta etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir.

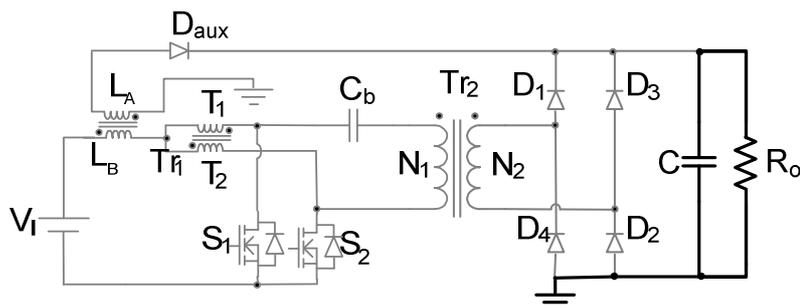


Figura 3.8 - Etapa 3 do conversor no modo de condução descontínua.

**Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):** Esta etapa é similar a etapa 1. O interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, enquanto que o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado, é gerado um caminho para a corrente através do enrolamento  $T_2$  do autotransformador, como mostrado na figura 3.9. Esta etapa encerra-se quando o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear.

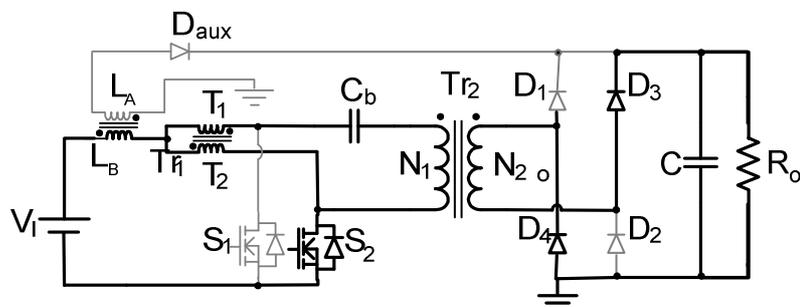


Figura 3.9- Etapa 4 do conversor no modo de condução descontínua.

**Etapa 5 ( $t_4 < t < t_5$ ):** Esta etapa é idêntica a etapa 2. No instante  $t = t_4$  o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear, enquanto que o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado, de acordo com a figura 3.7. Esta etapa é finalizada no instante em que a corrente no enrolamento auxiliar  $L_A$  chega à zero.

**Etapa 6 ( $t_5 < t < t_6$ ):** No instante  $t = t_5$  a corrente no indutor se anula não havendo transferência de energia da fonte para a carga, apresentando comportamento idêntico a etapa 3, como mostrado na figura 3.8. Esta etapa é finalizada quando o interruptor  $S_1$  é comandado novamente a conduzir.

### B. Principais Formas de Onda

Na figura 3.10 são apresentadas as principais formas de onda para o conversor apresentado operando no modo de condução contínua com razão cíclica menor que 0,5.

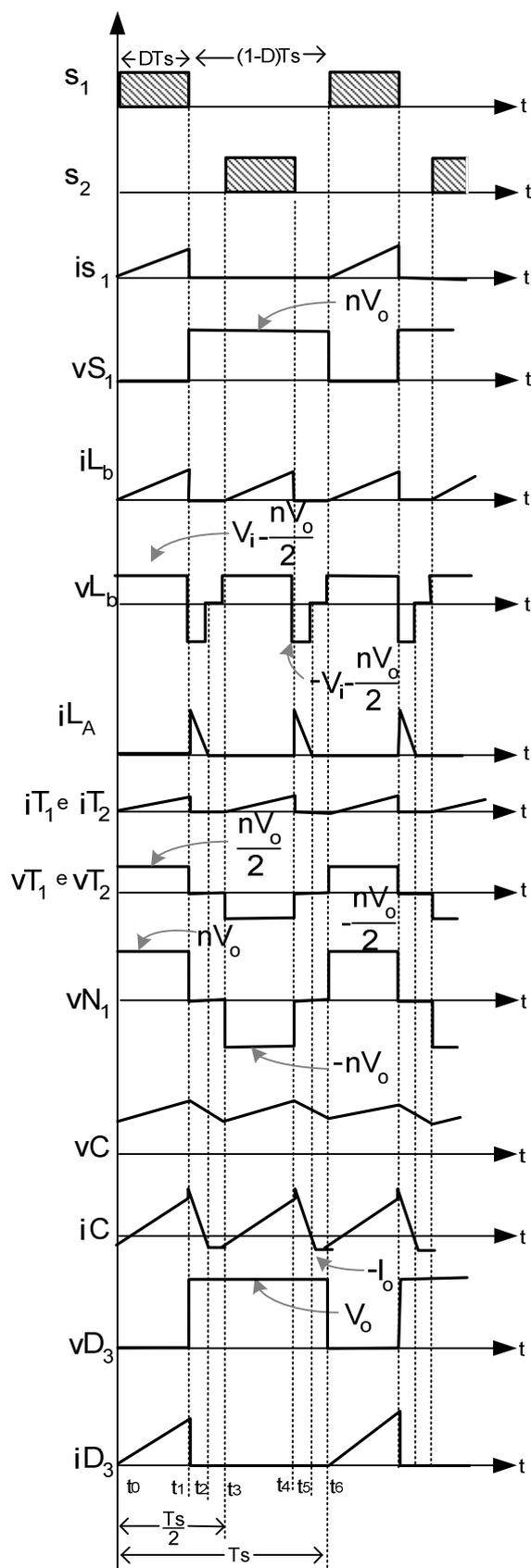


Figura 3.10 - Formas de onda para o modo de condução descontínua.

### 3.3.2 Análise Quantitativa

#### A. Ganho Estático

O ganho estático é determinado a partir da corrente média através dos diodos  $D_1$  e  $D_3$ , que é igual à corrente da carga  $I_o$ .

$$\left(V_i - \frac{n}{2}V_o\right)\Delta t_1 = aV_o\Delta t_2 \quad (3.50)$$

Fazendo  $\gamma_D = \frac{4L_a I_o}{V_i T_s}$ , tem-se:

$$G_V = \frac{\sqrt{16D^4 n^2 + a^2 \gamma_D^2} - a\gamma_D}{2D^2 n^2} \quad (3.51)$$

#### B. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor

Neste item, para facilitar os cálculos, são apresentados modelos matemáticos para os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor.

##### ◆ Expressões Básicas no Domínio do Tempo

A seguir são escritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de onda de corrente mostradas na figura 3.10.

A corrente instantânea através do indutor  $L_B$ .

$$i_{L_B}(t) = \begin{cases} \frac{V_I - n\frac{V_O}{2}}{L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{V_I - n\frac{V_O}{2}}{L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.52)$$

A corrente máxima no indutor  $L_B$ .

$$I_{ML_B} = \frac{V_I}{L_B} D T_s \quad (3.53)$$

Onde,  $T_S$  é o período de chaveamento e  $L_B$  é a indutância do indutor *Boost*.

A corrente instantânea através do interruptor  $S_1$ .

$$i_{S_1}(t) = \begin{cases} \frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.54)$$

A corrente instantânea através do diodo  $D_3$ .

$$i_{D_3}(t) = \begin{cases} n \frac{(V_I - n \frac{V_O}{2})}{L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.55)$$

A corrente instantânea através do autotransformador  $T_{r1}$ .

$$i_{T_1}(t) = \begin{cases} \frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{2L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.56)$$

A corrente instantânea através do primário do transformador  $T_{r2}$ .

$$i_{N_1}(t) = \begin{cases} \frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -\left(\frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{2L_B} t\right) & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t_4 \leq t \leq t_5 \\ 0 & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.57)$$

A corrente instantânea através do capacitor C.

$$i_C(t) = \begin{cases} \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ -I_O & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -I_O & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} + \frac{\left(\frac{nV_O}{2} - V_I\right)}{2L_B} t & t_3 \leq t \leq t_4 \\ -I_O & t_4 \leq t \leq t_5 \\ -I_O & t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.58)$$

### C. Esforços de Corrente e Tensão nos Componentes do Conversor

No cálculo dos esforços de corrente através dos componentes são utilizadas as expressões no domínio do tempo definidas no item anterior.

#### ◆ Indutor $L_B$

A corrente eficaz no indutor é definida na expressão (3.60).

$$I_{ef L_B} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{V_I - n \frac{V_O}{2}}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (3.59)$$

$$I_{ef L_B} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B f_S} D \sqrt{\frac{2D}{3}} \quad (3.60)$$

A corrente máxima de pico que circula através do indutor é dada na expressão (3.61).

$$I_{p L_B} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B f_S} D \quad (3.61)$$

#### ◆ Autotransformador $Tr_1$

A tensão máxima sobre os enrolamentos do autotransformador.

$$V_{MT_1} = \frac{nV_o}{2} \quad (3.62)$$

A corrente eficaz no autotransformador é definida pela expressão (3.64).

$$I_{ef T_1} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (3.63)$$

$$I_{ef T_1} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_S} D \sqrt{\frac{2D}{3}} \quad (3.64)$$

A corrente máxima de pico que circula através do autotransformador é dada pela expressão (3.65).

$$I_{p T} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_S} D \quad (3.65)$$

#### ◆ Transformador $Tr_2$

A tensão máxima sobre o enrolamento primário do transformador.

$$V_{MN_1} = nV_o \quad (3.66)$$

A tensão máxima sobre o enrolamento secundário do transformador.

$$V_{MN_2} = V_O \quad (3.67)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário do transformador é definida pela expressão (3.69).

$$I_{ef N_1} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B} t \right)^2 dt \right] + \left[ \int_{\frac{T_s}{2}}^{(2D+1)\frac{T_s}{2}} - \left( \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (3.68)$$

$$I_{ef N_1} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_s} D \sqrt{\frac{2D}{3}} \quad (3.69)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (3.71).

$$I_{ef N_2} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( n \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B} t \right)^2 dt \right] + \left[ \int_{\frac{T_s}{2}}^{(2D+1)\frac{T_s}{2}} - \left( n \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (3.70)$$

$$I_{ef N_2} = n \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_s} D \sqrt{\frac{2D}{3}} \quad (3.71)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (3.72).

$$I_{p N_1} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_s} D \quad (3.72)$$

A corrente máxima de pico que circula através do enrolamento secundário do transformador é dada pela expressão (3.73).

$$I_{p N_2} = n \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_s} D \quad (3.73)$$

#### ◆ Interruptor $S_1$

A tensão máxima sobre o interruptor  $S_1$ .

$$V_{M_S} = nV_O \quad (3.74)$$

A corrente média nos interruptores é definida pela expressão (3.76).

$$I_{med_S} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B} t dt \right] \quad (3.75)$$

$$I_{med_S} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2L_B f_s} D^2 \quad (3.76)$$

A corrente eficaz nos interruptores é definida pela expressão (3.78).

$$I_{ef_S} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (3.77)$$

$$I_{ef_S} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B f_s} D \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (3.78)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos interruptores é dada na expressão (3.79).

$$I_{p_S} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{L_B f_s} D \quad (3.79)$$

#### ◆ Diodo D<sub>3</sub>

A tensão reversa máxima sobre o diodo D<sub>3</sub>.

$$V_{M_D} = -V_O \quad (3.80)$$

A corrente média nos diodos é definida pela expressão (3.82).

$$I_{med_D} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{nL_B} t dt \right] \quad (3.81)$$

$$I_{med_D} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{2nL_B f_s} D^2 \quad (3.82)$$

A corrente eficaz nos interruptores é definida pela expressão (3.84).

$$I_{efD} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \left( \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{nL_B} t \right)^2 dt \right]} \quad (3.83)$$

$$I_{efD} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{nL_B f_s} D \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (3.84)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos interruptores é dada pela expressão (3.85).

$$I_{pD} = \frac{V_I - n \frac{V_o}{2}}{nL_B f_s} D \quad (3.85)$$

### 3.4 Análise de Operação em Modo de Condução Crítica

O modo de condução crítica é o limite entre os modos de condução contínua e o modo de condução descontínua. Portanto, para o estudo desse modo de condução utilizam-se os estudos realizados para os modos de condução contínua e descontínua.

#### 3.4.1 Análise Qualitativa

Este modo de condução do conversor acontece quando a corrente que circula através do indutor  $L_A$  anula-se exatamente no final das etapas dois e quatro, no mesmo instante em que os interruptores  $S_2$  e  $S_1$  entram em condução respectivamente.

##### A. Princípio de Funcionamento

Neste modo de funcionamento ocorrem quatro etapas de operação em um período de comutação. Observa-se que as etapas de operação no modo de condução crítica são semelhantes às do modo de condução contínua.

##### B. Principais Formas de Onda

As formas de onda da corrente através do indutor  $L_B$  e seu enrolamento auxiliar  $L_A$ , e a tensão sobre eles são mostradas na figura 3.11. No caso a corrente mínima através do indutor  $L_B$ , do modo de condução contínua, torna-se igual a zero. Desse modo a ondulação da corrente através do indutor é igual ao valor máximo da corrente.

Nota-se que a frequência de operação dos elementos armazenadores de energia, tem o dobro da frequência de comutação dos interruptores. O valor de pico da corrente no enrolamento auxiliar do indutor  $L_B$ , depende da relação de transformação  $a$ , caso  $a$  seja maior que 1, o pico da corrente será maior no enrolamento auxiliar em relação à corrente de pico do enrolamento principal do indutor  $L_B$ .

Na figura 3.11 observa-se que a corrente de entrada  $I_{L_B}$  é equivalente ao conversor *Flyback*, porém neste conversor a frequência de operação dos elementos armazenadores de energia é o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Isto significa que se tem uma redução do volume e peso, nestes elementos.

As etapas de funcionamento são determinadas pelos sinais de comando  $S_1$  e  $S_2$ , esses sinais são defasados em  $180^\circ$ .

O valor máximo da tensão sobre os enrolamentos do autotransformador  $Tr_2$  são iguais à metade da tensão máxima no enrolamento primário do transformador. A tensão máxima do transformador é determinada pela tensão na carga e pela relação de transformação.

No momento em que o indutor  $L_B$  esta carregando (etapas 1 e 3), a corrente através de cada interruptor é igual à metade da corrente através do indutor, durante estas etapas. Nas etapas de transferência de energia (etapas 2 e 4), não ha circulação de corrente pelos interruptores.

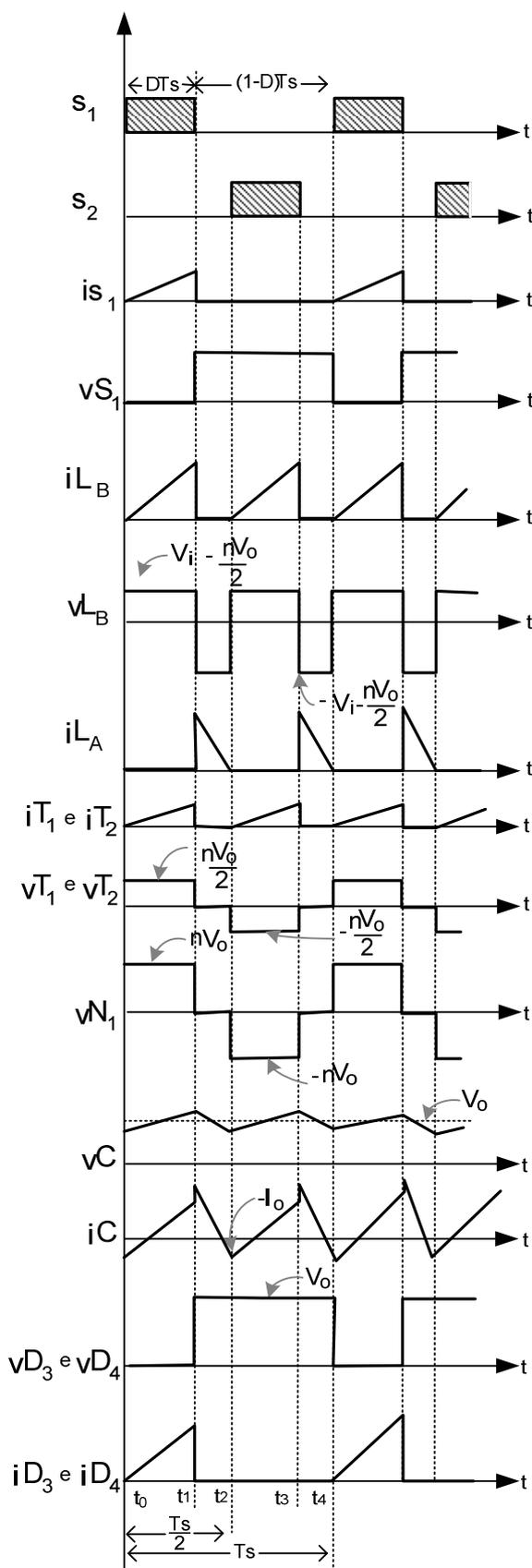


Figura 3.11 - Formas de onda para o modo de condução crítica.

### 3.4.2 Análise Quantitativa

#### A. Ganho Estático

No modo de condução crítica o ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua são iguais. A partir desta definição, tem-se o ganho estático para o modo de condução crítica.

Sendo:

$$\frac{D}{aD1 - \frac{n}{2}D} = G_v \quad (3.86)$$

Fazendo  $D1 = 1/2 - D$ :

$$\frac{2D}{a(1 - 2D) - nD} = G_{v_{crit}} \quad (3.87)$$

## 3.5 Característica Externa

A figura 3.12 mostra o ganho estático do conversor proposto. É possível notar que o comportamento do ganho estático para o conversor estudado, é similar ao conversor *Boost* clássico, tendo a sua principal diferença no ganho a presença da relação de transformação do transformador isolador  $Tr_2$  e pela relação de transformação do indutor acoplado, formado pelas indutâncias  $L_B$  e  $L_A$ .

A figura 3.13 mostra o ganho estático do conversor estudado, para o modo de condução descontínua, onde é possível notar que o ganho estático varia com a corrente de saída e em função das variáveis  $D$ ,  $\gamma$ ,  $n$  e  $a$ .

A partir das equações de ganho estático dos modos de condução contínua, descontínua e modo de condução crítica, é possível gerar o gráfico de característica externa, onde todas as variáveis são mantidas constantes, exceto  $\gamma$ , conforme mostrado na figura 3.14.

Na figura 3.14, a região 1 representa o modo de condução descontínua (MCD) e a região 2 representa o modo de condução contínua (MCC), os pontos de encontro dessas duas regiões geram a curva do modo de condução crítica.

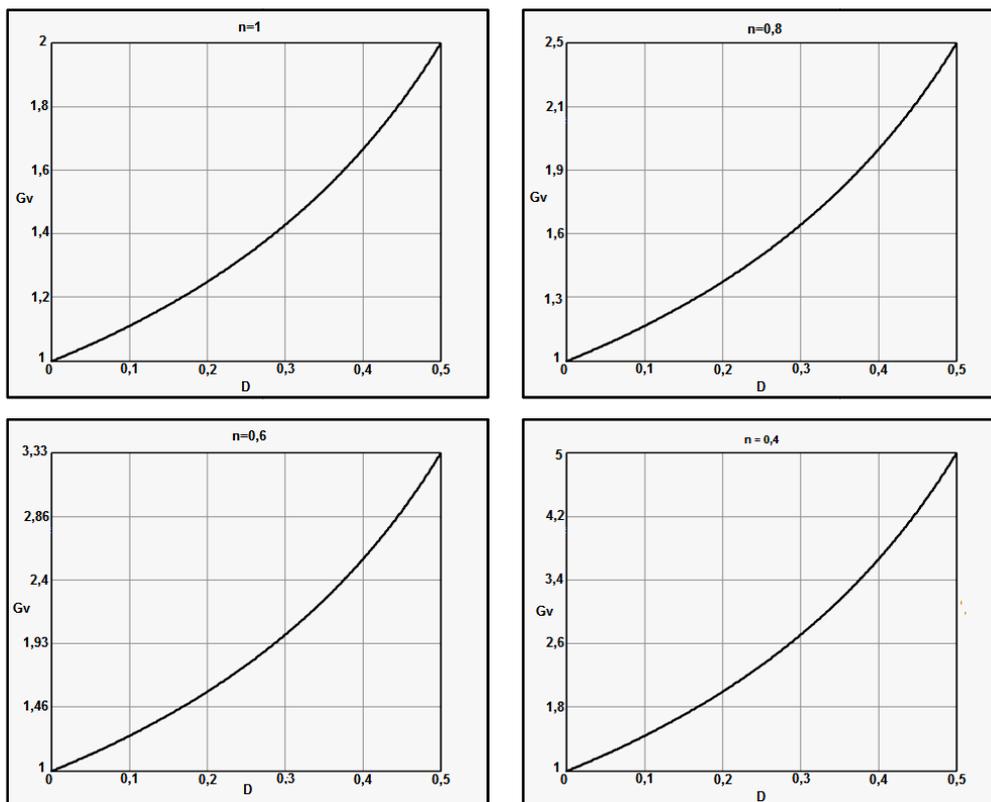


Figura 3.12 – Ganho estático para o modo de condução contínua quando  $D < 0,5$ .

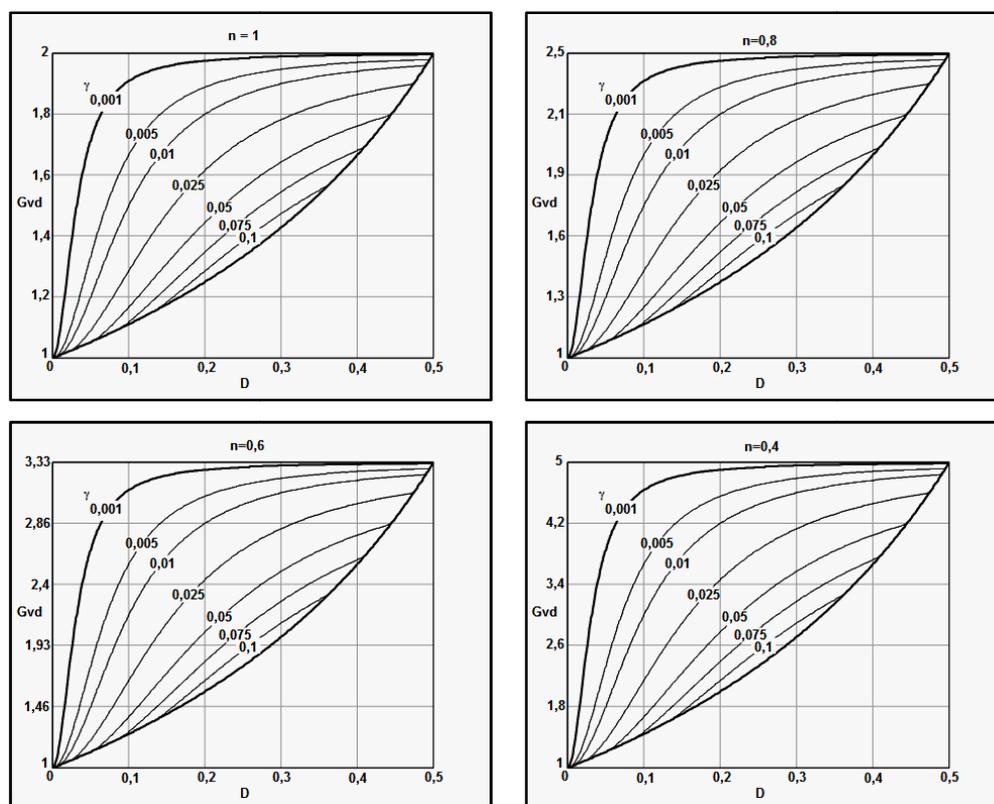


Figura 3.13 - Ganho estático para o modo de condução descontínua quando  $D < 0,5$ .

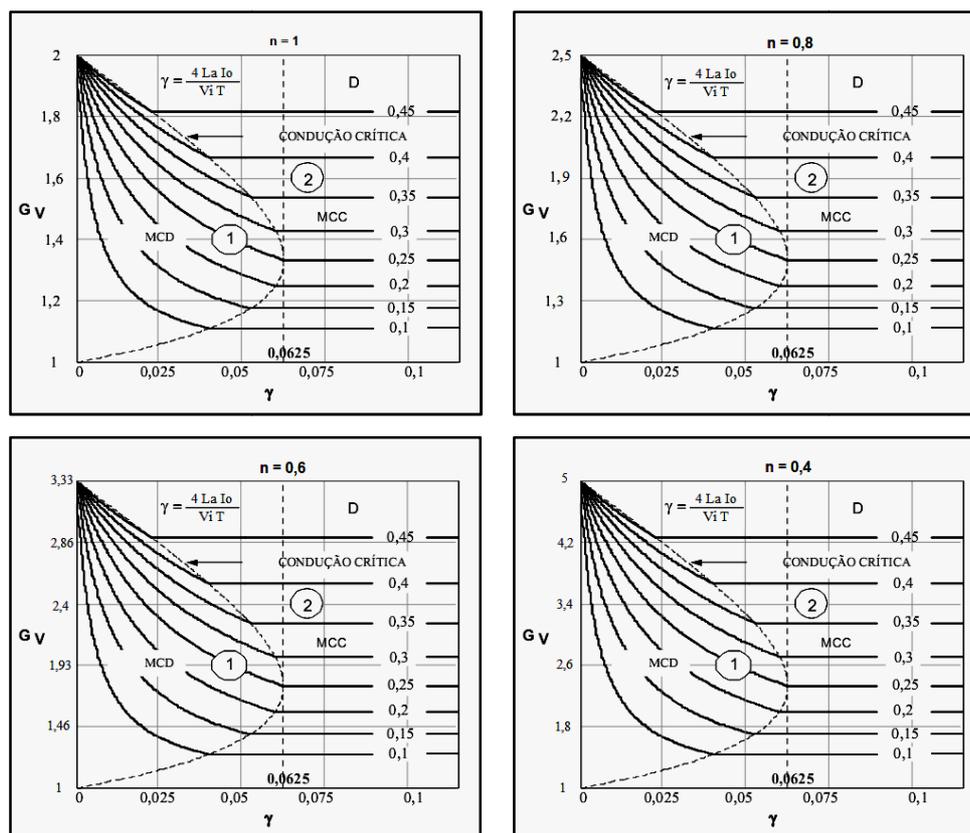


Figura 3.14 - Característica da carga para  $D < 0,5$ .

### 3.6 Considerações Finais

Nesse capítulo foram realizadas análises qualitativas e quantitativas do conversor proposto operando com razão cíclica menor  $D < 0,5$ .

Da análise teórica realizada para o conversor pode-se listar as seguintes considerações:

- O número de componentes deste conversor é maior que o número de componentes do conversor *Push–Pull* alimentado em corrente clássica;
- É preciso um enrolamento auxiliar acoplado ao indutor  $L_B$  para transferir sua energia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  abrem simultaneamente;
- Na característica de saída, observa-se que a região de operação para o modo de condução contínua é maior, quando comparada à região do mesmo modo do conversor *Push–Pull* alimentado em corrente clássica;
- A frequência nos elementos armazenadores de energia é o dobro da frequência de comutação dos interruptores.

Foram mostradas também as principais formas de onda deste conversor para os modos de conduções, contínua e descontínua.

As curvas os ganhos estáticos para modo de condução contínua e modo de condução descontínua, assim como características externas, são apresentadas para quatro valores diferentes de relação de transformação.

## CAPÍTULO - 4

### Dimensionamento do Conversor

#### 4.1 Introdução

Neste capítulo um exemplo de projeto para o conversor proposto é apresentado. Os esforços de cada componente são calculados baseados nas equações desenvolvidas no capítulo dois, visando a sua utilização para o projeto de um conversor que eleve a tensão de um banco de baterias de 48 Volts, para um barramento de 400 Volts, para alimentar um inversor.

#### 4.2 Especificações do Conversor

O projeto é realizado para a operação do conversor em modo de condução contínua e razão cíclica maior que  $D > 0,5$ . A seguir são indicadas as especificações e as considerações de projeto.

##### ◆ Especificações do Projeto

$P_o = 2 \text{ kW}$	Potência de saída.
$V_{Imin} = 42 \text{ V}$	Tensão mínima da entrada.
$V_{Imax} = 56 \text{ V}$	Tensão de entrada máxima.
$V_I = 48 \text{ V}$	Tensão de entrada nominal.
$V_O = 400 \text{ V}$	Tensão de saída.

##### ◆ Considerações do Projeto

$f_{sw} = 40 \text{ kHz}$	Frequência de comutação dos interruptores.
$\Delta I_L = 30\% \cdot I_{Bmed}$	Ondulação de corrente no indutor $L_B$ .
$\Delta V_C = 7,5\% \cdot V_C$	Ondulação de tensão sobre C.
$D_{max} = 0,7$	Razão cíclica máxima

### 4.3 Dimensionamento do Conversor Proposto

A seguir são dimensionados todos os componentes do conversor operando em modo de condução contínua e razão cíclica maior que  $D > 0,5$ .

#### 4.3.1 Dimensionamento do Indutor

##### A. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

A indutância é determinada a partir da equação (2.23):

$$L_B = \frac{48 \times (2 \times 0,7 - 1)}{2 \times 40000 \times 0,3 \times 41,67} = 20 \mu H$$

A corrente eficaz é determinada pela equação (2.24):

$$I_{efL} = \frac{2000}{48} = 41,67 A$$

Corrente de pico é determinada pela equação (2.25).

$$I_{pL_B} = 41,67 + \frac{48}{20 \times 10^{-6} \times 4 \times 10^4} \frac{(2 \times 0,7 - 1)}{4} = 47,67 A$$

Tensão máxima sobre o indutor é igual à tensão máxima na entrada.

$$V_{L_{máx}} = V_{I_{máx}} = 56 V$$

##### B. Projeto Físico do Indutor

- Escolha do Núcleo

Em [11] tem o projeto físico do indutor, onde é definida a equação do produto das áreas de  $A_W \cdot A_E$  para o núcleo do tipo EE:

Sendo.

$$B_{máx} = 0,3 [T]; k_t = 0,71; k_u = 0,4 \text{ e } k_p = 0,5.$$

Tem-se.

$$A_W A_E = \frac{V_i \times D \times I_{efL}}{B_{max} \times J_{max} \times K_p \times K_u \times K_t \times 2 \times f_s} 10^4 \quad (4.1)$$

$$A_W A_E = \frac{48 \times 0,7 \times 41,67}{0,3 \times 450 \times 0,4 \times 0,71 \times 0,5 \times 2 \times 40 \cdot 10^3} 10^4 = 9,13 \text{ cm}^4$$

Então, o núcleo que melhor se adéqua é o núcleo do tipo NEE-65/13 de ferrite de material IP12 da Thornton.

- Cálculo do Número de Espiras do Enrolamento do Indutor  $L_B$

Sendo que para o núcleo NEE-65/13 tem-se que  $A_e = 2,66 \text{ cm}^2$ .

$$N_B = \frac{L_B \times I_p L_B}{B_{máx} \times A_e} 10^4 \quad (4.2)$$

$$N_B = \frac{20 \cdot 10^{-6} \times 47,67}{0,3 \times 2,66} 10^4 = 12 \text{ espiras}$$

- Número de Espiras do Enrolamento Auxiliar  $L_A$

Fazendo  $a = 0,4$ , onde “a” é a relação de transformação do enrolamento do indutor e do seu enrolamento auxiliar.

$$N_A = \frac{N_B}{a} \quad (4.3)$$

$$N_A = \frac{12}{0,4} \cong 30 \text{ espiras}$$

- Cálculo da Bitola do Condutor do Enrolamento Primário

$$Sp_{total} = \frac{I_{efL}}{J_{máx}} \quad (4.4)$$

$$Sp_{total} = \frac{41,67}{450} = 0,0926 \text{ cm}^2$$

- Cálculo da Profundidade de Penetração da Corrente

Com o cálculo da profundidade de penetração da corrente, pode-se determinar a maior bitola de condutor para que ocorra o aproveitamento total da secção transversal do condutor.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \times f_{sw}}} \quad (4.5)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \times 40 \cdot 10^3}} = 0,0265 \text{ cm}$$

Portanto, o diâmetro de cada condutor deve ser inferior a  $2 \times \Delta = 0,053 \text{ cm}$ , logo é adotado 57 condutores em paralelo da bitola AWG 25.

- Cálculo da Bitola do Condutor Utilizado no Enrolamento Auxiliar

$$S_{S_{total}} = a \frac{I_{efL}}{J_{máx}} \quad (4.6)$$

$$S_{S_{total}} = 0,4 \frac{41,67}{450} = 0,03704 \text{ cm}^2$$

Portanto é adotado 23 condutores em paralelo de bitola AWG 25 para o enrolamento auxiliar.

#### 4.3.2 Dimensionamento do Autotransformador $T_{r1}$

##### A. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

De acordo com a equação (2.29) pode-se determinar o esforço de corrente no autotransformador.

$$I_{efT_{r1}} = \frac{41,67}{2} = 20,83 \text{ A}$$

De acordo com a equação (2.26) é possível determinar a tensão máxima sobre o autotransformador.

$$V_{MT_{r1}} = \frac{0,4 \times 400}{2} = 80 \text{ V}$$

##### B. Projeto Físico do Autotransformador

- Escolha do Núcleo

Em [11] apresenta o projeto físico do indutor, na qual define a equação do produto das áreas  $A_w \cdot A_E$ , usando os parâmetros a seguir:

$$K_t = 0,71, K_u = 0,4 \text{ e } K_p = 0,5.$$

O autotransformador processa somente a metade da potência total do conversor.

$$A_W A_E = \frac{\frac{P_o}{2}}{B_{m\acute{a}x} \times J_{m\acute{a}x} \times K_t \times K_p \times K_u \times 2 \times f_{sw}} 10^4 \quad (4.7)$$

$$A_W A_E = \frac{\frac{2000}{2}}{0,3 \times 450 \times 0,71 \times 0,5 \times 0,4 \times 2 \times 40 \cdot 10^3} 10^4 = 6,52 \text{ cm}^4$$

Então o núcleo que melhor se adéqua é o NEE-55/21 de ferríte de material IP12 da Thornton.

- Cálculo do Número de Espiras do Enrolamento do Autotransformador

O número de espiras do autotransformador é definido pela expressão (4.16).

$$N_{T1} = \frac{n \frac{V_o}{2}}{4 \times B_{m\acute{a}x} \times A_e \times f_{sw}} 10^4 \quad (4.8)$$

$$N_{T1} = \frac{0,4 \frac{400}{2}}{4 \times 0,3 \times 3,54 \times 40 \cdot 10^3} 10^4 \cong 5 \text{ espiras}$$

- Cálculo da Bitola do Condutor do Enrolamento Primário

$$Sp_{total} = \frac{I_{efT_{r1}}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (4.9)$$

$$Sp_{total} = \frac{20,835}{450} = 0,0463 \text{ cm}^2$$

- Cálculo da Profundidade de Penetração da Corrente

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \times f_{sw}}} \quad (4.10)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \times 40 \cdot 10^3}} = 0,0265 \text{ cm}$$

Portanto, é adotado 23 condutores em paralelo de bitola AWG 24.

### 4.3.3 Dimensionamento do Transformador Isolador $T_{r2}$

#### A. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

De acordo com a equação (2.34) são determinados os esforços de corrente através do enrolamento primário do transformador isolador.

$$I_{efN_1} = 41,67 \sqrt{\frac{1 - 0,7}{2}} = 16,14A$$

De acordo com a equação (2.31) é determinada a tensão máxima sobre o enrolamento primário do transformador isolador:

$$V_{M_{N_1}} = 0,4 \times 400 = 160V$$

De acordo com a equação (2.36) é determinado o esforço de corrente através do enrolamento secundário do transformador isolador.

$$I_{efN_2} = 0,4 \times 41,67 \times \sqrt{\frac{1 - 0,7}{2}} = 6,45A$$

De acordo com a equação (2.32) é determinada a tensão máxima sobre o enrolamento secundário do transformador isolador.

$$V_{M_{N_2}} = 400V$$

### B. Projeto Físico do Transformador Isolador

- Escolha do Núcleo

$$A_W A_E = \frac{1,2 \times P_o}{B_{max} \times J_{max} \times K_u \times K_p \times K_t \times f_s} \sqrt{\frac{1 - D}{2}} 10^4 \quad (4.11)$$

$$A_W A_E = \frac{1,2 \times 2 \cdot 10^3}{0,15 \times 450 \times 0,4 \times 0,71 \times 0,5 \times 40 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{1 - 0,7}{2}} 10^4 \cong 24,24 \text{ cm}^4$$

Então o núcleo que melhor se adéqua é o NEE-65/39 de ferríte da Thornton.

- Cálculo do Número de Espiras do Enrolamento do Transformador  $T_{r2}$

O número de espiras do enrolamento primário do transformador é definido pela expressão (4.24).

$$N_p = \frac{(1 - D)n \times V_o}{B_{max} \times A_e \times f_s} 10^4 \quad (4.12)$$

$$N_p = \frac{(1 - 0,7)0,4 \times 400}{5,32 \times 0,15 \times 40 \cdot 10^3} 10^4 \cong 15 \text{ espiras}$$

O número de espiras do enrolamento secundário do transformador é definido pela expressão (4.25).

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (4.13)$$

$$N_s = \frac{15}{0,4} \cong 38 \text{ espiras}$$

$$Sp_{total} = \frac{I_{ef}N_1}{J_{máx}} \quad (4.14)$$

$$Sp_{total} = \frac{16,14}{450} \cong 0,036 \text{ cm}^2$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw}}} \quad (4.15)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{40 \cdot 10^3}} = 0,0375 \text{ cm}^2$$

$$Ss_{total} = \frac{I_{ef}N_2}{J_{máx}} \quad (4.16)$$

$$Ss_{total} = \frac{6,456}{450} \cong 0,01435 \text{ cm}$$

Portanto são adotados 14 condutores em paralelo de bitola AWG 23 para o enrolamento primário e são adotados 6 condutores em paralelo de bitola AWG 23, para o enrolamento secundário.

#### 4.3.4 Dimensionamento dos Interruptores S1 e S2

##### A. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

De acordo com a equação (2.44) é determinado o esforço de corrente através dos interruptores S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub>.

$$I_{efs} = \frac{41,67}{2} \sqrt{3 - (2 \times 0,7)} = 26,35A$$

De acordo com a equação (2.39) é determinada a tensão máxima sobre os interruptores S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub>.

$$V_{m\acute{a}x_S} = 0,4 \times 400 = 160 V$$

#### 4.3.5 Dimensionamento dos Diodos Retificadores D1-D4

##### A. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

De acordo com as equações (2.47) e (2.48) são determinados os esforços de corrente através dos diodos D<sub>1</sub>-D<sub>4</sub>.

$$I_{med_D} = 0,4 \frac{41,67}{2} (1 - 0,7) = 2,5A$$

$$I_{ef_D} = 0,4 \frac{41,67}{2} \sqrt{1 - 0,7} = 4,56A$$

De acordo com a equação (2.46) é determinada a tensão máxima sobre os diodos D<sub>1</sub> - D<sub>4</sub>.

$$V_{M_D} = 400V$$

#### 4.3.6 Dimensionamento do Capacitor Filtro de Saída C

##### A. Determinação da Capacitância

De acordo com a equação descrita em [23] é determinada a capacitância do filtro da saída do conversor, para o caso da carga ser um inversor (carga não linear). Para o dimensionamento o tempo de manutenção (*hold-up time*) de 8,33ms que representa meio período da rede elétrica.

$$C \geq \frac{2P_o \Delta_t}{V_o^2 - V_{o_{min}}^2} \quad (4.17)$$

$$C \geq \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 8,33 \cdot 10^{-3}}{400^2 - 370^2} = 1,38mF$$

##### B. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

A partir da equação (2.51) é determinada a equação da tensão máxima sobre o capacitor filtro da saída.

$$V_C = 400V$$

### C. Especificação do Capacitor Filtro

Portanto são escolhidos três capacitores eletrolítico da Epcos de 560 $\mu$ F, com tensão máxima de 450V, modelo B43524K5667M0.

#### 4.3.7 Dimensionamento do Capacitor de Bloqueio $C_b$

##### A. Determinação da Capacitância

$$C_b \geq \frac{N_p}{N_s} \frac{I_o}{2f_s \Delta V_c} \quad (4.18)$$

$$C_b \geq 0,4 \frac{5}{2 \times 40 \cdot 10^3 \times 0,04 \times 48} = 13\mu F$$

##### B. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

O esforço de tensão é determinado pela variação de tensão sobre o capacitor.

$$\Delta V_c = 0,04 \times V_I \quad (4.19)$$

$$\Delta V_c = 0,04 \times 48 = 1,92V$$

Como o capacitor fica ligado em série com o enrolamento primário do transformador, a corrente que atravessa o enrolamento primário é a mesma do capacitor de bloqueio.

$$I_{Cb} = I_{efT_1} = 16,14A$$

##### C. Especificação do Capacitor de Bloqueio

Para esta aplicação foi adotado um capacitor de polipropileno da Epcos B32676.

##### D. Determinação do Resistor de Amortecimento do Capacitor de Bloqueio

A partir da ondulação da tensão sobre o capacitor e pela potência a ser dissipada pelo resistor é determinado o valor da sua resistência.

$$R_{Cb} = \frac{\Delta V_c^2}{P_d} \quad (4.20)$$

$$R_{Cb} = \frac{1,92^2}{2} = 1,84\Omega$$

#### 4.3.8 Dimensionamento do Diodo $D_{aux}$

##### A. Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão

De acordo com a equação (3.45) é determinado os esforços de corrente através do diodo auxiliar  $D_{aux}$ .

$$I_{m D_{aux}} = 0,4 \times 41,67 \times (1 - 0,7) = 5,01A$$

De acordo com a equação (3.46) é possível determinar a tensão máxima sobre o diodo auxiliar  $D_{aux}$ .

$$V_{máx D_{aux}} = 800V$$

Foi adotado um diodo do tipo ultra-rápido UF 5408 de 3A/1000V.

#### 4.3.9 Dimensionamento dos *Snubbers* dos Interruptores.

O *snubber* utilizado para a proteção dos interruptores para esse conversor é o *snubber* do tipo semi-regenerativo, o qual devolve parte da energia absorvida pelo capacitor  $C_s$  de volta para a fonte  $V_i$ , os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  são diretamente polarizados quando a tensão sobre os interruptores é maior que a tensão sobre o capacitor  $C_s$ . No momento em que os diodos estão inversamente polarizados parte da energia armazenada no capacitor é transferida para a fonte de tensão  $V_i$  pelo resistor  $R_s$ . O *snubber* descrito acima é mostrado na figura 4.1.

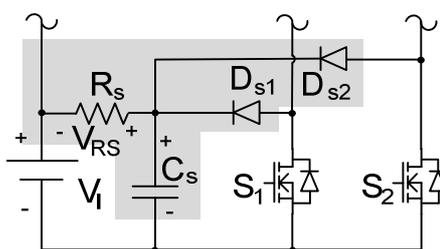


Figura 4.1 - *Snubber* semi-regenerativo.

##### A. Determinação do Capacitor e do Resistor do *Snubber*

Para este circuito é adotado um capacitor de 100nF de 400V de polipropileno.

Para determinar o valor da resistência do *snubber* é necessário conhecer a tensão sobre o resistor. Assim,

$$R_s = \frac{V_{RS}^2}{P_s} \quad (4.21)$$

Adotando  $P_s = 5 \text{ W}$ , e tensão máximo de grampeamento de  $176\text{V}$ , temos:

$$R_s = \frac{(176 - 48)^2}{5} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

A tabela a seguir apresenta a lista dos componentes do conversor com seus valores comerciais.

Tabela 4.2 Características dos componentes do conversor em estudo.

Elemento	Características	
Indutor <i>Boost</i>	Indutância	20 [ $\mu\text{H}$ ]
	Núcleo	NEE-65/13
	Número de espiras	Primário 12
		Secundário 30
Número de condutores em paralelo	Primário 57 fios 25 AWG	
	Secundário 23 fios 25 AWG	
Autotransformador	Núcleo	NEE-55/21
	Número de espiras	Primário 5
		Secundário 5
	Número de condutores em paralelo	Primário 23 fios 24 AWG
Secundário 24 fios 24 AWG		
Transformador Isolador	Núcleo	NEE-65/39
	Número de espiras	Primário 15
		Secundário 28
	Número de condutores em paralelo	Primário 14 fios 23 AWG
Secundário 6 fios 23 AWG		
Interruptores S1 e S2	Tipo	Mosfet
	Modelo	IRFP 90N20D
	Tensão máxima	200 [V]
	Corrente eficaz	92 [A]
Diodos Retificadores D1, D2, D3 e D4	Tipo	Ultra-rápido
	Modelo	HFA15TB60
	Tensão reversa	600 [V]
	Corrente média	15 [A]
Capacitor filtro C	Modelo	B43524K5667M0
	Tensão máxima	450 [V]
	Capacitância	3x 560 [ $\mu\text{F}$ ]
	R se	0,167 [ $\text{m}\Omega$ ]
Capacitor de Bloqueio Cb	Modelo	B32676
	Capacitância	20 [ $\mu\text{F}$ ]
	R se	-
Resistor de	Tipo	Potência

amortecimento	Resistência	100 [ $\Omega$ ]
	Potência	5 [W]
Diodo auxiliar $D_{aux}$	Tipo	Ultra-rápido
	Modelo	UF 5408
	Tensão reversa	1000 [V]
	Corrente média	3 [A]
Diodos Snubbers	Modelo	UF-5408
	Tensão reversa	1000 [V]
	Corrente média	3 [A]
Resistor Snubber	Tipo	Potência
	Resistência	3,3 [k $\Omega$ ]
	Potência	10 [W]
Capacitor Snubber	Modelo	B32671L
	Capacitância	100 [nF]
	Tensão	400 [V]

#### 4.4 Resultados de Simulação.

Com os valores dos elementos calculados, é possível, por meio de simulação validar as equações apresentadas nos capítulos anteriores.

A tabela 4.1 apresenta a comparação dos valores calculados com os valores obtidos por simulação das correntes através dos componentes do conversor proposto.

São apresentados na tabela abaixo os valores de corrente eficazes que circulam através do indutor, autotransformador, enrolamento primário do transformador, enrolamento secundário do transformador, interruptor, diodo e capacitor.

Tabela 4.1 Parâmetros calculados e simulados.

Parâmetros	Valor calculado	Valor simulado
$I_{efL}$	41,67A	42,47A
$I_{efTr1}$	20,84A	21,32A
$I_{efP}$	16,14A	16,35A
$I_{efS}$	6,46A	6,5A
$I_{efS_1}$	26,35A	26,87A
$I_{efD_3}$	4,56A	4,64A
$I_{efC}$	3,34A	3,67A

##### 4.4.1 Formas de Onda:

A. Formas de Onda para  $D > 0,5$

Na figura 4.2 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no interruptor mediante simulação e na figura 4.3 são mostradas as mesmas formas de onda colhidas experimentalmente.

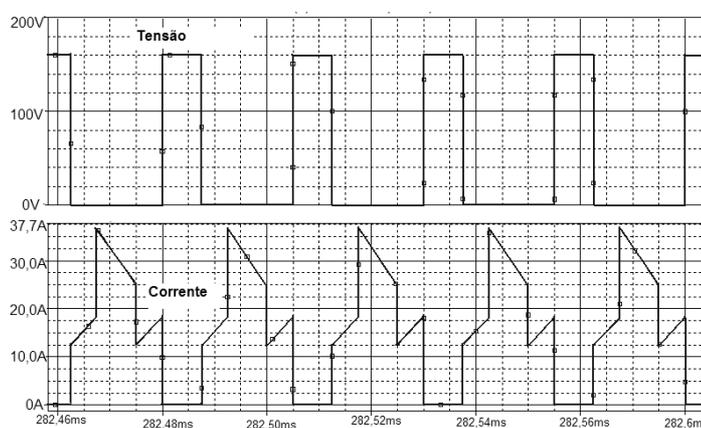


Figura 4.2 - Tensão e corrente simulada no interruptor.

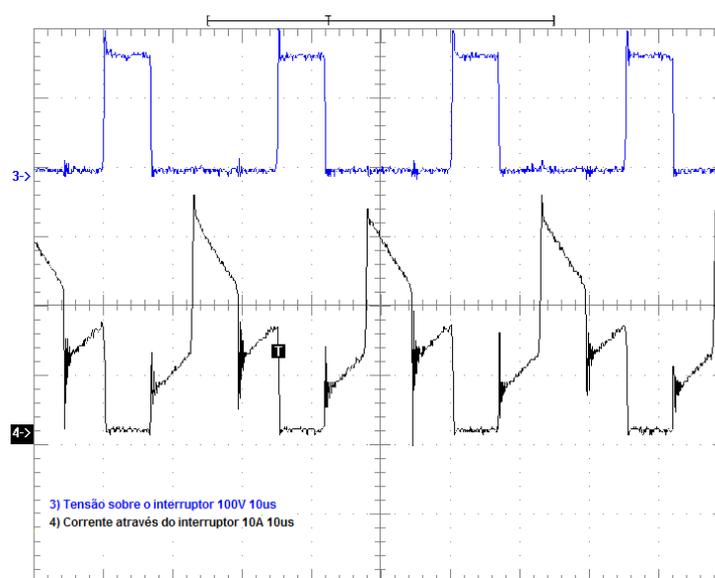


Figura 4.3 - Tensão e corrente experimental no interruptor.

Na figura 4.4 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente no indutor, obtidos através de simulação, o mesmo é comparado com a figura 4.5 onde são mostrados os resultados experimentais.

Na figura 4.5, são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no indutor, nota-se que a frequência de operação é o dobro da frequência de comutação.

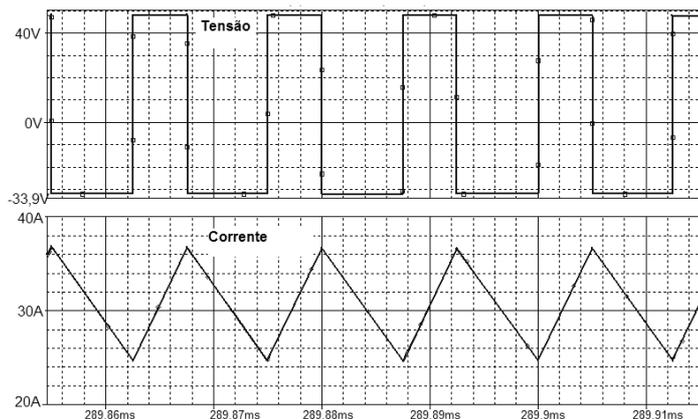


Figura 4.4 - Corrente e tensão simulados no indutor.

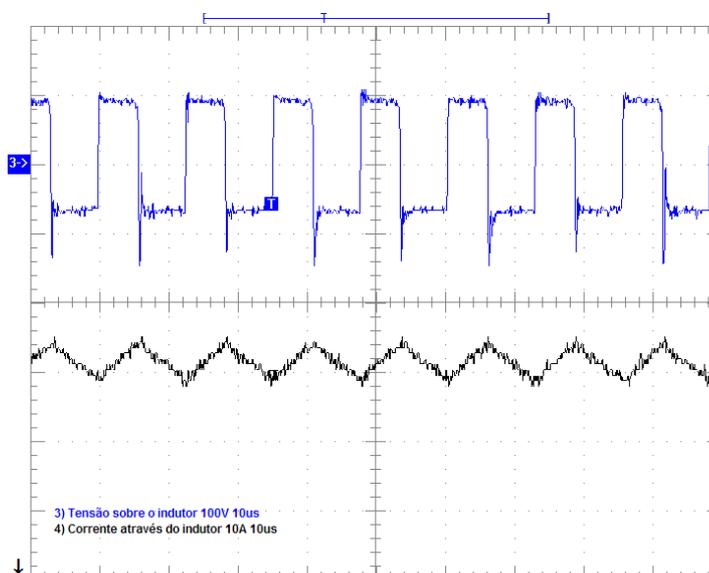
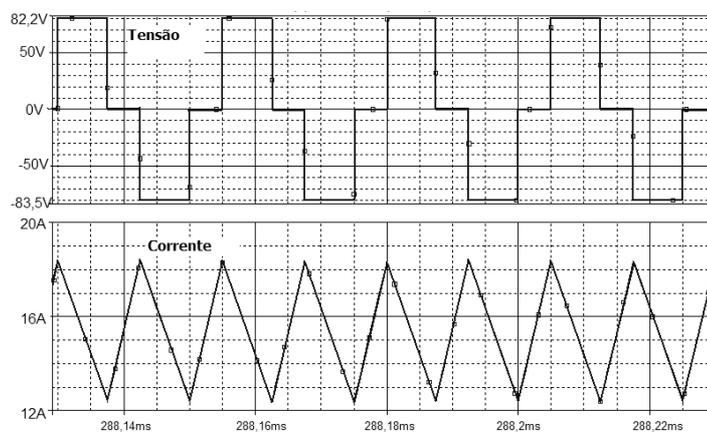


Figura 4.5 Corrente e tensão experimental no indutor.

Na figura 4.6 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no indutor, simulados.



Figuras 4.6 - Corrente e tensão simulados no autotransformador.

Na figura 4.7 pode-se notar que a corrente através do enrolamento do autotransformador apresentam os períodos de transferência de energia diferentes. Isso é causado por uma pequena diferença de razão cíclica entre os sinais de comando dos interruptores.

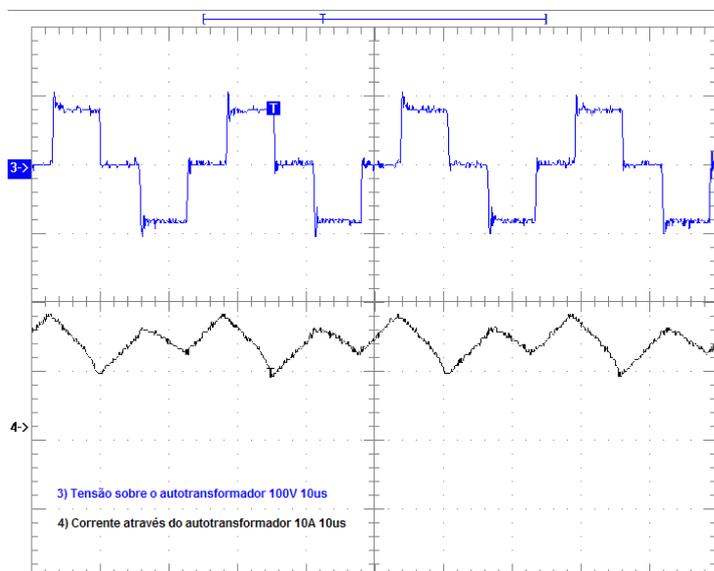


Figura 4.7 - Corrente e tensão experimental no autotransformador.

Na figura 4.8 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador.

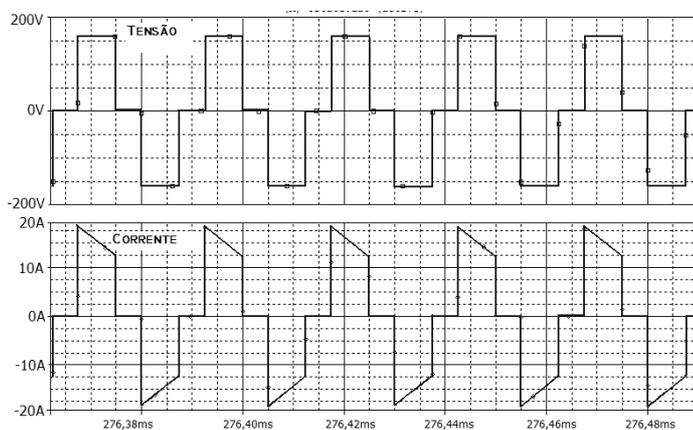


Figura 4.8 - Corrente e tensão simulados no transformador isolador.

A figura 4.9 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente através do enrolamento primário do transformador. Nota-se que na corrente que circula pelo enrolamento primário do transformador apresenta uma deformação nos picos de corrente, onde ocorre transferência de energia para o enrolamento secundário. Essa deformação é causada por um início de saturação do transformador.

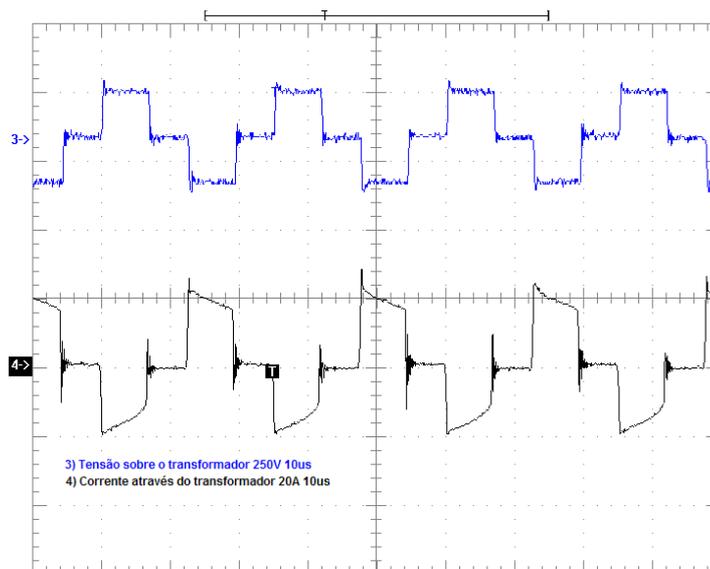


Figura 4.9 - Corrente e tensão experimental no transformador isolador.

A figura 4.10 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no diodo. Nota-se que a frequência de operação dos diodos é igual à frequência de comutação dos interruptores.

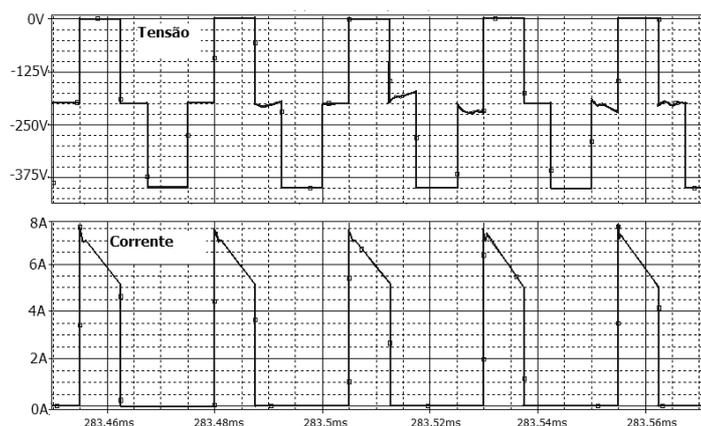


Figura 4.10 - Corrente e tensão simulados no diodo.

A figura 4.11 apresenta as formas de onda obtidas experimentalmente para tensão e corrente no diodo. Nota-se que a tensão submetida nas etapas onde não há transferência de energia, é a metade da tensão de saída e nota-se também que na etapa em que um par de diodos está em estado de condução, a tensão sobre os outros diodos é igual à tensão da saída.

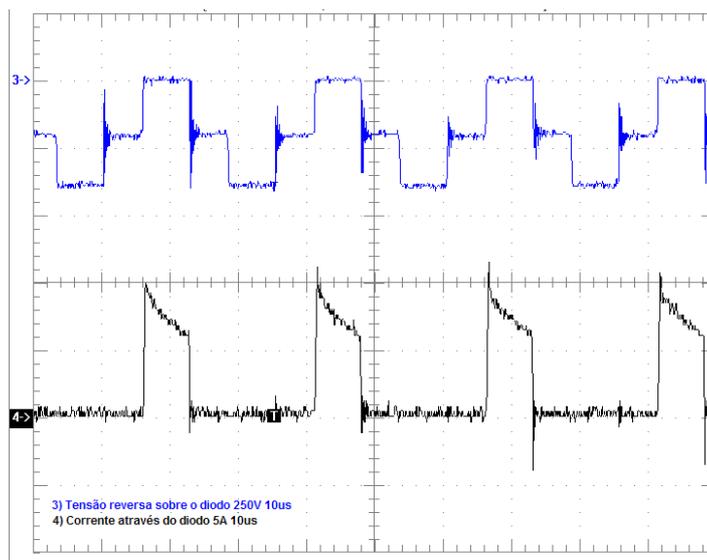


Figura 4.11 - Corrente e tensão real no diodo.

#### 4.5 Curva de Rendimento

A figura 4.12 apresenta a curva de rendimento do conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE, onde o rendimento em plena potência é de 88%. Observando a curva o conversor começou a ter uma queda no rendimento a partir de 1700W.

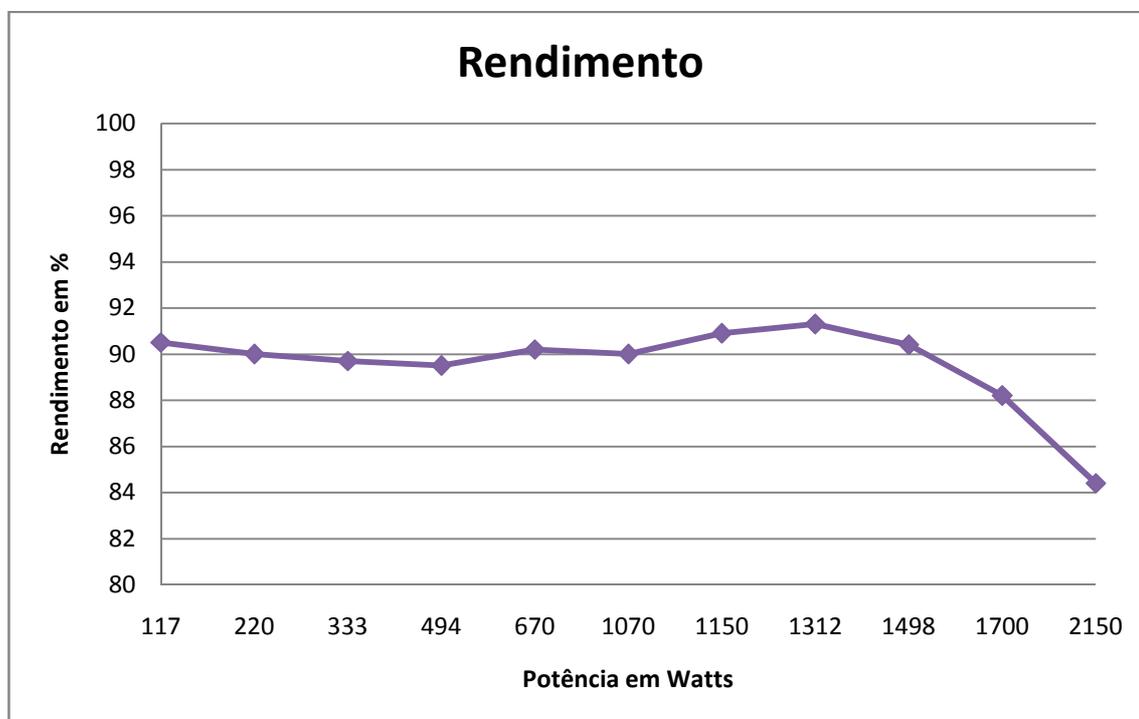


Figura 4.12 – rendimento do conversor proposto.

Para as medições das potências de entrada e saída, foram usados dois watímetros: um Yokogawa trifásico modelo WT130, que tem como principal característica suportar a

corrente máxima de 20A por canal. Nesse watímetro os três canais foram usados para medir a potência da entrada. Por outro lado, para medir a potência de saída, foi usado o watímetro Yokogawa monofásico modelo WT200, conforme visto na figura 4.13.

A fotografia do protótipo testado em laboratório é mostrada na figura 4.14. Nesta fotografia são indicados a posição dos componentes.



Figura 4.13 – Watímetros Yokogawa WT200 e WT130.

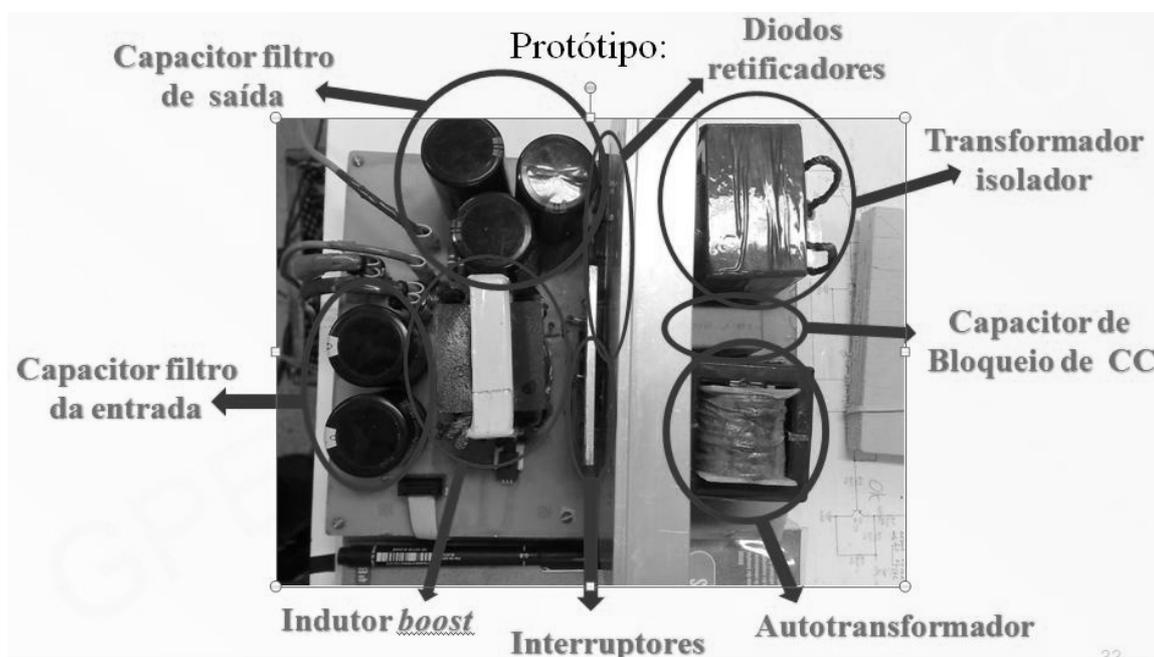


Figura 4.14 Fotografia do conversor proposto.

## **4.6 Considerações Finais**

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia de projeto, os resultados de simulação e os resultados experimentais do protótipo do conversor sob estudo.

A forma de onda da corrente no transformador isolador apresentou uma pequena deformação no pico que caracteriza início de saturação do transformador.

A forma de onda da corrente nos interruptores apresentou uma pequena assimetria na corrente de cada interruptor causado por uma pequena diferença na largura dos sinais de comando.

As principais formas de onda da tensão e das correntes traçadas no estudo teórico foram validadas por meio de resultados de simulação e resultados experimentais.

## CAPÍTULO - 5

### Circuito de Controle

#### 5.1 Introdução.

Para conseguir uma tensão de saída regulada é necessário implementar um circuito de controle, que monitore a tensão de saída, cuja amostra é comparada com a tensão de referência.

O circuito de controle é implementado através do circuito integrado SG3525, que realiza modulação por largura de pulso segundo uma tensão de controle gerada por um compensador proporcional integral.

#### 5.2 Conversor *Push-Pull* Modificado Baseado na CCTE e seu Conversor Equivalente

O conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE é um conversor isolado derivado do conversor *Boost* baseado na CCTE, o qual por sua vez é um conversor derivado do conversor *Boost* clássico.

##### 5.2.1 Conversor Original

O conversor original é mostrado na figura 5.1. O conversor é composto por uma fonte de tensão  $V_i$ , um indutor  $L_B$ , o autotransformador  $Tr_1$ , os interruptores controlados  $S_1$  e  $S_2$ , o transformador isolador  $Tr_2$ , os diodos retificadores  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ , o capacitor que compõe o filtro da saída  $C$ , resistor série equivalente do capacitor  $R_{SE}$  e o resistor  $R_o$ , representando a carga.

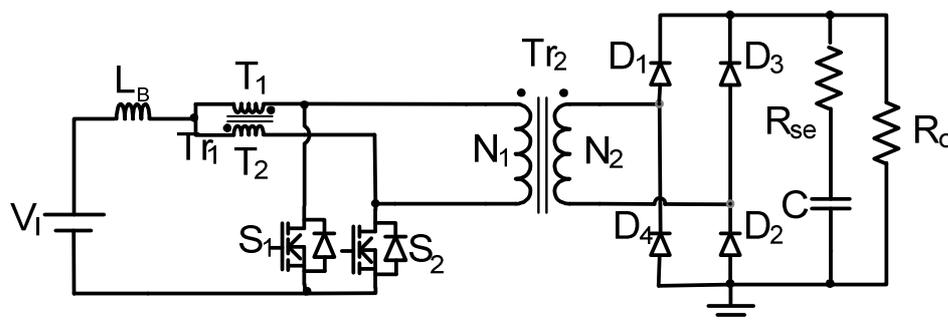


Figura 5.1 - Conversor proposto e simbologia aplicada à modelagem.

Para controlar o fluxo de potência da entrada para a saída é aplicada uma modulação do tipo PWM com sobreposição dos pulsos nos interruptores. Portanto, a razão cíclica deve ser maior que 50%, conforme observado na figura 5.2, onde são apresentados os sinais PWM do conversor original e do conversor equivalente. De acordo com o capítulo 2, o momento em que há a sobreposição dos sinais de comando o indutor  $L_B$  armazena energia, logo que um dos interruptores deixa de conduzir, a energia armazenada no indutor é transferida para a carga e para o capacitor filtro de saída  $C$ .

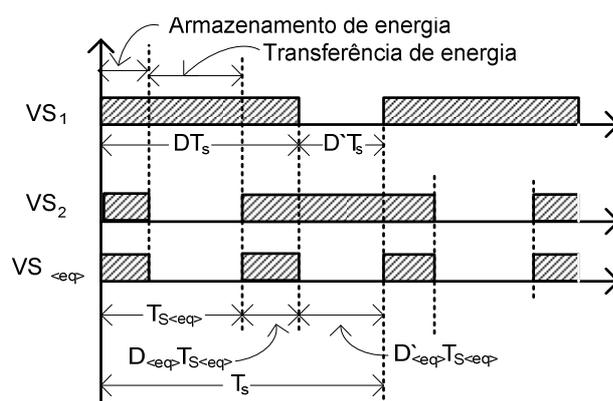


Figura 5.2 - Modulação PWM do conversor original e equivalente.

### 5.2.2 Conversor Equivalente

Para facilitar o estudo e a modelagem do conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE apresentado na figura 5.2, todos os componentes são levados para o circuito equivalente *Boost* de três estados, visto na figura 5.3. Posteriormente é levado o circuito equivalente do *Boost* com CCTE para o *Boost* clássico como é mostrado na figura 5.4.

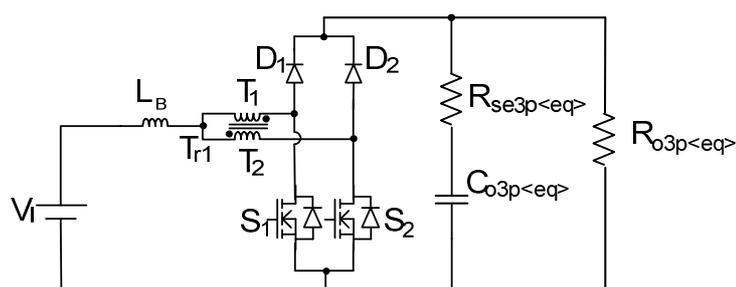


Figura 5.3 - Conversor *Boost* com CCTE equivalente referenciado ao lado primário do transformador  $T_{r2}$ .

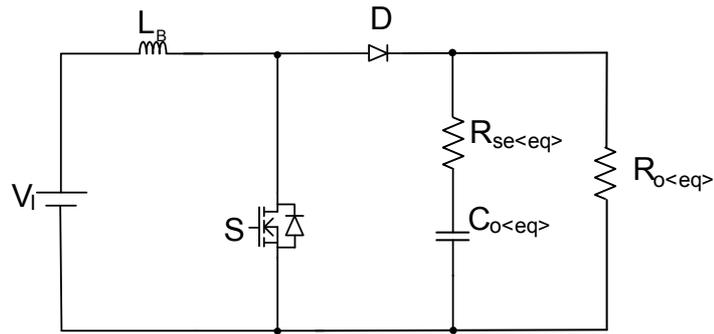


Figura 5.4 - Conversor *Boost* clássico equivalente referenciado ao lado primário do transformador  $T_{r2}$ .

### 5.2.3 Modelagem Simplificada do Conversor

Para este conversor é utilizado o método de modelagem proposto por Vorpérian em [24]. O modelo da chave PWM de pequenos sinais é incorporado ao conversor equivalente como mostrado na figura 5.5.

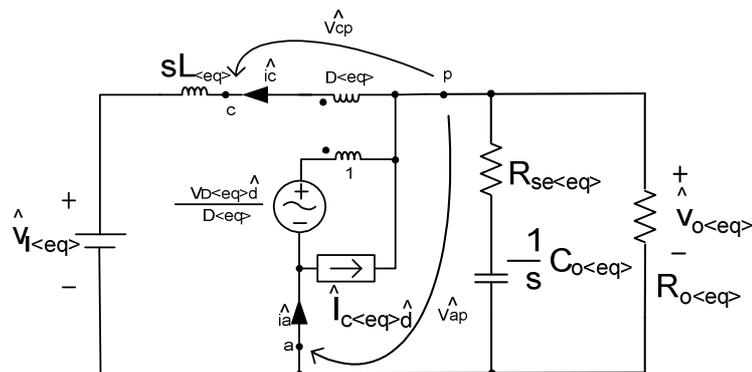


Figura 5.5 - Circuito de pequenos sinais do conversor equivalente.

As funções de transferência (5.1) e (5.2) são fundamentais para implementar o controle por modo corrente média, o qual é recomendado para o caso de conversores *Boost* ou conversores derivados do conversor *Boost* operando em modo de condução contínua, no qual se utiliza a relação da corrente no indutor pela razão cíclica e a tensão de saída pela corrente no indutor.

$$G_i(s) = \frac{\hat{v}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{i(eq)}}{D'_{(eq)}} \frac{(A + sB)}{C + sD + s^2E} \quad (5.1)$$

Onde:

$$A = 1 + \frac{R_{o(eq)} D'_{(eq)}}{R_{o(eq)} D'_{(eq)} + R_{se(eq)}}$$

$$\begin{aligned}
B &= (R_{o\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle})C_{o\langle eq \rangle} \\
C &= \frac{R_{o\langle eq \rangle}D'_{\langle eq \rangle}(R_{o\langle eq \rangle}D'_{\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle})}{R_{o\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle}} \\
D &= L_{l\langle eq \rangle} + R_{o\langle eq \rangle}R_{se\langle eq \rangle}C_{o\langle eq \rangle}D'_{\langle eq \rangle} \\
E &= L_{l\langle eq \rangle}C_{o\langle eq \rangle}(R_{o\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle}) \\
Z(s) = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{i}_L} &= \frac{(R_{o\langle eq \rangle}^2 D'_{\langle eq \rangle}{}^2 - L_{l\langle eq \rangle}(R_{o\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle})s)(1 + C_{o\langle eq \rangle}R_{se\langle eq \rangle}s)}{R_{o\langle eq \rangle}D'_{\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle}} \\
&\quad \left( 1 + \frac{R_{o\langle eq \rangle}D'_{\langle eq \rangle}}{R_{o\langle eq \rangle}D'_{\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle}} + sC_{o\langle eq \rangle}(R_{o\langle eq \rangle} + R_{se\langle eq \rangle}) \right) \tag{5.2}
\end{aligned}$$

### 5.3 Verificação da Função de Transferência

Foi adotado para a validação das funções de transferência o conversor projetado no capítulo quatro e suas especificações na tabela 4.2.

Para validar a função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica, apresentada na equação (5.1), devem-se referenciar para o lado primário do transformador isolador os valores do capacitor, da sua resistência série equivalente e do resistor que representa a carga, como apresentado na figura 5.3.

A partir do conversor *Boost* com CCTE é possível chegar ao conversor *Boost* clássico, como mostrado na figura 5.4.

#### 5.3.1.1 Equacionamento do Circuito Equivalente

São apresentadas a seguir as equações necessárias para determinar o circuito *Boost* clássico equivalente, referenciado ao primário do conversor *Push-Pull* proposto.

$$V_{o3p\langle eq \rangle} = V_o \times n \tag{5.3}$$

$$V_{o3p\langle eq \rangle} = 400 \times 0,4 = 160V$$

$$C_{o3p\langle eq \rangle} = \frac{C_o}{n^2} \tag{5.4}$$

$$C_{o3p(eq)} = \frac{1,385 \times 10^{-3}}{0,4^2} = 8,658 \times 10^{-3} F$$

$$R_{o3p(eq)} = R_o \times n^2 \quad (5.5)$$

$$R_{o3p(eq)} = 80 \times 0,4^2 = 12,8 \Omega$$

$$R_{se3p(eq)} = R_{se} \times n^2 \quad (5.6)$$

$$R_{se3p(eq)} = 0,093 \times 0,4^2 = 14,88 \times 10^{-3} \Omega$$

A partir do conversor *Boost* proposto é determinado o circuito *Boost* clássico equivalente.

De acordo com a figura 5.2 é determinada a frequência de comutação do conversor equivalente, a qual é o dobro da frequência original, e a razão cíclica equivalente é  $(2D - 1)$ .

$$f_{sw(eq)} = 2f_{sw} \quad (5.7)$$

$$f_{sw(eq)} = 2 \times 40 \cdot 10^3 = 80 \text{kHz}$$

$$D_{(eq)} = (2D - 1) \quad (5.8)$$

$$D_{(eq)} = (2 \times 0,7 - 1) = 0,4$$

$$V_{o(eq)} = \frac{V_i}{1 - D_{(eq)}} \quad (5.9)$$

$$V_{o(eq)} = \frac{48}{0,6} = 80V$$

Com a relação entre a tensão do conversor *Boost* com célula de três estado e a tensão do conversor *Boost* clássico, é determinada a relação das tensões  $r_v$ .

$$r_v = \frac{V_{o3p(eq)}}{V_{o(eq)}} \quad (5.10)$$

$$r_v = \frac{160}{80} = 2$$

$$C_{o(eq)} = C_{o3p(eq)} \times r_v^2 \quad (5.11)$$

$$C_{o(eq)} = 8,658 \times 10^{-3} \times 2^2 = 34,632 \times 10^{-3} F$$

$$R_{o(eq)} = \frac{R_{o3p(eq)}}{r_v^2} \quad (5.12)$$

$$R_{o(eq)} = \frac{12,8}{2^2} = 3,2 \Omega$$

$$R_{se(eq)} = \frac{14,88 \times 10^{-3}}{2^2} = 3,72 \times 10^{-3} \Omega$$

Com o circuito *Boost* clássico equivalente projetado, o próximo passo é criar o gráfico da função de transferência da planta. Com a utilização do *software PSIM* foram feitas simulações em malha aberta do conversor original e do conversor equivalente, gerando uma pequena perturbação na razão cíclica, em torno de 1% do valor em regime permanente. A frequência da fonte de perturbação senoidal varia de 20Hz à 15kHz, obtendo as amostras nos pontos mais críticos. Para cada frequência simulada foi coletada a amplitude média da corrente do indutor correspondente a frequência da perturbação, o defasamento entre a forma de onda da corrente do indutor e a forma de onda da perturbação, conforme apresentado nas tabelas 5.1 e 5.2.

Tabela 5.1 – Valores coletados para o conversor original.

<b>Push pull modificado baseado na CCTE</b>							
Frequência [Hz]	$\hat{d}^*$	$\hat{i}_L^*$			$\hat{v}_o^*$		
		Módulo [mA]	[dB]	[graus]	Módulo [mV]	[dB]	[graus]
40	0,004	17,96	73,04	82,51	6,04	4,52	-82,66
60	0,004	32,38	78,16	84,02	7,33	1,07	-87,26
80	0,004	60,61	83,61	75,17	10,75	-1,04	-83,52
100	0,004	91,47	87,18	3,60	13,66	-2,54	-82,44
110	0,004	89,94	87,04	-21,19	17,39	-0,29	-74,45
120	0,004	85,97	86,65	-36,72	9,67	-5,00	-78,62
150	0,004	73,35	85,27	-70,74	10,45	-2,95	-68,58
200	0,004	37,88	79,53	-83,52	2,55	-9,45	-73,44
300	0,004	19,53	73,77	-88,99	0,94	-12,34	-72,36
500	0,004	10,37	68,27	-87,66	0,35	-15,55	-61,56
1000	0,004	5,25	62,36	-91,44	0,12	-18,91	-37,08
5000	0,004	3,63	59,16	-90,51	0,02	-19,98	-35,56

(\*) As leituras são de pico a pico

A tabela 5.1 apresenta a resposta da amplitude e da fase, no indutor e na tensão de saída gerados para uma perturbação mínima na razão cíclica.

A tabela 5.2 apresenta a resposta da amplitude e da fase, no indutor e na tensão de saída gerados por uma perturbação mínima na razão cíclica, para o conversor equivalente, referenciado ao lado primário.

Tabela 5.2 - Conversor equivalente referenciado ao lado primário.

<b>Conversor Boost equivalente referenciado ao lado primário</b>							
Frequência [Hz]	$\hat{d}^*$	$\hat{i}_L^*$			$\hat{v}_o^*$		
		Módulo [A]	[dB]	[graus]	Módulo [V]	[dB]	[graus]
40	0,004	8,90	66,95	80,78	0,62	-23,14	-81,65
60	0,004	15,78	71,92	81,22	0,73	-26,70	-89,42
80	0,004	29,37	77,32	75,46	1,02	-29,19	-82,94
100	0,004	69,47	84,79	57,24	1,91	-31,22	-81,36
110	0,004	78,17	85,82	1,58	2,00	-31,84	-76,03
120	0,004	75,49	85,52	-32,75	1,77	-32,60	-79,06
150	0,004	40,03	80,01	-75,60	0,74	-34,66	-76,14
200	0,004	19,81	73,90	-83,52	0,27	-37,31	-72,72
300	0,004	10,78	68,61	-87,26	0,10	-40,65	-71,17
500	0,004	6,28	63,92	-91,98	0,04	-43,92	-66,24
1000	0,004	3,38	58,54	-93,24	0,02	-44,56	-44,64
5000	0,004	2,25	53,24	-92,74	0,02	-50,56	-37,41

(\*) As leituras são de pico a pico da onda

Com todos esses pontos coletados é possível traçar o diagrama de Bode do modelo matemático e plotar os pontos dos conversores simulados. Na figura 5.6 é apresentado o módulo da função de transferência  $G_i(s)$ , enquanto que na figura 5.7 é apresentada a fase do diagrama de bode.

A linha sem detalhes representa o modelo matemático, a linha marcada com losangos representa o conversor *Boost* clássico equivalente ao conversor proposto e finalmente a linha marcada com círculos representa o conversor proposto.

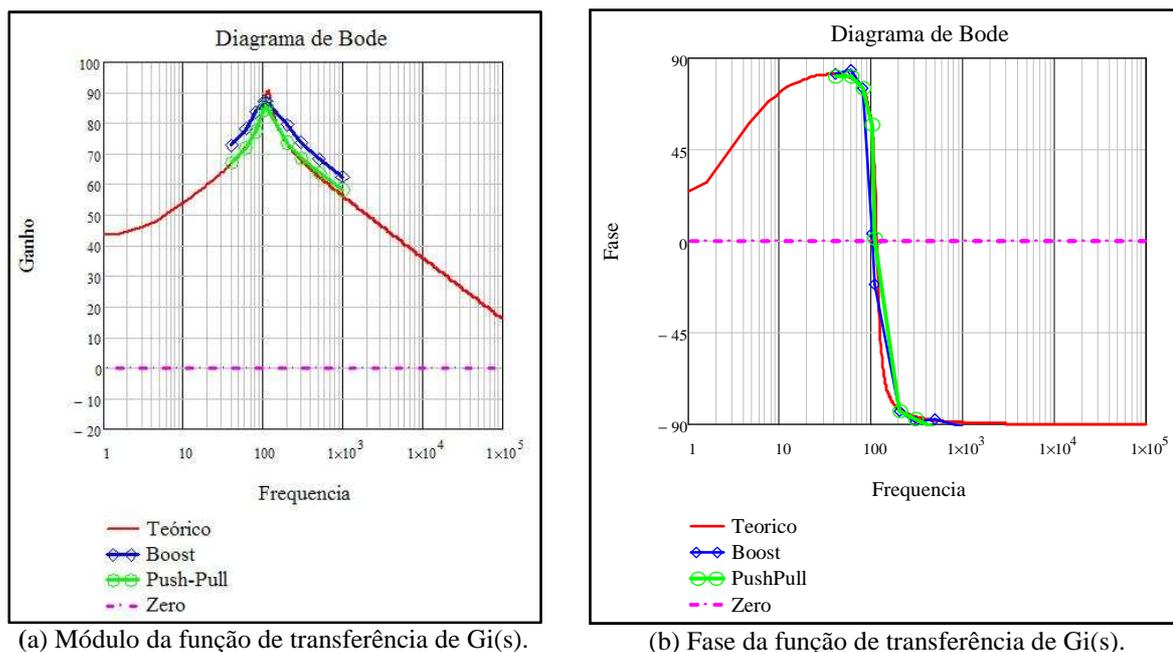


Figura 5.6 – Diagrama de Bode da FT de  $G_i(s)$ .

### 5.3.2 Função de Transferência Tensão da Saída/Corrente no Indutor

Para validar a função de transferência da tensão de saída pela corrente no indutor, deve-se referenciar para o lado secundário do transformador isolador o indutor  $L_B$  e a fonte de tensão. Fazendo assim o conversor *Boost* de três estados equivalente do conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE, conforme pode ser visto na figura 5.8.

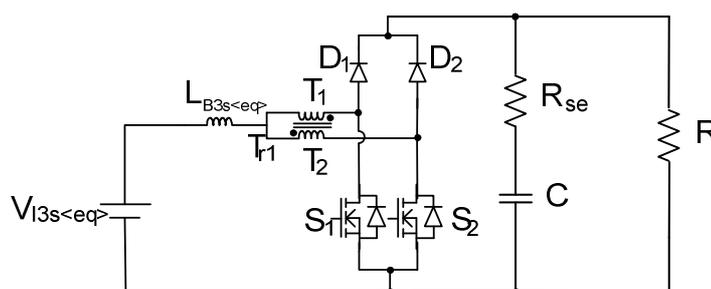


Figura 5.7 - Conversor *Boost* de três estados equivalente referenciado ao lado secundário.

A partir do conversor *Boost* de três estados é possível chegar ao conversor *Boost* clássico equivalente, referenciado para o lado secundário do autotransformador da CCTE, conforme é visto na figura 5.8.

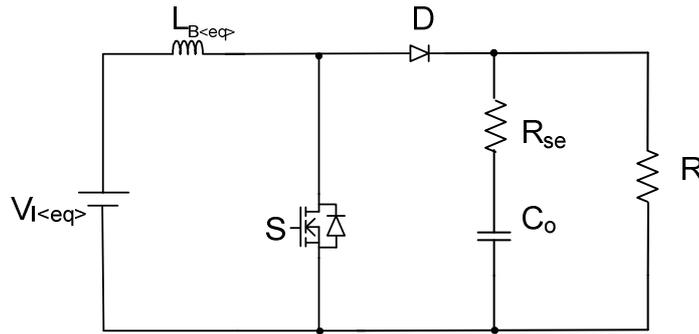


Figura 5.8 - Conversor *Boost* clássico referenciado ao secundário.

### 5.3.2.1 Equacionamento do Circuito Equivalente

São apresentadas a seguir as equações necessárias para determinar o circuito *Boost* clássico equivalente, referenciado ao lado secundário do conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE.

$$V_{i3s(eq)} = \frac{V_i}{n} \quad (5.13)$$

$$V_{o3p(eq)} = \frac{48}{0,4} = 120V$$

$$L_{B3s(eq)} = \frac{L_B}{n^2} \quad (5.14)$$

$$L_{B3s(eq)} = \frac{20 \times 10^{-6}}{0,4^2} = 125 \times 10^{-6}H$$

A partir do conversor *Boost* de três estados é determinado o circuito *Boost* clássico equivalente.

$$L_{B3s(eq)} = L_o \times n^2 \quad (5.15)$$

$$V_{i(eq)} = V_o(1 - D_{(eq)}) \quad (5.16)$$

$$V_{i(eq)} = 400 \times 0,6 = 240V$$

Com a relação entre a tensão do conversor *Boost* de três estados e a tensão do conversor *Boost* clássico, é determinada a relação de transformação  $r_v$ .

$$r_v = \frac{V_{i(eq)}}{V_{i3s(eq)}} \quad (5.17)$$

$$r_v = \frac{240}{120} = 2$$

$$L_{B\langle eq \rangle} = L_{B3s\langle eq \rangle} \times r_v^2 \quad (5.18)$$

$$L_{B\langle eq \rangle} = 125 \times 10^{-6} \times 2^2 = 500 \times 10^{-6} H$$

Com o circuito *Boost* clássico equivalente projetado, o passo seguinte é gerar o gráfico da função de transferência da planta. Com a utilização do *software PSIM* foram feitas simulações em malha aberta, do conversor original e do conversor equivalente, gerando uma pequena perturbação na razão cíclica, em torno de 1% do valor de regime permanente. A frequência da fonte de perturbação senoidal varia de 40Hz à 5kHz, concentrando as amostras nos pontos mais críticos. Para cada frequência simulada foi coletada a amplitude média da tensão de saída e o defasamento correspondente à perturbação entre a forma de onda da tensão de saída e a forma de onda da corrente do indutor, conforme apresentado na tabela 5.3.

Tabela 5.3 Conversor *Boost* equivalente referenciado ao lado secundário.

<b>Conversor Boost equivalente referenciado ao lado secundário</b>							
Frequência [Hz]	$\hat{d}^*$	$\hat{i}L^*$			$\hat{v}o^*$		
		Módulo [A]	dB	graus	Módulo [V]	dB	Graus
40	0,004	1,68	52,46	77,04	3,02	5,09	83,95
60	0,004	3,03	57,59	79,27	3,60	1,50	86,62
80	0,004	5,53	62,81	76,32	4,94	-0,99	84,67
100	0,004	12,51	69,91	60,84	8,94	-2,92	85,32
110	0,004	15,55	71,79	13,03	10,66	-3,28	75,64
120	0,004	15,36	71,69	-23,63	9,66	-4,03	77,76
150	0,004	8,17	66,20	-73,98	3,95	-6,31	79,92
200	0,004	3,82	59,60	-80,64	1,41	-8,66	76,32
300	0,004	2,00	53,98	-88,56	0,51	-11,85	70,20
500	0,004	1,08	48,63	-91,98	0,19	-15,14	67,50
1000	0,004	0,51	42,08	-90,72	0,07	-17,34	43,20
2000	0,004	8,90	66,95	-80,80	0,62	-23,14	40,82
5000	0,004	15,90	76,45	-78,80	1,42	-33,27	37,40

(\*) As leituras são de pico a pico da onda

Com todos esses pontos coletados é possível traçar o diagrama de Bode do modelo matemático e plotar os pontos dos conversores simulados. Na figura 5.9 são apresentados: o módulo da função de transferência  $Z(s)$  e a fase da função de transferência  $Z(s)$ .

A linha lisa representa o modelo matemático, a linha contendo losangos representa o conversor *Boost* clássico equivalente ao conversor proposto e finalmente a linha contendo quadrados representa o conversor proposto.

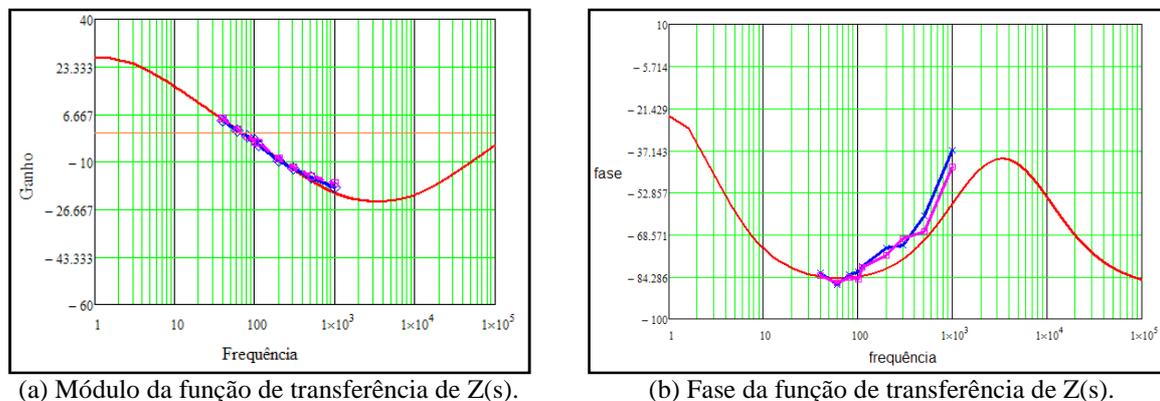


Figura 5.9 – Diagrama de Bode da FT de  $Z(s)$ .

#### 5.4 Projeto do Controle por Modo Corrente Média

A teoria do controle esta baseada em [24]. A figura 5.10 mostra o diagrama de blocos do controle por modo de corrente média. Este controle tem duas malhas, sendo uma de corrente e a outra de tensão. A frequência de cruzamento de ambos as malhas são diferentes.

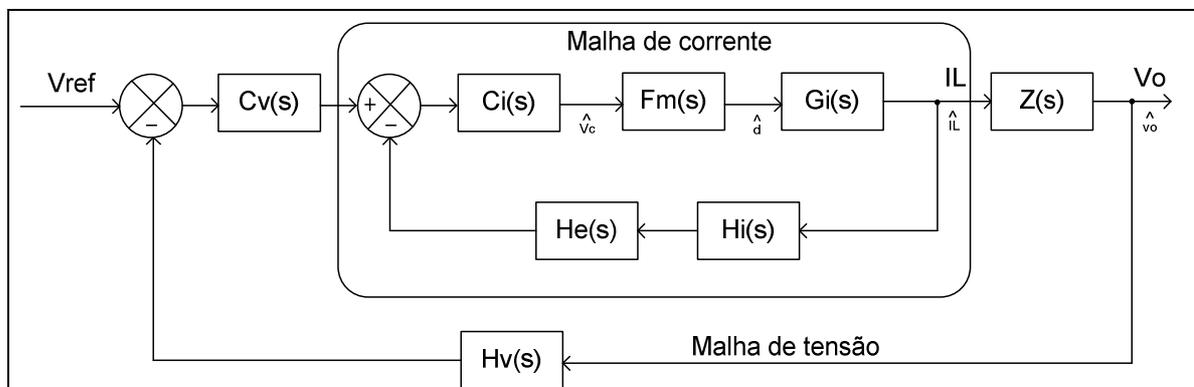


Figura 5.10 - Diagrama de blocos básico do controle por modo corrente média.

O diagrama de blocos é composto pelas seguintes funções de transferência:

$C_i(s)$ : Função de transferência do controlador de corrente.

$F_m(s)$ : Ganho do modulador PWM.

$G_i(s)$ : Função de transferência corrente no indutor/razão cíclica.

$H_i(s)$ : Ganho de amostragem de corrente.

$H_e(s)$ : Função de transferência de amostragem.

$C_v(s)$ : Função de transferência do controlador de tensão.

$Z(s)$ : Função de transferência tensão de saída/corrente no indutor.

$H_v(s)$ : Ganho de amostragem de tensão.

### 5.4.1 Projeto da Malha de Corrente

A amplitude da tensão portadora de dente de serra para esse circuito é  $V_D = 5V$ , o ganho do sensor de corrente do tipo *hall* é  $H_i(s)=0,04$ . As funções de transferências são descritas a seguir:

$$F_m(s) = \frac{1}{V_D} \quad (5.19)$$

$$\omega_Z = \pi f_{sw(eq)} \quad (5.20)$$

$$Q_Z = \frac{-2}{\pi} \quad (5.21)$$

$$H_e(s) = 1 + \frac{s \cdot j}{\omega_Z \cdot Q_Z} + \left(\frac{s \cdot j}{\omega_Z}\right)^2 \quad (5.22)$$

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s)F_m(s)H_i(s)H_e(s) \quad (5.23)$$

Com auxílio de um *software* matemático, é traçado o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador, como mostrado na figura 5.11.

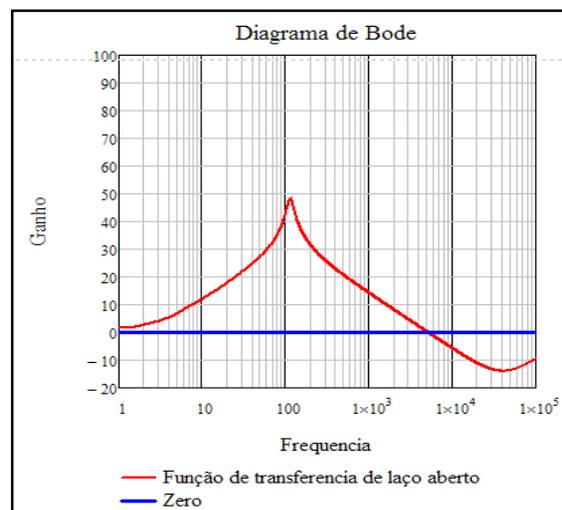


Figura 5.11 – Módulo da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.

Para a malha de corrente foi escolhido o compensador proporcional-integral com filtro (PI com filtro), o qual apresenta um zero e dois pólos.

No projeto é escolhida a frequência de cruzamento igual a um sexto da frequência de comutação,  $f_{ci} = \frac{f_{sw(eq)}}{6}$ , o zero do compensador é alocado uma década abaixo da metade da

freqüência de comutação, um pólo do compensador é alocado na origem  $f_{p1} = 0$ , e o outro pólo é alocado acima da metade da freqüência de comutação  $f_{p2} = f_{sw(eq)}$ .

A partir dos critérios adotados acima indicados, é possível determinar os componentes do compensador, apresentados na figura 5.12:

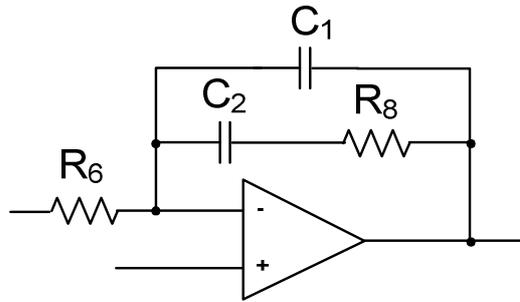


Figura 5.12 – Circuito do compensador.

$$f_c = \frac{2f_{sw}}{6} = 13,33kHz$$

$$s = 2\pi f_c = 83,77k \text{ rad/s}$$

$$H_2 = 20 \log(|FTL_{A_{sc}}(s)|) = -8,088 \text{ dB}$$

$$A_2 = 10^{\frac{|H_2|}{20}} = 2,538$$

$$A_2 = \frac{R_8}{R_6} \quad (5.24)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_8 C_2} \quad (5.25)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_8 C_1 C_2} \quad (5.26)$$

Assumindo  $R_6 = 12k\Omega$ , tem-se:

$$R_8 = 2,538 \times 12 \times 10^3 = 30,45k\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 29,15k \times 4 \times 10^3} = 1,307 \times 10^{-9}F$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi R_8 f_{p2} C_2 - 1} = 68,77 \times 10^{-12}F$$

A função de transferência do compensador anteriormente indicado é:

$$C_i(s) = \frac{1}{R_6} \frac{sj + \frac{1}{R_8 C_2}}{sj \left( sj + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_8} \right)} \quad (5.28)$$

O diagrama de Bode do compensador é mostrado na figura 5.13.

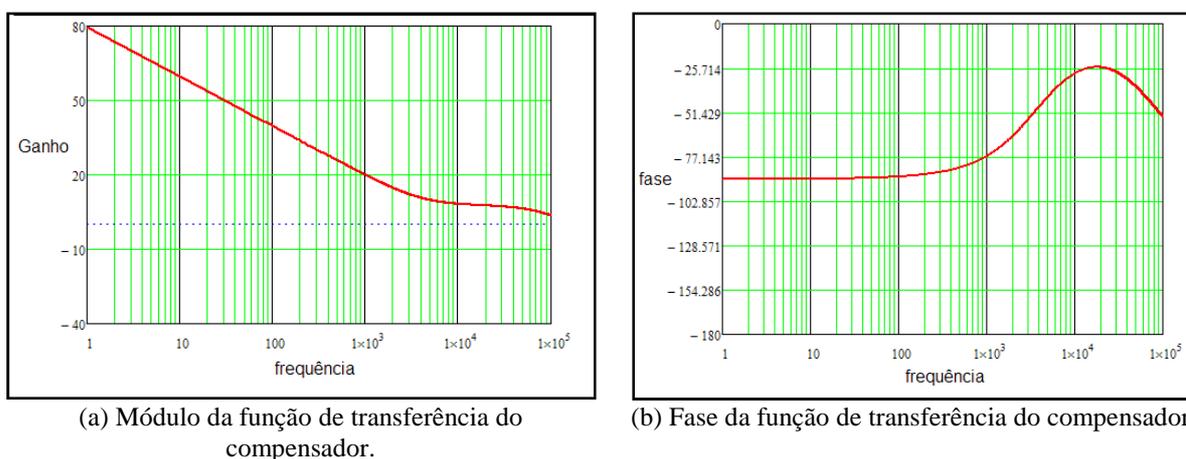


Figura 5.13 – Diagrama de Bode da FT  $C_i(s)$ .

A função de transferência de laço aberto adicionado o compensador do sistema é igual a:

$$FTLA_{icc}(s) = FTLA_{sc}(s) \cdot C_i(s) \quad (5.29)$$

O diagrama de Bode da função de transferência  $FTLA_{icc}$  é apresentado na figura 5.14.

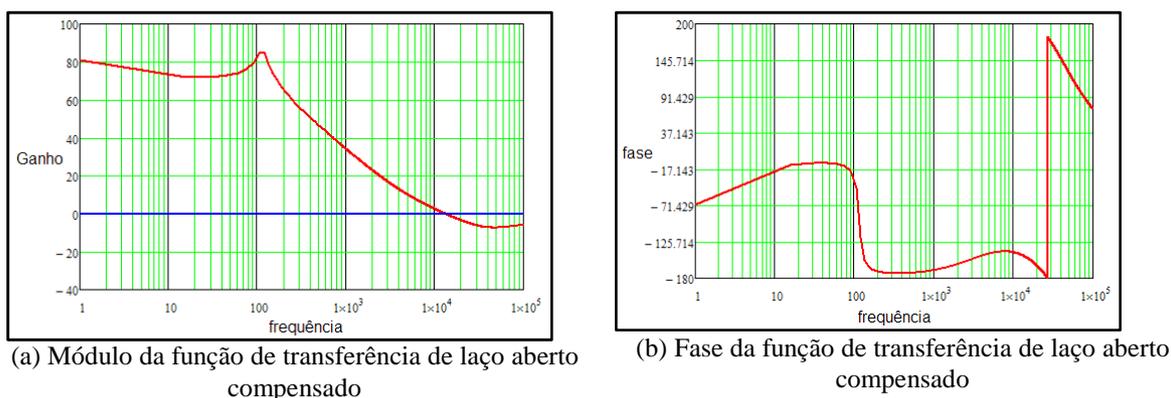


Figura 5.14 – Diagrama de Bode da FT de laço aberto compensado.

Portanto a margem de fase é:

$$\text{Margem de fase} = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{icc}(2\pi f_c)) \right| = 33,40^\circ$$

A margem de ganho é infinita.

### 5.4.2 Projeto da Malha de Tensão

Considerando a tensão de referência  $V_{ref} = 3$ , a função de transferência do elemento de medição é dada pela expressão (5.52):

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_{out}} \quad (5.30)$$

$$H_v(s) = \frac{3}{400} = 7,5 \times 10^{-3}$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela expressão (5.54):

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \times H_v(s) \times Z(s) \quad (5.31)$$

Com auxílio do *software* matemático é traçado o módulo do diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador, conforme pode ser visto na figura 5.15.

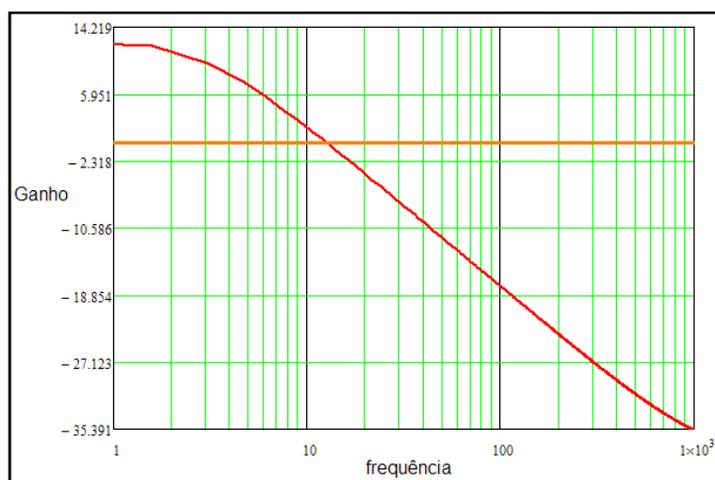


Figura 5.15 – Módulo da função de transferência de laço aberto.

Para a malha de tensão portando foi escolhido um compensador proporcional integral com filtro (PI com filtro), cuja função de transferência apresenta um zero e dois pólos.

No projeto é escolhida a frequência de cruzamento igual a 30Hz, com o intuito de minimizar o efeito da corrente pulsada de 120Hz do inversor, o zero é alocado na metade da frequência de cruzamento, um dos pólos é alocado na origem com a finalidade de minimizar

o erro estático,  $f_{p1} = 0$  e o outro pólo é alocado a uma década acima da frequência de cruzamento  $f_{p2} = 10 \times f_c$ .

A partir dos critérios adotados é possível determinar os componentes do compensador, representado na figura 5.16:

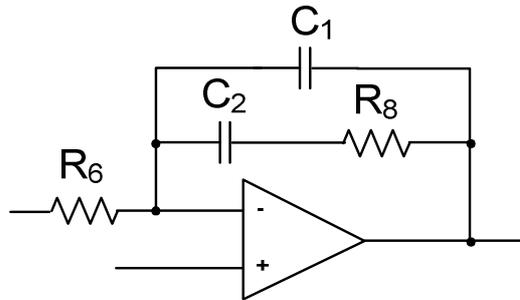


Figura 5.16 – Circuito do compensador PI com filtro.

$$f_c = 30\text{Hz}$$

$$s = 2\pi f_c = 188,50 \text{ rad/s}$$

$$H_2 = 20 \log(|FTLA_{sc}(s)|) = -7,37 \text{ dB}$$

$$A_2 = 10^{\frac{|H_2|}{20}} = 2,388$$

$$A_2 = \frac{R_8}{R_6} \quad (5.32)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_8 C_2} \quad (5.33)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_8 C_1 C_2} \quad (5.34)$$

Assumindo  $R_6 = 27\text{k}\Omega$ , temos:

$$R_8 = 2,388 \times 27 \times 10^3 = 63,13\text{k}\Omega$$

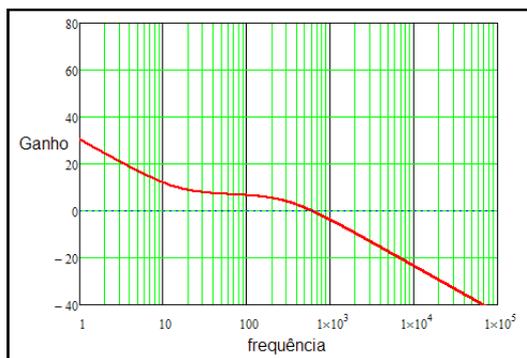
$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 29,15\text{k} \times 4 \times 10^3} = 168,07 \times 10^{-9}\text{F}$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi R_8 f_{p2} C_2 - 1} = 8,846 \times 10^{-9}\text{F}$$

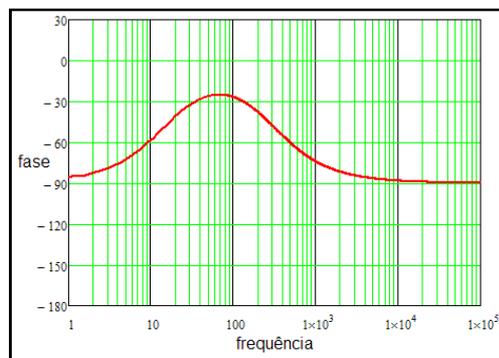
A função de transferência do compensador anteriormente indicado é:

$$C_v(s) = \frac{1}{R_6} \frac{sj + \frac{1}{R_8 C_2}}{sj \left( sj + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_8} \right)} \quad (5.35)$$

O diagrama de Bode do compensador é mostrado na figura 5.17.



(a) Módulo da função de transferência do compensador.



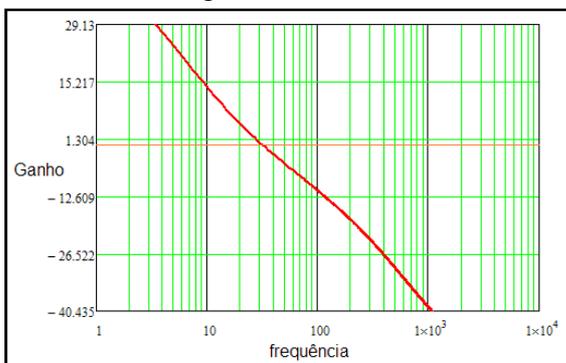
(b) Fase da função de transferência do compensador.

Figura 5.17 – Diagrama de Bode da FT do compensador  $C_v(s)$ .

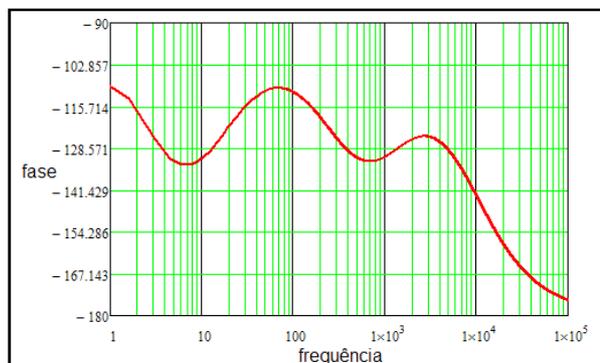
A função de transferência de laço aberto adicionando ao compensador do sistema é igual a:

$$FTLA_{icc}(s) = FTLA_{sc}(s) \cdot C_v(s) \quad (5.36)$$

O diagrama de Bode da função de transferência  $FTLA_{icc}$  tem seu ganho e fase mostrados na figura 5.18.



(a) Módulo da função de transferência de laço aberto compensado.



(b) Fase da função de transferência de laço aberto compensado.

Figura 5.18 – Diagrama de Bode da FT de laço aberto compensado.

Portanto tem-se a margem de fase:

$$\text{Margem de fase} = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{icc}(2\pi f_c)) \right| = 64,38^\circ$$

A margem de ganho é infinita.

O circuito de simulação do conversor equivalente referenciado ao lado primário com duas malhas de controle é mostrado na figura 5.19. O conversor equivalente referenciado ao

secundário com as duas malhas de controle é mostrado na figura 5.20. Assim como o conversor original com as suas duas malhas de controle é mostrado na figura 5.21. Fazendo os ajustes necessários nos divisores resistivos e possível obter a amostra da tensão correta. A partir desses três circuitos são aplicados degraus de carga para analisar os seus comportamentos e compará-los entre si.

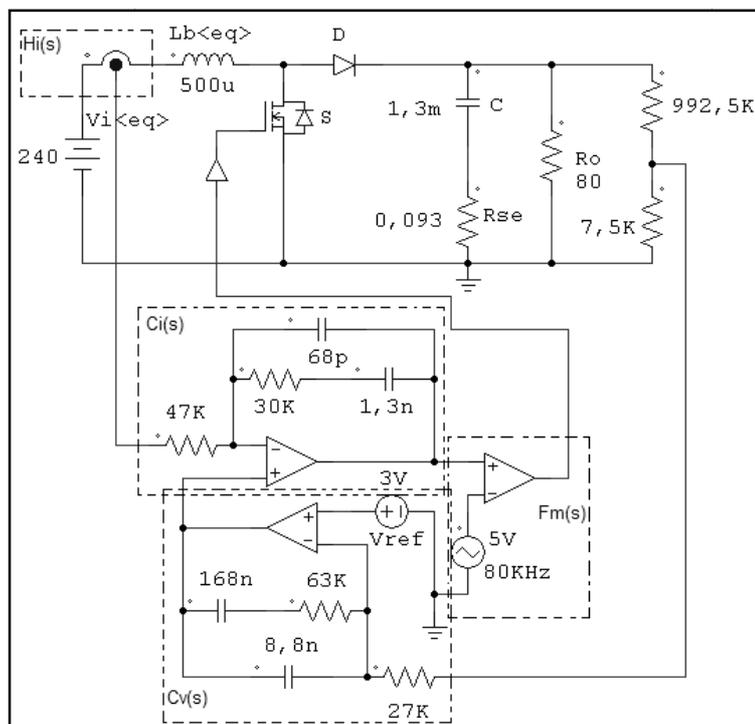


Figura 5.19 - conversor equivalente referenciado ao lado secundário do transformador.

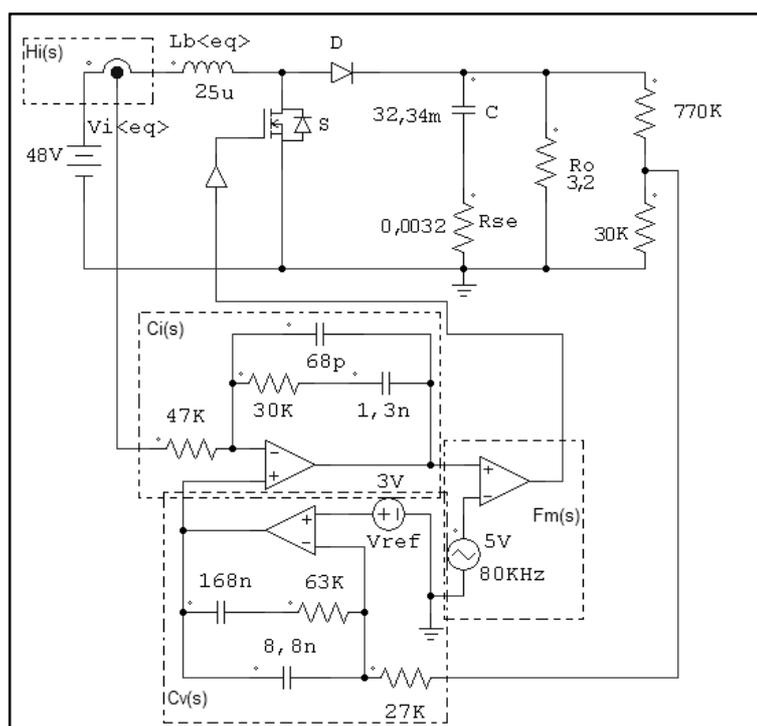


Figura 5.20 - conversor equivalente referenciado ao lado primário do transformador.

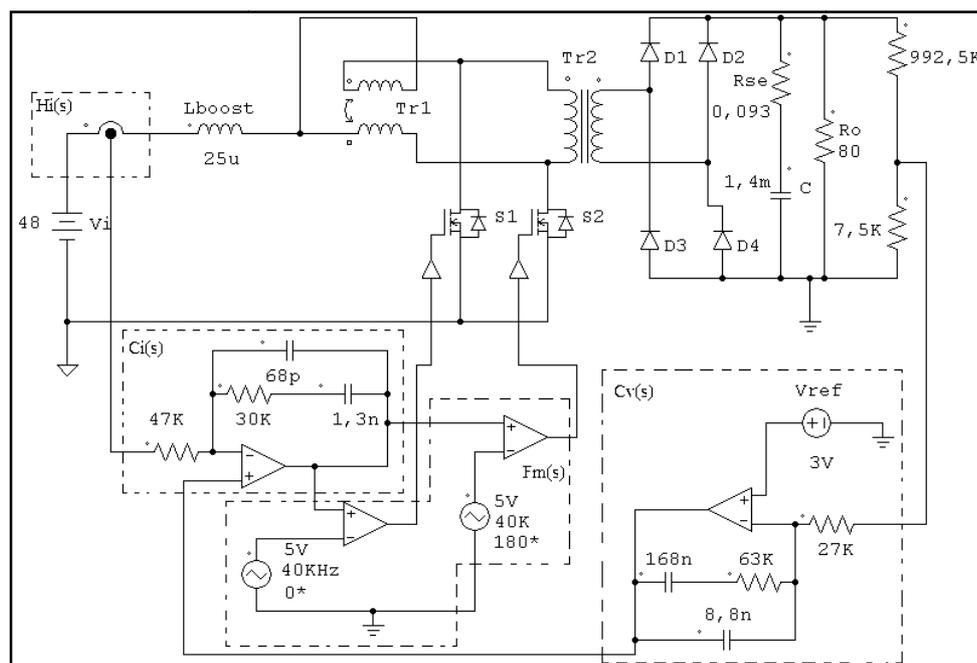


Figura 5.21 - Conversor proposto com as duas malhas de controle.

## 5.5 Resultados de Simulação

O conversor projetado no capítulo 4 é agora associado ao circuito de controle, como é mostrado na figura 5.21.

Para validação do controle projetado anteriormente, o conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE e o conversor *Boost* equivalente referenciado ao primário e ao secundário do transformador isolador do conversor original, são submetidos a um degrau de carga de 50% da carga para plena carga e também são submetidos a um degrau partindo de plena carga e diminuindo para 50% do valor da carga nominal.

Na figura 5.22 é mostrada a resposta da tensão de saída e corrente no indutor do conversor original, para um degrau de carga que vai de 1kW a 2kW. Na figura 5.23 é mostrada a resposta da tensão de saída e da corrente no indutor do conversor equivalente para um degrau de carga que vai de 1kW a 2kW.

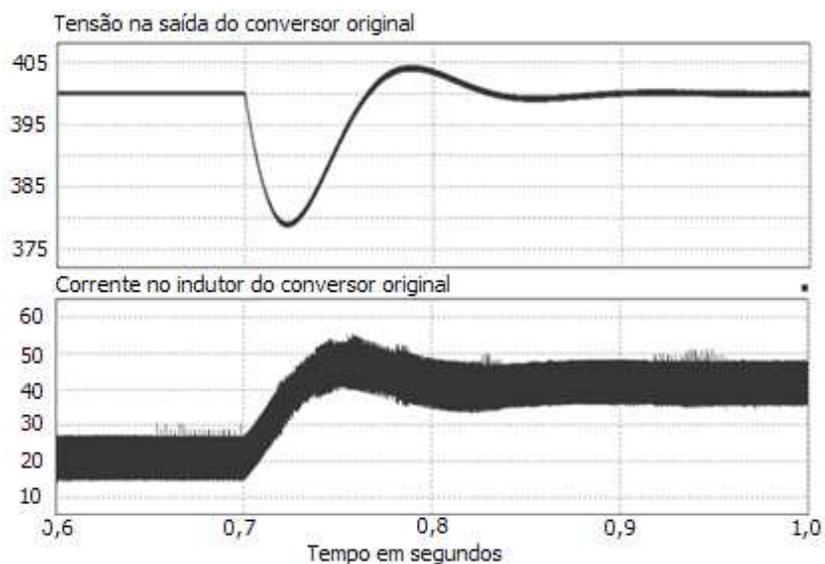


Figura 5.22 – Conversor original, degrau de carga, 50% a 100%.

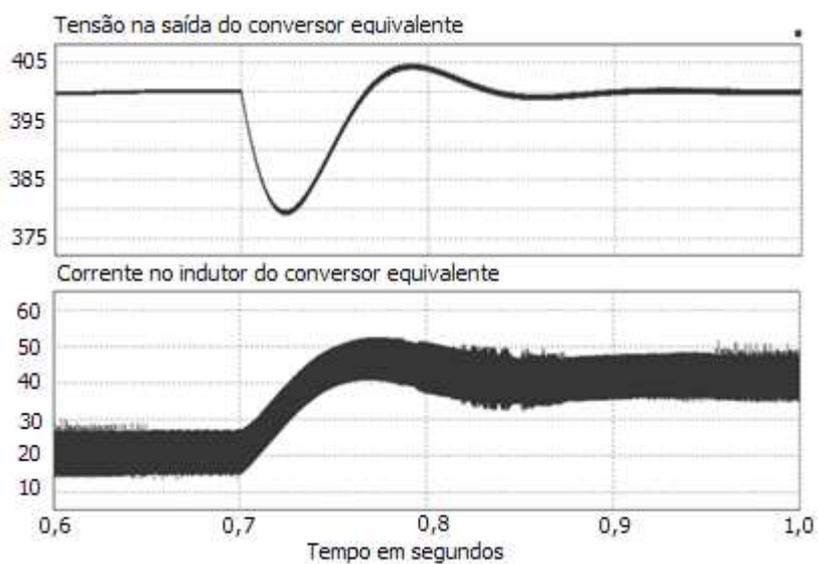


Figura 5.23 – Conversor equivalente, degrau de carga, 50% a 100%.

Na figura 5.24 é mostrada a resposta da tensão de saída do conversor original para um degrau de carga que vai de 2kW a 1kW. Na figura 5.25 é mostrada a resposta da tensão de saída do conversor equivalente para um degrau de carga que vai de 2kW a 1kW.

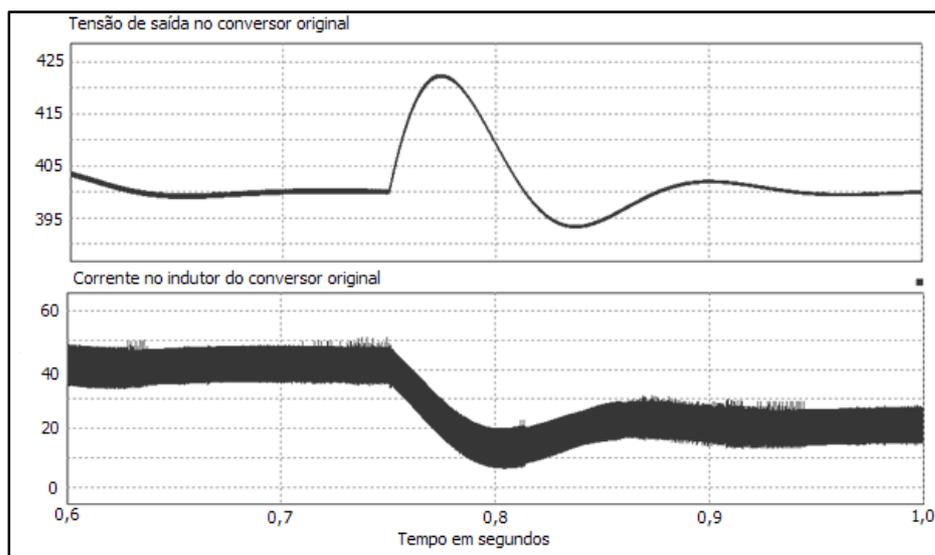


Figura 5.24 – Conversor original, degrau de carga, 100% a 50%.

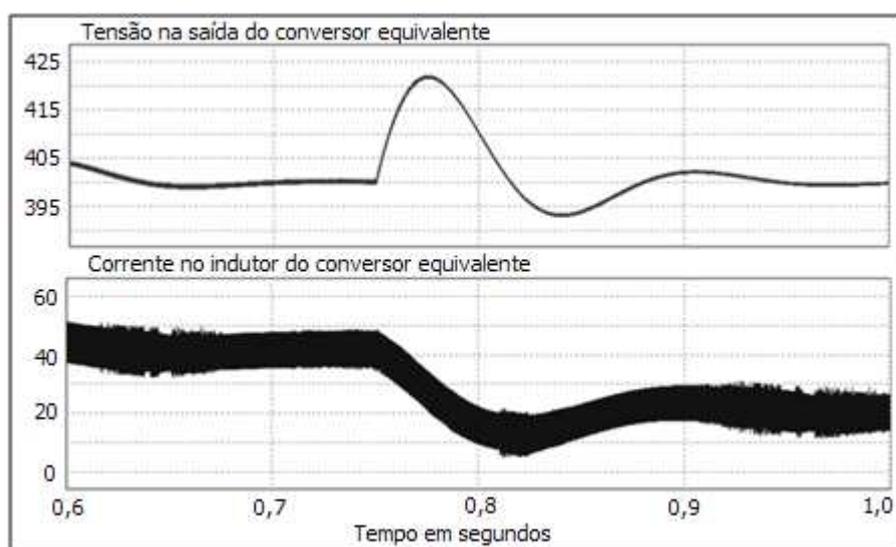


Figura 5.25 – Conversor equivalente, degrau de carga, 100% a 50%.

## 5.6 Considerações Finais

Neste capítulo é apresentado um modelo matemático equivalente da função de transferência do conversor *Push-Pull* modificado baseado na CCTE.

Foram apresentadas as funções de transferência  $G_i(s)$  e  $Z(s)$ , e as mesmas validadas por meio de simulação para a faixa de frequência de 40Hz a 5kHz, tanto para a comparação com o conversor *Boost* equivalente, como para o conversor *Push-Pull* proposto.

Com a função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica e da tensão na saída pela corrente no indutor, foi possível fazer o controle por corrente média do

conversor proposto, onde o sinal de erro da malha de tensão serve como sinal de referência para a malha de corrente.

O controle foi testado aplicando-se dois tipos de degraus de carga, um degrau, onde a carga varia de 50% do seu valor a 100%, e outro degrau de carga que varia de 100% da carga para 50%. O transitório de ambos os conversores (original e equivalente) após o degrau de carga, demoram aproximadamente 150ms até retornar ao regime permanente. Como o comportamento do conversor equivalente é aproximadamente igual ao comportamento do conversor original, chega-se a conclusão que o conversor isolado sob estudo pode ser representado por um conversor não isolado simples.

## Conclusão Geral

O estudo desenvolvido neste trabalho originou-se da busca de alternativas, dentro da eletrônica de potência, para a melhoria da eficiência de conversores CC-CC. Neste contexto, o uso de CCTE permite aos interruptores circularem apenas uma parte da energia transferida à carga e de igual forma ocorre com os diodos retificadores. Contudo, durante o período em que a corrente passa apenas por interruptores, ela se divide entre os interruptores em paralelo o que reduz as perdas em condução nestes componentes. Desta maneira pode-se optar no projeto do conversor entre a utilização de diferentes modelos de diodos e interruptores ativos, a fim de se obter a melhor eficiência possível e menor preço do conversor. Além disso, as ondulações de corrente apresentam amplitudes reduzidas e frequências com o dobro do valor da frequência de comutação.

A análise do conversor *Push–Pull* modificado baseado na CCTE, é desenvolvida para os modos de condução contínua, descontínua e crítica, levando em consideração os dois tipos de sinais de comando dos interruptores: operação com sobreposição dos pulsos, para  $D > 0,5$ , e operação sem sobreposição dos pulsos para  $D < 0,5$ . A partir desta análise, obtêm-se as principais equações e formas de onda para o entendimento completo do conversor. Ademais, as curvas de ganho estático (ou característica de carga ou de transferência) para todos os modos de operação, são obtidas.

Como principal resultado do trabalho, destaca-se o desenvolvimento completo do conversor, através das análises qualitativas e quantitativas, seguido de simulação digital de todos os modos de operação deste novo conversor. O protótipo de 2kW implementado foi idealizado para operação com razão cíclica menor que  $D < 0,5$ , assim como para razão cíclica maior que  $D > 0,5$ .

Para razão cíclica maior que  $D > 0,5$ , estão apresentados a seguir o resumo de algumas comparações em relação a um *Push–Pull* clássico, projetado com os mesmos dados de entrada e saída:

- Maior número de componentes;
- Na característica de saída, a região no modo de condução contínua é maior;
- A indutância crítica é menor;
- A corrente que circula através dos interruptores é menor;

- As frequências das ondulações de tensão e de corrente (*ripple*) sobre os elementos reativos são o dobro da frequência de comutação dos interruptores, o que permite redução de peso e de volume dos mesmos.
- O valor da máxima ondulação de corrente através do indutor é menor.

O conversor apresentado torna-se bastante atrativo em aplicações de potências mais elevadas, principalmente pelo fato das perdas serem distribuídas entre os semicondutores, facilitando assim o projeto térmico do conversor. Esta topologia pode se tornar interessante em aplicações industriais onde requer isolamento e utiliza fontes de baixas tensões.

Contudo, apesar das várias vantagens deste conversor CC–CC isolado, e diante dos questionamentos acima a respeito dos resultados experimentais obtidos, algumas melhorias ainda necessitam serem implementadas. Portanto, como proposta de trabalhos futuros, sugere-se:

- Estudo e implementação do conversor em malha fechada;
- Análise de desbalanço de corrente no autotransformador;
- Análise de comutação suave dos interruptores usando *snubber* passivos e ativos;
- Análise de resposta dinâmica usando cargas não lineares;
- Estudo de otimização do rendimento do conversor.

### Referencias Bibliográficas

- [1] V. J. Thottuvelil, T. G. Wilson, H. A. Owen Jr. "Analysis and Design of a Push-Pull Current-Fed Converter". In Proc. of Pesc'81 - IEEE Power Eletronics Specialists Conference Proceedings, pp. 192-203, 1981.
- [2] G. Stojcic, D. Sable, B. H. Cho, F. Lee. "A New Zero-Voltage Switching Weinberg Converter for High Voltage Space Power Distribution System". In Proc. of European Space Power Conference, pp. 415-420, 1993.
- [3] J. J. Albrecht, J. Young, W. A. Peterson. "Boost-Buck Push-Pull Converter for Very Wide Input Range Single Stage Power Conversion". In Proc. of APEC'95 - IEEE Applied Power Eletronics Specialists Proceeding, pp. 303-308, 1995.
- [4] S. Xie, F. Li. "A Novel Soft Switching Isolated Boost Converter". In Proc. of APEC'2005 - IEEE Applied Power Eletronics Specialists Proceeding, pp. 1375-1379, 2005.
- [5] I. Aude, D. B. Viet, L. Yves, F. J. Paul, B. Jean. "Comparison of two soft switching DC-DC converters for fuel cell applications". In Proc. of IAS Annual Meeting'2006 - IEEE Industry Applications Society Conference Proccending, pp. 2121-2128, 2006.
- [6] F. J. Nome, I. Barbi. "A New ZVS Clamping Mode-Current-Fed Push Pull DC-DC Converter", in Proc of ISIE'98 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings, pp. 617-621, 1998.
- [7] J. C. Hung, T. F. Wu, J. Z. Tsai, C. T. Tsai, Y M. Chen. "An activeclamp Push-Pull Converter for Battery Sourcing Applications". In Proc. Of APEC'2005 - IEEE Applied Power Eletronics Specialists Proceedings, pp. 1186-1192, 2005.
- [8] V. J. Thottuvelil, T. G. Wilson, H. A. Owen Jr. "Analysis and Design of a Push-Pull Current-Fed Converter" In Proc. of Pesc'81 - IEEE Power Eletronics Specialists Conference Proceedings, pp. 192-203, 1981.
- [9] G. Stojcic, D. Sable, B. H. Cho, F. Lee. "A New Zero-Voltage Switching Weinberg Converter for High Voltage Space Power Distribution System". In Proc. of European Space Power Conference, pp. 415-420, 1993.

- [10] J. J. Albrecht, J. Young, W. A. Peterson. "Boost-Buck Push-Pull Converter for Very Wide Input Range Single Stage Power Conversion". In Proc. of APEC'95 - IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, pp. 303-308, 1995.
- [11] S. Xie, F. Li. "A Novel Soft Switching Isolated Boost Converter". In Proc. of APEC'2005 - IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, pp. 1375-1379, 2005.
- [12] I. Aude, D. B. Viet, L. Yves, F. J. Paul, B. Jean. "Comparison of two soft switching DC-DC converters for fuel cell applications". In Proc. of IAS Annual Meeting'2006 - IEEE Industry Applications Society Conference Proceeding, pp. 2121-2128, 2006.
- [13] F. J. Nome, I. Barbi. "A New ZVS Clamping Mode-Current-Fed Push Pull DC-DC Converter". In Proc of ISIE'98 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings, pp. 617-621, 1998.
- [14] D. A. Ruiz-Caballero, I. Barbi. "A New Flyback-Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter". In IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 6, November 1999, pp. 1056-1064, 1999.
- [15] Hugo R. E. Larico, Ivo Barbi. "Double-Coupled Current-Fed Push-Pull DC/DC Converters: Brazilian Analysis and Experimentation". Power Electronics Conference, COBEP'09, pp. 305-312, 2009.
- [16] J. E. Bruemmer, F. R. Williams, G. V. Schmitz. "Efficient Design in a DC to DC Converter Unit". NASA Program, pp. 1-5.
- [17] M. Delshad, B. Fani. "A New Active Clamping Soft Switching Weinberg Converter". In IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, ISEA 2009, pp. 910-913, 2009.
- [18] R. L. Andersen, I. Barbi. "Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter". In IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 2, February 2009, pp. 358-368, 2009.
- [19]. N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. "Power Electronics - Converters, Applications, and Design". Ed. John Wiley & Sons. Inc., 2002. Vol. III.
- [20] G. V. Torrico Bascopé, I. Barbi. "Generation of A Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cells". In Proc. of PESC'2000 - IEEE Power Electronics Specialists Conference Proceeding, Vol. 02, pp. 858-863, 2000.

- [21] R. P. T. Bascopé, G. V. T Bascopé, F. A. A. Souza, C. G. C. Branco, C. M. T. Cruz, L. H. C. Barreto. "A New Isolated DC-DC Boost Converter Using Three-State Switching Cell". In Proc. of APEC' 2008 IEEE Applied Power Electronics Specialists Proceedings, pp. 607-613, 2008.
- [22] I. Barbi, I. Font, C. H. e Alves, R. Luiz. "Projeto físico de indutores e transformadores". Florianópolis, 2002.
- [23] Philip C. Todd. "Slua 144 - UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Desing". Texas Instruments Incorporated, 1999.
- [24]. Vorpérian, V. "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM switch". In IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. No 3, Vol. 26, 1990.
- [25]. Tang, W., Lee, F. e Ridley, R.B. "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control". In IEEE Transaction on Power Electronics, No 2, Vol. 8, pp. 112-119, 1993.