



**Universidade Federal de Uberlândia
Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Mestrado em Processamento de Energia**

Arceu Santos Cordeiro de Campos

CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS

Uberlândia

2018

Arceu Santos Cordeiro de Campos

CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, área de concentração Controle e Automação, subárea Processamento de Energia, como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Ciências.

Orientador: Prof. Dr. Fábio Vincenzi Romualdo da Silva

Assinatura do Orientador

Coorientador: Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes

Assinatura do Coorientador

Uberlândia

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

C198c Campos, Arceu Santos Cordeiro de, 1990-
2018 Conversor flyback bidirecional multi enrolamentos / Arceu Santos
Cordeiro de Campos. - 2018.
110 f. : il.

Orientador: Fábio Vincenzi Romualdo da Silva.
Coorientador: Aniel Silva de Moraes.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2018.1150>
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores de corrente elétrica -
Teses. I. Silva, Fábio Vincenzi Romualdo da, 1974- II. Moraes, Aniel
Silva de. III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro – CRB6/1262

Dedico este trabalho ao meu irmão, Lucas Campos, que não está mais presente, minha fonte de inspiração e admiração.

AGRADECIMENTOS

Aos Professores Fábio Vincenzi, Aniel Silva de Moraes e Adjefferson Custódio, agradeço por todo o incentivo e dedicação durante a realização deste trabalho. Agradecimentos especiais a João Roberto Vilela que esteve sempre junto apoiando em todos os momentos, à minha mãe, Maria das Graças Bragança pelo apoio incondicional, mesmo diante de todos os problemas. Aos meus amigos, obrigado pela compreensão durante minha ausência.

Lista de Figuras

Figura 1 - Microrrede CC.....	10
Figura 2 - Conversor CC-CC Bidirecional Multi Enrolamentos.....	11
Figura 3 - Topologias de conversores CC-CC bidirecionais não isolados. (a) Buck síncrono bidirecional, (b) Boost síncrono bidirecional, (c) Buck-boost síncrono bidirecional.....	14
Figura 4 - Conversor Flyback Bidirecional e Conversor Buck-Boost Bidirecional	16
Figura 5 - Rendimento do Conversor Buck-Boost em função da Razão Cíclica	18
Figura 6 - Etapas de operação do Conversor Flyback Bidirecional	21
Figura 7 - Forma de Onda das Correntes e tensões no Conversor Flyback Bidirecional	22
Figura 8 - Forma de onda da corrente em MDC, Tensão no indutor e PWM para o conversor Flyback bidirecional.....	23
Figura 9 - Topologia do Conversor Flyback Bidirecional Multi Enrolamentos	24
Figura 10 - Esquema de acionamento dos interruptores com índice "b" do Conversor Flyback Multi enrolamentos para o carregamento do indutor, com três barramentos fornecendo energia simultaneamente.....	27
Figura 11 - Etapas de operação do conversor Flyback Multi Enrolamentos para a carga do indutor	28
Figura 12 - Circuito equivalente do conversor Flyback Multi Enrolamentos para a carga do indutor com 3 barramentos fornecendo energia.	29
Figura 13 - Formas de onda dos acionamentos dos interruptores com índice "b" e das correntes dos barramentos V1, V2 e V3.	30
Figura 14 - (a) Circuito para a descarga do indutor no barramento V4; (b)Circuito simplificado para a descarga do indutor no barramento V4; (c) Formas de onda das correntes de carga e descarga do indutor e forma de onda da tensão no indutor acoplado.	31
Figura 15 - Esquema de acionamento do interruptores com índice "a" para três barramentos recebendo energia simultaneamente.	32
Figura 16 - Forma de onda das correntes nos barramentos para carga e descarga do indutor	33
Figura 17 - Esquema de acionamento e forma de onda das correntes para o caso I	36
Figura 18 - Esquema de acionamento dos interruptores e forma de onda das correntes para o caso II	37

Figura 19 - Esquema da polaridade dos diodos para o caso III	38
Figura 20 - Topologia final do conversor Flyback Bidirecional Multi enrolamentos.	39
Figura 21 - Forma de onda das correntes dos barramentos V1, V2 e V3 para envio simultâneo de energia.....	41
Figura 22 - Gráfico da variação da razão cíclica d1 em função de d2 para vários valores de corrente I1.	46
Figura 23 - Formas de onda das correntes para três barramentos recebendo energia simultaneamente	48
Figura 24 - PWM dos interruptores que recebem energia de acordo com as formas de onda das correntes da Figura 23.....	49
Figura 25 - Diagrama de controle da razão cíclica do conversor - Envio de energia.....	52
Figura 26 - Montagem do circuito de controle dos interruptores com índice "b"	53
Figura 27 - Diagrama de controle phase-shift dos interruptores com índice "a".	54
Figura 28 - Circuito lógico para detectar se as correntes são iguais entre si.....	55
Figura 29 - Circuito lógico que retorna o valor da menor corrente de referência para quatro barramentos.	56
Figura 30 - Determinação do estado do interruptor "a" para o barramento V1.....	57
Figura 31 - Circuito de controle para os interruptores "a", controle por <i>phase-shift</i>	59
Figura 32 - Circuito equivalente do Conversor Flyback Bidirecional com quatro enrolamentos.....	61
Figura 33 - Núcleo EE e carretel para a confecção do indutor acoplado.....	64
Figura 34 – Configuração das duas possíveis combinações dos enrolamentos dos quatro barramentos do conversor Flyback bidirecional	65
Figura 35 - Distribuição do fluxo de dispersão através do entreferro.....	68
Figura 36 - Perdas em função da Frequência para núcleos de ferrite do fabricante Thornton.	70
Figura 37 - Efeito da Ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos semicondutores nas correntes e tensões dos enrolamentos para o conversor Flyback.	71
Figura 38 - Efeito da frequência da corrente elétrica na seção dos condutores.	72
Figura 39 - Polaridade das tensões nos elementos do conversor para o primário iniciando a carga do indutor.	74

Figura 40 - Polaridade nos elementos do conversor para a descarga do indutor.....	76
Figura 41 - Gráfico das correntes no primário para a Equação 4.62 variando o valor de d2.	
.....	82
Figura 42 - Correntes da Figura 41 no domínio da Frequência.....	83
Figura 43 - Resposta em Frequência do filtro analógico com amplitude em escala linear..	85
Figura 44 - Diagrama de Bode para o filtro analógico com frequência de corte de 20kHz.	85
Figura 45 - Resposta em frequência do Filtro Digital, com amplitude em escala linear.	86
Figura 46 - Comparação entre a corrente não filtrada e a corrente filtrada.	87
Figura 47 - Corrente filtrada no intervalo de zero a sete milissegundos.....	88
Figura 48 - Correntes médias nos enrolamentos primário e secundário para três degraus de corrente, mostrando a bidirecionalidade do fluxo de potência.	92
Figura 49 - Forma de onda das correntes no primário e secundário e forma de onda dos pulsos nos interruptores S1bb e S2a	93
Figura 50 - Correntes nos barramentos para três degraus, mostrando a bidirecionalidade de corrente, bem como o recebimento simultâneo de energia.	94
Figura 51 - Correntes nos barramentos para três degraus, mostrando a bidirecionalidade de corrente, bem como o recebimento e envio simultâneo de energia.	98

RESUMO

As micro/nanogrids DC tornaram-se objeto de muita atenção nos últimos anos devido ao crescente interesse em adicionar fontes de energia renováveis e veículos elétricos a ao sistema elétrico de potência. Uma microgrid híbrida multi barramentos tem o potencial de alimentar diferentes cargas com diferentes níveis de tensão.

Esta dissertação apresenta uma nova topologia do conversor bidirecional Flyback com múltiplos enrolamentos, que pode ser usado em sistemas de microgrid DC. O conversor proposto pode interligar vários barramentos de tensão CC que permitem o fluxo de potência em todas as direções. A técnica de controle permite o chaveamento suave e transferência de potência entre os barramentos a depender da demanda. Neste estudo serão apresentados os estágios de operação e os resultados de simulação para um conversor com quatro enrolamentos.

Palavras-chave: Flyback Bidirecional; Conversor Interlink; Conversor CC-CC Bidirecional; Microgrid híbrida.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	10
1.1 – CONTEXTUALIZAÇÃO	10
1.2 – OBJETO DE ESTUDO	10
2.1 – TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS	14
2.2 – CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL (BUCK-BOOST ISOLADO)	15
CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS	24
2.1 – TOPOLOGIA	24
2.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO	26
2.3 – ESTUDOS DE CASO.....	35
MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS	40
3.1 – EQUACIONAMENTO EM REGIME PERMENENTE.....	40
3.1.1 – Equacionamento da Carga do Indutor – Correntes Médias dos Barramentos	40
3.1.2 – Equacionamento da Descarga do Indutor – Correntes Médias nos Barramentos	47
3.2 – MODELAGEM POR ESPAÇO DE ESTADOS	52
3.3 – CONTROLE DO CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS	52
3.3.1 – Controle da carga do indutor	52
3.3.1 – Controle da descarga do indutor	54
PROJETO E RESULTADOS DO CONVERSOR FLYBACK MULTI ENROLAMENTOS	61
4.1 – DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES	61
4.1.1 – Projeto do Indutor Acoplado	61
4.1.2 – Projeto dos semicondutores	73
4.2 – PROJETO DOS FILTROS.....	78
4.3 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	88
CONCLUSÕES	99
REFERÊNCIAS	101
Projeto experimental para um conversor Flyback bidirecional com três enrolamentos.....	104

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – OBJETO DE ESTUDO

As nanorredes são construídas com a finalidade de atender uma única carga, casa ou edifício tornando-os totalmente ou parcialmente autossustentáveis. Para isso utilizam diversas fontes de energia alternativas interconectadas, de forma que estas forneçam potência para as cargas e, eventualmente, para a rede de distribuição.

Algumas fontes de energia não funcionam continuamente durante todo o tempo, como por exemplo, a energia solar não funciona quando o clima está chuvoso ou durante a noite, e os moinhos eólicos são muito instáveis, pois dependem das condições do vento. Portanto essas fontes correm o risco de não gerar energia suficiente em todos os momentos. Uma solução para este problema é a bidirecionalidade do fluxo de potência nos conversores que interligam as fontes geradoras. Um modelo de microgrid que está mostrado na Figura 1 [10] ilustra esse fato.

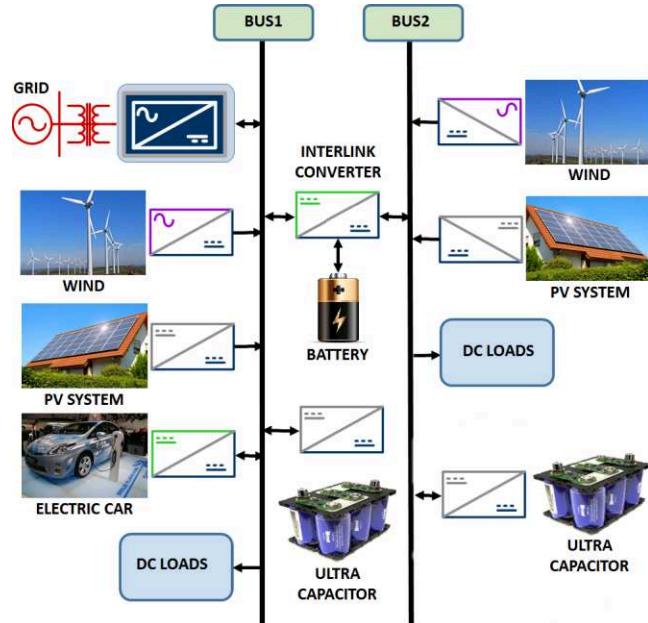


Figura 1 - Microrrede CC

A rede mostrada na Figura 1 possui dois barramentos de corrente contínua com tensões diferentes, e entre os barramentos um conversor CC-CC bidirecional, aqui denominado conversor Interlink. Para melhorar a estabilidade do sistema é recomendado que as fontes geradoras não estejam conectadas no mesmo barramento. Isto se deve ao fato que a tensão na saída da fonte pode variar de acordo com o estímulo ambiental aplicado, bem como esta variação também está relacionada à demanda de carga do barramento [12].

O modelo aqui proposto se trata de um conversor Interlink capaz de gerenciar o fluxo de energia entre as fontes e cargas através de barramentos diferentes, ou seja, um conversor que possua múltiplas portas que funcionem como entrada ou saída de energia, dependendo da demanda e do fornecimento.

A Figura 2 mostra como o conversor estudado poderá operar, as tensões dos barramentos podem ou não ser diferentes. A seguir são apresentadas algumas vantagens operacionais da utilização deste modelo:

- Redução na quantidade de conversores no sistema,
- Redução do custo de produção
- Redução do volume espacial do sistema
- Controle do sistema unificado
- Sistema mais estável
- Possibilidade de se trabalhar com diferentes níveis de tensão
- Sistema com múltiplas portas
- Permite trabalhar com diversas fontes alternativas em sistemas ilhados ou compartilhados com o SEP.

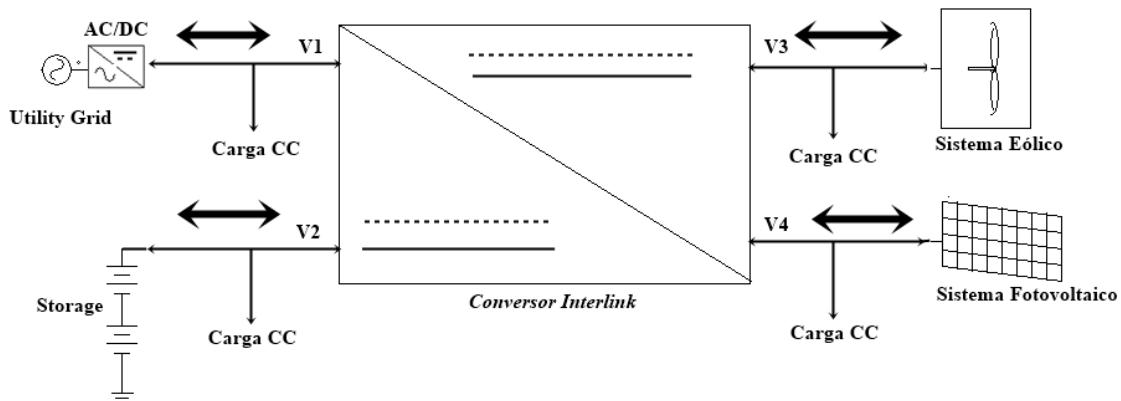


Figura 2 - Conversor CC-CC Bidirecional Multi Enrolamentos.

Portanto o conversor Interlink se trata de um conversor CC-CC com múltiplas portas em que cada uma delas apresenta bidirecionalidade no fluxo de potência. Uma desvantagem desse sistema quando comparado aos usuais é a redução da confiabilidade, uma vez que algum defeito apresentado na central de controle ou de potência poderá comprometer todo o funcionamento. Porém com as devidas manutenções esse problema pode ser evitado.

1.2 – CONTEXTUALIZAÇÃO

O interesse em fontes de energia renováveis aumentou à medida que a demanda por energia tem aumentado exponencialmente ano a ano, mas na maioria dos países, a geração é muito menor do que a demanda. Consequentemente, a restrição ao fornecimento de eletricidade é a única solução para manter o equilíbrio entre demanda e geração de eletricidade. Assim, existe um interesse no desenvolvimento de recursos energéticos distribuídos (DERs) em todos os tipos de consumidores (indústria, residencial e comercial).

Devido aos conversores CC-CC bidirecionais permitirem a transferência de energia entre duas ou mais fontes de corrente contínua, nos últimos anos há um crescente esforço dedicado a estudos desses conversores em aplicações com fontes de alimentação ininterrupta [1] - [4], carregadores de bateria, sistemas aeroespaciais, sistemas de computador [5], acionamentos de motores de corrente contínua e o uso dos DERs através de microrredes inteligentes. Nessas aplicações, a corrente é bidirecional, enquanto a polaridade da tensão CC permanece constante.

Neste contexto, em aplicações de baixa potência, a topologia Flyback e suas variações são mais atraentes devido ao único estado da conversão de energia, baixa quantidade de componentes no circuito de força, custo-benefício mais atraente, boa resposta transitória e fácil controle bidirecional. Outra vantagem é a sua natureza isolante, no entanto, devido à indutância de dispersão no indutor acoplado, o conversor Flyback geralmente sofre perdas de comutação consideráveis [6], [11]. Nas [6] - [11] as topologias do conversor Flyback bidirecional são apresentadas com a maioria das aplicações em sistemas de carregamento de baterias.

Esta dissertação apresenta uma nova topologia do conversor Flyback multi enrolamentos com capacidade de fluxo de energia bidirecional, para operar como um conversor de interlink. A estrutura nanogrid em que pode ser aplicado este conversor é mostrado na Figura 1.

CAPÍTULO 2

CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

2.1 – TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

Os conversores bidirecionais podem ser classificados em isolados ou não isolados, os conversores isolados diferem dos não isolados por possuírem transformador ou indutor acoplado em sua composição, permitindo maiores variações dos níveis de tensão.

Na Figura 3 [12] são apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais não isolados.

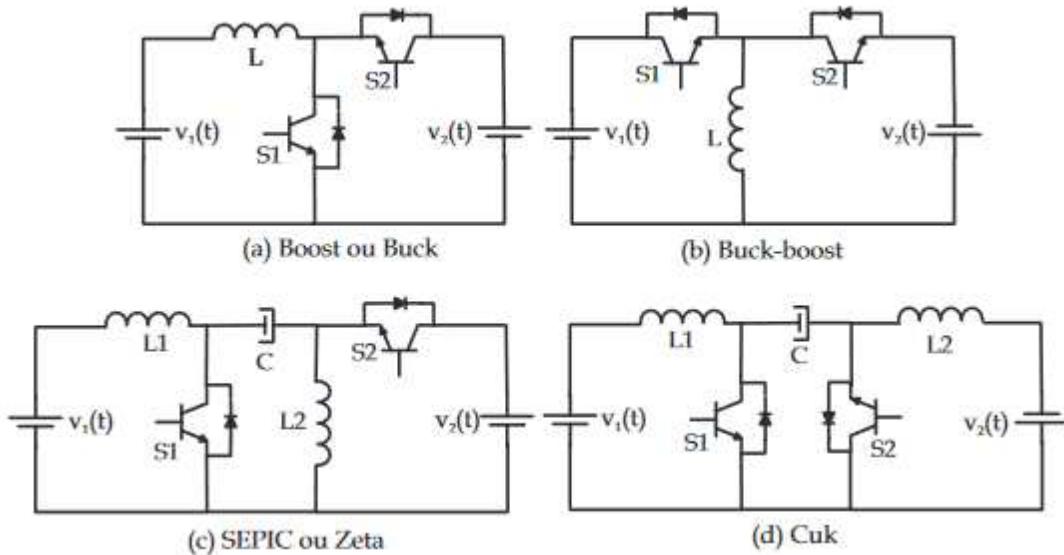


Figura 3 - Topologias de conversores CC-CC bidirecionais não isolados. (a) Buck síncrono bidirecional, (b) Boost síncrono bidirecional, (c) Buck-boost síncrono bidirecional.

A tabela 1 a seguir apresenta as vantagens e desvantagens dos conversores não isolados

Tabela 1 - Vantagens e desvantagens dos conversores CC-CC bidirecionais não isolados

Vantagens	Desvantagens
-----------	--------------

Baixo custo.	Saída única.
Bom rendimento operando em condições adequadas.	Necessidade de amplas faixas de variação de razão cíclica para obter altos valores de conversão de tensão e de corrente.
Fácil controle e implementação.	Não oferece isolação galvânica entre os barramentos de alta e baixa tensão.
	Baixa potência, tipicamente inferiores a 500W.

Analizando as desvantagens dos conversores não isolados conclui-se que para um sistema com múltiplas portas, os conversores isolados são mais adequados. Outra desvantagem verificada nesta categoria de conversores é a dificuldade em se controlar o fluxo de potência, que se propõe geralmente através do controle do nível de tensão dos barramentos de carga. No caso do Boost, quando $V_L > V_2$ o fluxo é de V_2 para V_L , no conversor Buck é o contrário.

A principal vantagem dos conversores CC-CC bidirecionais isolados (IBDC – Isolated Bidirectional DC-DC Converters), é que eles utilizam transformador de alta frequência, o que confere isolação galvânica entre os barramentos e permite uma maior variação dos níveis de tensão entre os barramentos, sem depender exclusivamente do controle da razão cíclica para realizar esta conversão.

Apesar de o alto custo ser uma desvantagem, relativo ao transformador de alta frequência, em comparação aos conversores não isolados, os conversores isolados podem ser projetados para operar em potências mais elevadas, acima de 1kW, com rendimento considerável [14].

Entre os conversores CC-CC bidirecionais isolados, encontramos algumas topologias mais utilizadas na literatura, apresentadas a seguir.

2.2 – CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL (BUCK-BOOST ISOLADO)

O conversor Flyback é derivado do conversor Buck-boost (elevador e abaixador de tensão), porém difere do mesmo por possuir transformador de tensão, que funciona como

indutor acoplado, entre os barramentos CC. As topologias para o conversor Buck-Boost e Flyback Bidirecionais podem ser comparadas na Figura 4 [18].

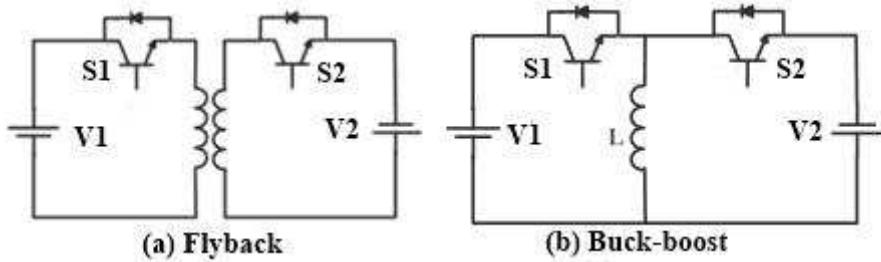


Figura 4 - Conversor Flyback Bidirecional e Conversor Buck-Boost Bidirecional.

Análise Conversor Buck-Boost Bidirecional

Para o conversor Buck-Boost operando em modo de condução contínuo o ganho estático é função da razão cíclica D como mostra a Equação 2.1:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D}{1-D} \quad (2.1)$$

Sendo assim se $D > 0,5$ o conversor é elevador de tensão e se $D < 0,5$ o conversor é abaixador de tensão. Na Figura 4 (b) se $V_1 > V_2$, quando o fluxo de potência vai de V_1 para V_2 , o conversor estará operando como Buck, se o fluxo de potência for de V_2 para V_1 , o conversor estará operando como Boost [18].

Considerando o conversor Buck-Boost fornecendo energia do barramento V_1 para o barramento V_2 , a fonte de tensão do barramento V_2 se torna uma carga, representada por uma resistência R , sendo expressa pela Equação 1.2:

$$R = \frac{V_2}{I_2} \quad (2.2)$$

Considerando as perdas dos semicondutores e do indutor concentradas em uma única resistência R_L , a potência de saída P_o é dada pela potência de entrada P_{in} menos as

perdas, sendo assim é possível obter o valor da tensão de saída em função da corrente média no indutor, Equações 2.3, 2.4 e 2.5.

$$P_o = P_{in} - R_L I_L^2 \quad (2.3)$$

$$\frac{V_2^2}{R} = V_I I_I - R_L I_L^2 \quad (2.4)$$

$$V_2^2 = R \left(V_I I_I - R_L (I_I + I_2)^2 \right) \quad (2.5)$$

Através da Equação 2.5 nota-se que quanto maior a potência a ser entregue (corrente $I_L = I_I + I_2$) mantendo-se os outros parâmetros constantes, maior será a queda de tensão na resistência R_L .

$$RI_I = RI_2 \left(\frac{D}{1-D} \right) = V_2 \left(\frac{D}{1-D} \right) = V_I \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (2.6)$$

Substituindo a equação 2.6 em 2.5 e considerando o ganho de tensão representado pela Equação 2.1 como sendo G , temos que o ganho de tensão quando são consideradas as perdas do conversor fica restrito à Equação 2.7.

$$\frac{V_2}{V_I} = G \left(1 - \frac{R_L}{R} G^2 - \frac{2R_L}{R} G - \frac{R_L}{R} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.7)$$

Derivando a equação 2.7, obtém-se o ganho máximo do conversor Buck-Boost, equação 2.8.

$$G_{max} = -\frac{3}{4} + \frac{1}{4} \sqrt{8 \left(\frac{R}{R_L} \right) - 7} \quad (2.8)$$

Ganhos acima deste valor são impossíveis devido ao princípio da conservação da energia. Se R_L for muito pequeno, tendendo a zero, o ganho máximo tende a infinito. Para

valores típicos de $R/R_L = 100$ [13] o ganho máximo será igual a 6,29, portanto a máxima razão cíclica será 0,86.

Devemos levar em consideração outro fator limitador para o desempenho desses conversores: o rendimento. O rendimento pode ser escrito como:

$$\eta = \frac{P_{in} - R_L I_L^2}{P_{in}} = 1 - \frac{R_L (I_1 + I_2)^2}{V_L I_L} \quad (2.9)$$

Das equações 2.5 e 2.6 deduzimos que o rendimento do conversor Buck-Boost é limitado ao valor da resistência no indutor pela Equação 2.10:

$$\eta = 1 - \frac{R_L}{R} \left[\left(\frac{D}{1-D} \right)^2 + 3 \right] \quad (2.10)$$

Considerando que temos como valores típicos de $R/R_L = 100$ [13] temos na Figura 5 o gráfico do rendimento em função da razão cíclica do conversor Buck-Boost.

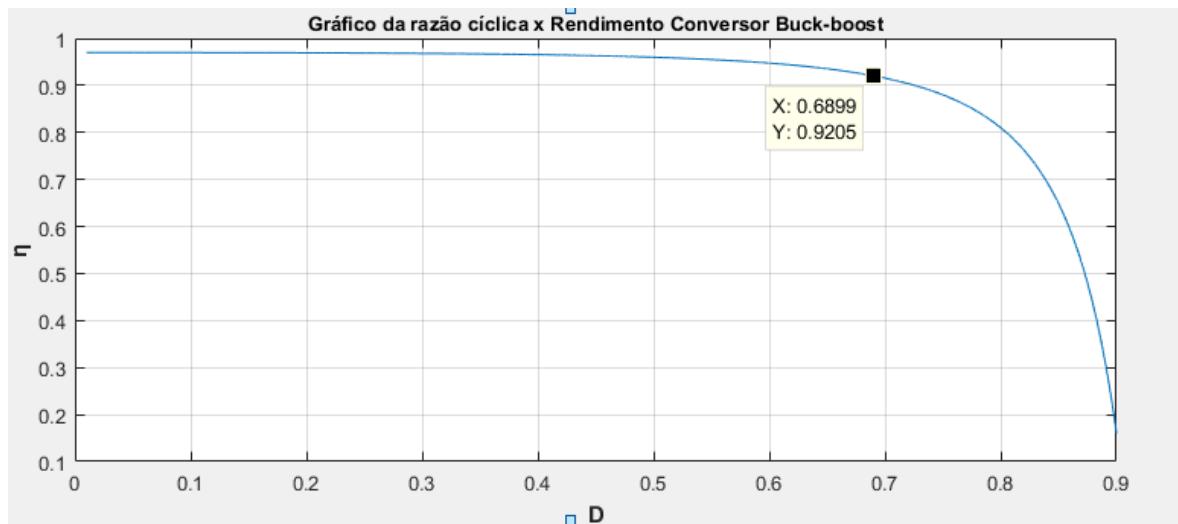


Figura 5 - Rendimento do Conversor Buck-Boost em função da Razão Cíclica

Através do gráfico expresso na Figura 5 nota-se que para um rendimento aceitável de 92%, a razão cíclica D deve ser no máximo 0,69, ou seja, o conversor operando como Boost, apresenta um bom rendimento até aproximadamente um ganho igual ao dobro da tensão de entrada, assim como para o conversor operando como Buck, o rendimento se

encontra na faixa aceitável para tensão de saída até metade da tensão de entrada. O conversor Buck-Boost não isolado apresenta outra desvantagem que é a característica de saída única, ou seja, para barramentos múltiplos deveriam ser utilizados vários conversores independentes.

Análise Conversor Flyback Bidirecional

O conversor Flyback bidirecional apresenta em sua topologia, um indutor acoplado, que permite a elevação ou redução do nível de tensão através da relação de espiras entre os enrolamentos primário e secundário. Esta característica permite um maior ganho de tensão entre os enrolamentos primário e secundário, dado por um fator n , que é a relação entre as espiras do primário e secundário. Sendo assim o conversor Flyback não apresenta o vínculo do ganho com o rendimento, como no conversor Buck-boost, pois dependendo da necessidade pode-se alterar a relação de espiras do indutor acoplado para que o conversor sempre opere dentro do rendimento otimizado.

O conversor Flyback estudado neste capítulo servirá de base para o desenvolvimento do conversor multi enrolamentos proposto nesta dissertação.

O indutor acoplado, presente no conversor Flyback, permite a transferência de energia através da carga e descarga da indutância própria. A diferença básica entre um indutor acoplado e um transformador de alta frequência está no valor da indutância própria, ou indutância de magnetização. No transformador a energia é transferida do primário para o secundário ao mesmo tempo, ou seja, na medida em que a energia é enviada pelo primário transformador, ela já é transferida para o secundário. Muitas aplicações que utilizam transformador de alta frequência como isolação elétrica têm a indutância de dispersão como meio de transferência de energia. No indutor acoplado essa transferência ocorre em etapas através da indutância de magnetização, inicialmente ocorre a carga do indutor, posteriormente a descarga. Portanto o indutor acoplado além de possibilitar o armazenamento de energia, também isola eletricamente os barramentos do conversor e realiza a transformação do nível de tensão.

No conversor Flyback o ganho de tensão é dado pela relação de espiras entre primário e secundário, Equação 2.11.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.11)$$

Onde N_1 e N_2 são os números de espiras do primário e secundário do indutor acoplado. Na equação 2.11 nota-se a ausência da razão cíclica para estabelecer o nível de tensão, isto se deve pelo fato de ser possível projetar o conversor para que a relação de espiras realize a conversão de tensão necessária, ficando a razão cíclica responsável pelo controle do fluxo da corrente.

A razão cíclica é responsável pela transferência de energia, ou seja, quanto mais tempo a chave ficar fechada, mais energia será armazenada no indutor acoplado e transferida para o barramento secundário.

O conversor Flyback pode operar em dois modos: *Discontinuous Conduction Mode* (DCM) e *Continuous Conduction Mode* (CCM), que são os modos de condução descontínua e contínua.

- *Discontinuous Conduction Mode* (DCM)

Neste modo de operação o núcleo do indutor acoplado é totalmente desmagnetizado em cada ciclo da operação, ou seja, a corrente armazenada zera ao ser transferida para o barramento que recebe energia. Para ocorrer a total desmagnetização do núcleo a razão cíclica deve variar entre 0 e 0,5. Em projetos de conversores adota-se que para potência máxima a razão cíclica seja em torno de 0,45 para existir uma margem de segurança garantindo que o núcleo seja totalmente desmagnetizado e não haja chaveamento do indutor sob corrente.

Para o conversor ideal temos que a potência de entrada é igual à potência de saída. A potência do conversor Flyback é dada pela equação 2.12

$$P_o = P_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_1(t) \cdot I_1(t) dt \quad (2.12)$$

Onde T_s é o período de chaveamento. Desenvolvendo a equação 2.12 conclui-se que, desconsiderando as perdas, a potência do conversor Flyback é dada pela equação 2.13 a seguir.

$$P = \frac{V^2 D_{max}^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.13)$$

Onde D_{max} é a máxima razão cíclica de operação, f_s é a frequência de chaveamento, L a indutância de magnetização vista do primário e V é o módulo da tensão primária.

Os circuitos que representam as etapas de operação para o primário fornecendo potência para o secundário estão na Figura 6. As formas de onda da corrente primária e secundária e da tensão no indutor acoplado são mostradas na Figura 7, considerando-se duas etapas de operação em um período de chaveamento.

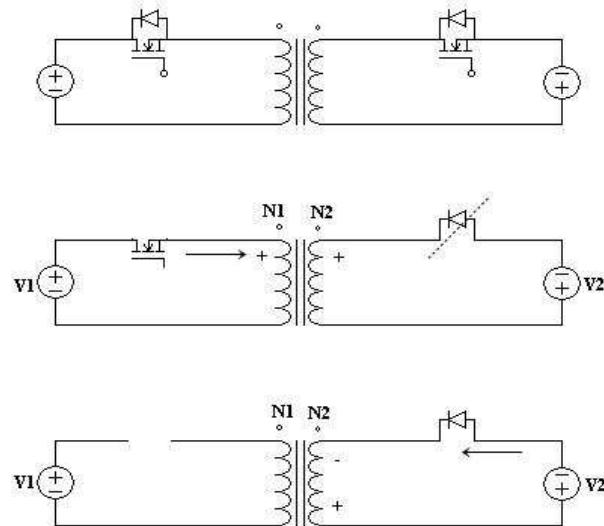


Figura 6 - Etapas de operação do Conversor Flyback Bidirecional

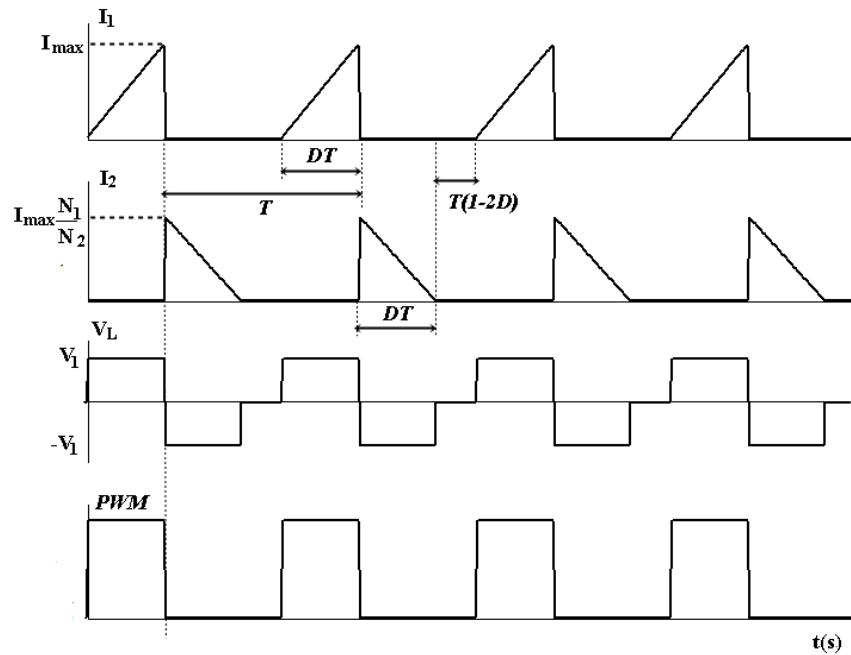


Figura 7 - Forma de Onda das Correntes e tensões no Conversor Flyback Bidirecional

- *Continuous Conduction Mode (CCM)*

Neste modo de operação o núcleo do indutor acoplado não desmagnetiza totalmente no ciclo, ou seja, o núcleo permanece com uma magnetização residual constante, e a cada etapa ocorre uma magnetização e desmagnetização, porém mantendo sempre um nível médio constante. Para que o conversor opere nesta condição, basta calcular o valor de indutância adequado para que o núcleo não desmagnetize completamente.

A forma de onda das correntes do conversor Flyback em modo de condução contínua é mostrada na Figura 8 a seguir

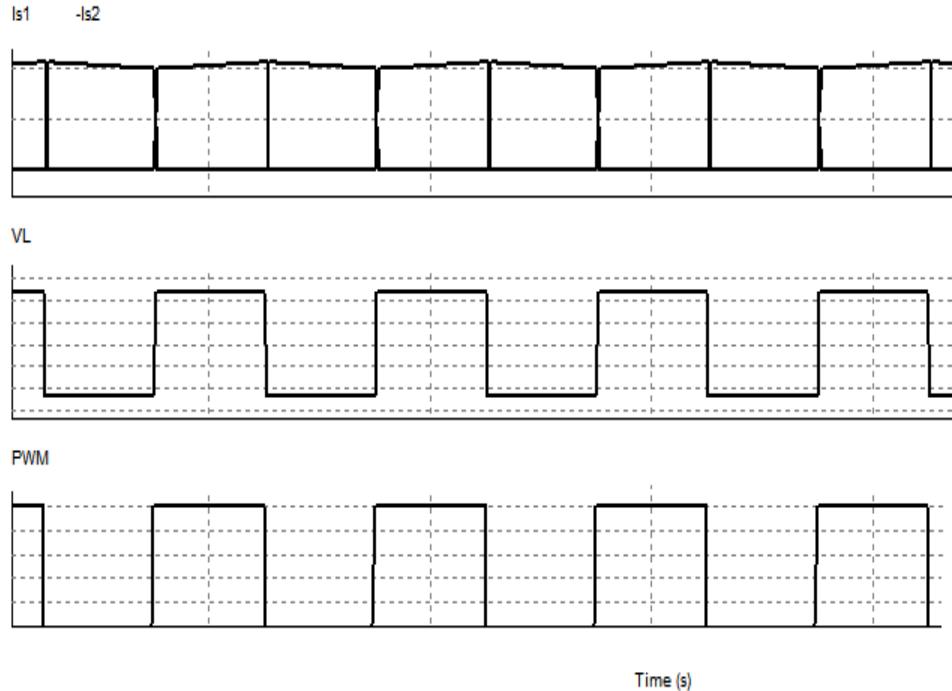


Figura 8 - Forma de onda da corrente em MDC, Tensão no indutor e PWM para o conversor Flyback bidirecional.]

Neste modo de condução, apresentado na Figura 8, nota-se que o tempo de carga do indutor é igual ao tempo de descarga. Isto ocorre sempre que a relação de espiras for igual à relação de tensões entre primário e secundário. Neste sentido é possível utilizar a razão cíclica para controle do fluxo de corrente, já que se tem o nível de tensão desejado. Esta aplicação será utilizada no conversor aplicado neste trabalho. A razão cíclica será responsável pelo controle do fluxo de potência, e a relação de espiras do indutor acoplado estabelecerá o nível de tensão do barramento.

O conversor Flyback se mostra muito versátil quanto ao seu controle, permitindo a inserção de múltiplos barramentos interconectados pelo mesmo elemento armazenador. Imaginando o contexto das nanogrids, podem existir múltiplas fontes e cargas conectadas ao sistema, e muitas vezes para fazer com que o sistema opere em conjunto, o método de controle pode se tornar complexo e sujeito a distúrbios que podem interferir em todo o sistema. Nesse sentido, desenvolveu-se nesta pesquisa uma alternativa, em vez de operar de forma isolada, as fontes e cargas podem operar em conjunto conectadas pelo mesmo elemento de transferência de energia, sendo possível estabelecer o fluxo de potência necessário em cada barramento utilizando um sistema de controle relativamente simples.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTIENROLAMENTOS

3.1 – TOPOLOGIA

A topologia do conversor apresentado neste trabalho está representado na Figura 9. Este conversor é uma variação do conversor Flyback Bidirecional, com elementos inseridos para permitir a adição de outros barramentos capazes de fornecer ou receber energia simultaneamente.

O elemento de transferência de energia é um indutor acoplado, que funciona de forma similar ao indutor do conversor Buck-Boost, mas também realiza a transformação do nível de tensão através da relação de espiras.

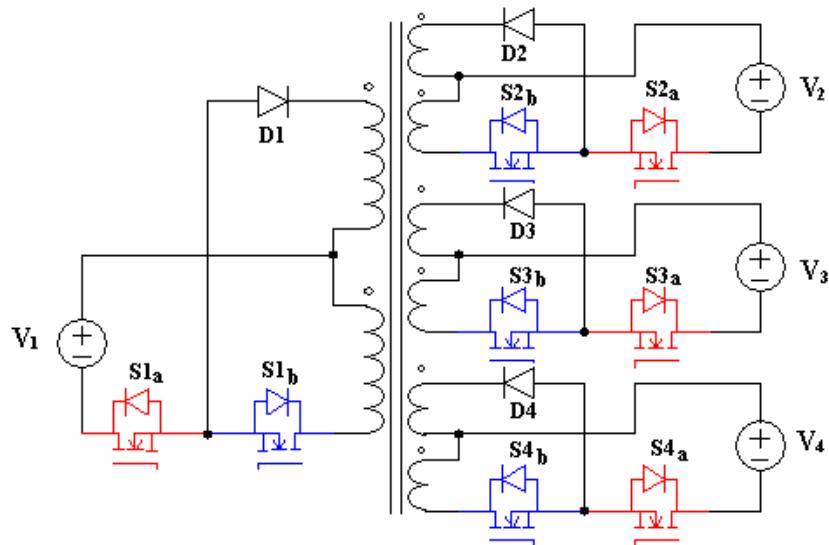


Figura 9 - Topologia do Conversor Flyback Bidirecional Multi Enrolamentos

Cada barramento do conversor Flyback Multi Enrolamentos é constituído por dois interruptores bidirecionais em antissérie e um diodo. Os interruptores com índice “b” são

acionados quando o barramento está enviando energia, e os interruptores com índice “a” são acionados quando o barramento recebe energia.

Quando o barramento está enviando energia, o método de controle utilizado nos interruptores com índice “b” é o controle da razão cíclica. Se o barramento recebe energia, os interruptores com índice “a” são controlados por *phase-shift*, ou defasagem dos pulsos do interruptor.

O conversor mostrado na Figura 9, com quatro enrolamentos, pode operar de seis formas distintas:

- Uma fonte fornecendo energia a um barramento
- Uma fonte fornecendo energia a dois barramentos simultaneamente
- Uma fonte fornecendo energia a três barramentos simultaneamente
- Duas fontes fornecendo energia simultaneamente a um barramento
- Duas fontes fornecendo energia a dois barramentos simultaneamente
- Três fontes fornecendo energia simultaneamente a um barramento

Esta topologia permite a inserção de quantos enrolamentos forem necessários para ao sistema, portanto é possível trabalhar n enrolamentos, porém devem-se levar em consideração os limites impostos pelo rendimento, pois quanto mais chaveamentos em um período, maiores serão as perdas. Outros fatores que reduzem o rendimento em função do número de barramentos é a dimensão do núcleo e a quantidade de enrolamentos, pois núcleos maiores tendem a apresentar maiores perdas [14], e quanto mais enrolamentos compartilham a mesma corrente, maiores serão as perdas nos condutores.

Quando a fonte está enviando energia o interruptor com índice “b” é acionado por um PWM com uma largura de pulso que estabelece a quantidade de energia a ser armazenada no indutor acoplado. Nesse mesmo barramento o interruptor com índice “a” deve permanecer aberto e a corrente deve circular através do interruptor com índice “b” e através do diodo do interruptor com índice “a”.

Quando o barramento recebe energia o interruptor de índice “a” é acionado por um PWM com largura de pulso fixa, porém com sua fase deve ser controlada, permitindo estabelecer quanta energia irá para o barramento. Nesse barramento o interruptor com índice “b” permanece aberto e a corrente circula pelo interruptor com índice “a” e pelo diodo D_n .

Este conversor é projetado para operar em modo de condução descontínua, estudos adicionais devem ser realizados para possibilitar o funcionamento em modo de condução contínua, pois o método de controle empregado não atende de forma satisfatória o modo de operação contínua.

3.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

Existem duas etapas de operação para os seis modos de funcionamento descritos anteriormente. Podemos dividir em (I) carga do indutor e (II) descarga do indutor. Para este conversor será considerado o mesmo operando em modo de condução descontínuo.

Carga do Indutor

Nesta etapa os interruptores com índice “b” dos barramentos que enviam energia são acionados por um PWM de razão cíclica d_n , que varia de acordo com a quantidade de energia que cada barramento irá enviar. Os interruptores com índice “a” permanecem abertos.

Sendo assim, consideremos o caso mais complexo, em que três barramentos enviam energia simultaneamente. Sendo V1, V2 e V3 enviando energia para V4, os interruptores com índice “b”, S1b, S2b e S3b serão acionados, cada um com seu respectivo valor de razão cíclica, que depende de quanta energia cada barramento irá fornecer. Os PWMs dos três interruptores estarão em fase, ou seja, o núcleo será magnetizado pelas três fontes simultaneamente.

Sendo as correntes médias fornecidas pelos barramentos V1, V2 e V3 iguais a I_1 , I_2 e I_3 respectivamente, temos que as razões cíclicas serão d_1 , d_2 e d_3 . O caso mais complexo seria o que as três correntes possuem valores médios distintos, consideremos, portanto $I_1 > I_2 > I_3$, sendo assim temos que $d_1 > d_2 > d_3$.

Nesse caso, o PWM de acionamento dos interruptores S1b, S2b e S3b será conforme a Figura 10.

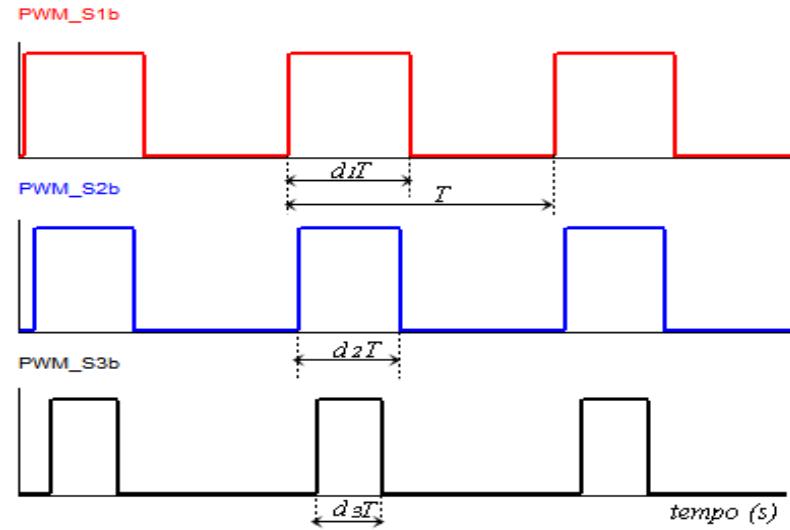


Figura 10 - Esquema de acionamento dos interruptores com índice "b" do Conversor Flyback Multi enrolamentos para o carregamento do indutor, com três barramentos fornecendo energia simultaneamente.

A tabela 2 mostra o acionamento dos interruptores durante o período T (ver Figura 13):

Tabela 2 - Acionamento dos interruptores para a carga do indutor

Intervalo		Interruptores acionados
(I)	$0 < t < \frac{d_1 - d_2}{2} T$	S1b
(III)	$\frac{d_1 - d_2}{2} T < t < \frac{d_1 - d_3}{2} T$	S1b e S2b
(III)	$\frac{d_1 - d_3}{2} T < t < \frac{d_1}{2} T$	S1b, S2b e S3b
(IV)	$\frac{d_1}{2} T < t < \frac{d_1 + d_3}{2} T$	S1b, S2b e S3b
(V)	$\frac{d_1 + d_3}{2} T < t < \frac{d_1 + d_2}{2} T$	S1b e S2b
(VI)	$\frac{d_1 + d_2}{2} T < t < d_1 T$	S1b

Os circuitos para os seis intervalos mostrados na Tabela 2 são mostrados na Figura 11 a seguir.

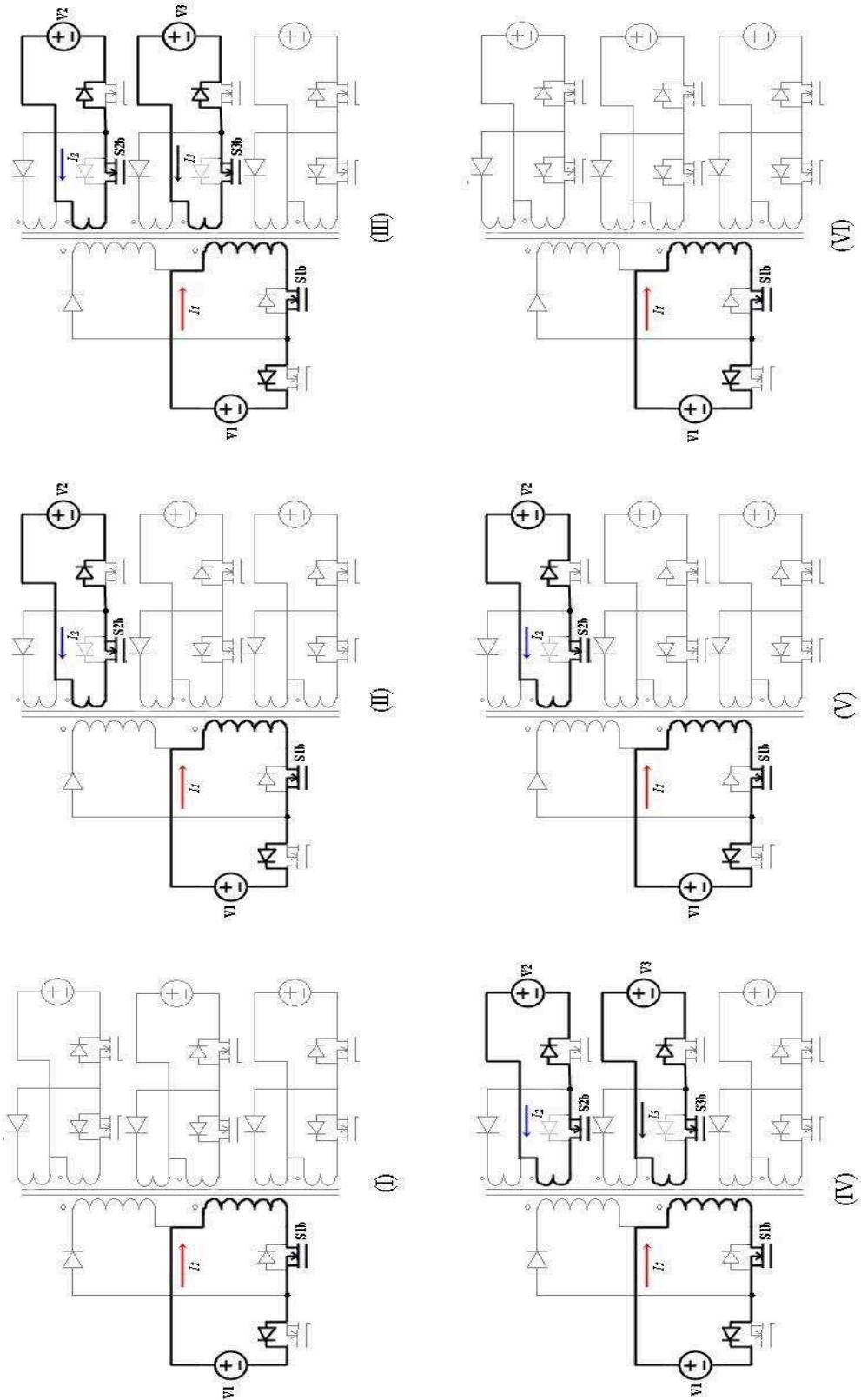


Figura 11 - Etapas de operação do conversor Flyback Multi Enrolamentos para a carga do indutor

As tensões dos barramentos são definidas pela relação de espiras no indutor acoplado, temos, portanto que as tensões dos barramentos, referidas ao primário são estabelecidas através da Equação 3.1.

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} V_2 = \frac{N_1}{N_3} V_3 = \frac{N_1}{N_4} V_4 = V \quad (3.1)$$

Para o instante (I) apenas o interruptor S1b está acionado, portanto o barramento V1 inicia a carga do indutor. A tensão no indutor é igual a V e a corrente no barramento V1 é igual à corrente no indutor $i_L(t)$.

No instante (II) a chave S2b entra em operação e os barramentos V1 e V2 carregam o indutor simultaneamente. A tensão no indutor continua sendo igual a V, pois as fontes V1 e V2 estão em paralelo com a indutância de magnetização. Portanto a corrente nos barramentos V1 e V2 se divide igualmente para compor a corrente no indutor. Sendo assim as correntes nos barramentos V1 e V2 são iguais a $i_L(t)/2$.

No instante (III) o interruptor S3b entra em condução e os três barramentos carregam o indutor simultaneamente, sendo assim a corrente no indutor é composta pela soma das três correntes dos barramentos, que são iguais a $i_L(t)/3$. Esta condição prevalece até o instante (V), em que o interruptor S3b abre e o indutor volta a ser carregado apenas pelos barramentos V1 e V2. Neste instante a corrente dos barramentos V1 e V2 irá assumir novamente a inclinação igual a $i_L(t)/2$ e continuará a carga do indutor até o instante (VI) em que o interruptor S2b abre e apenas o barramento V1 carrega o indutor com a corrente igual a $i_L(t)$.

O Díodo D4 permanece polarizado reversamente durante todo o carregamento do indutor, garantindo que não haja fluxo de corrente para o barramento V4 nesta fase. Esta característica é similar ao que ocorre no conversor Flyback convencional.

As formas de onda das correntes dos barramentos nos períodos de (I) a (VI) são mostradas na Figura 12, onde os pulsos dos interruptores S1b, S2b e S3b foram sobrepostos.

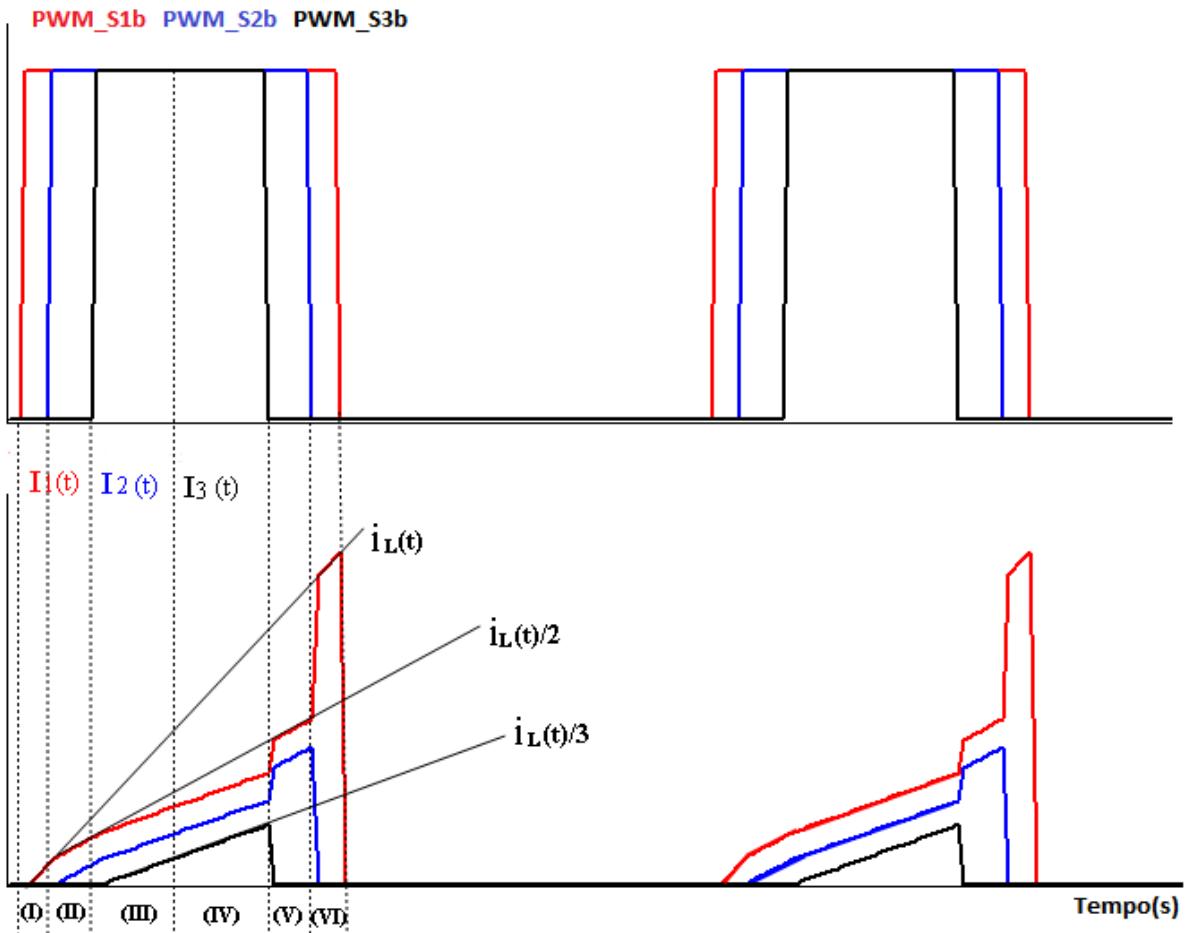


Figura 12 - Formas de onda dos acionamentos dos interruptores com índice "b" e das correntes dos barramentos V1, V2 e V3.

Durante a carga do indutor a soma das correntes nos barramentos será sempre igual a $i_L(t)$, sendo assim, a soma das formas de onda de $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_3(t)$ resulta na forma de onda do conversor Flyback convencional.

Caso os barramentos forneçam a mesma quantidade de energia, as razões cíclicas serão iguais ($d_1 = d_2 = d_3 = d$), portanto a correntes $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_3(t)$ serão iguais a $i_L(t)/3$ em todo o período $d \cdot T$. De forma similar, pode ocorrer que dois barramentos forneçam a mesma quantidade de energia, e um deles forneça mais ou menos que os outros dois, entretanto o caso mais complexo para análise é o que foi apresentado na Figura 12 em que as três correntes possuem valores distintos.

Descarga do Indutor

De forma similar à análise da carga do indutor, a descarga do indutor também pode ocorrer em um ou mais enrolamentos, com valores médios de corrente distintos. Para o caso apresentado anteriormente, logicamente toda a corrente armazenada será descarregada no barramento V4, e o valor será igual à soma das três correntes durante todas as etapas de (I) a (VI). O caminho para a descarga do indutor ocorre através do interruptor S4a e do diodo D4. Para garantir a total desmagnetização do núcleo, o interruptor S4a deve permanecer fechado durante todo o período T. A Figura 13 mostra o circuito de potência do conversor (a) e o circuito simplificado para a descarga do indutor no barramento V4. Em (b) é mostrada a forma de onda das correntes para a carga e descarga exemplificada anteriormente.

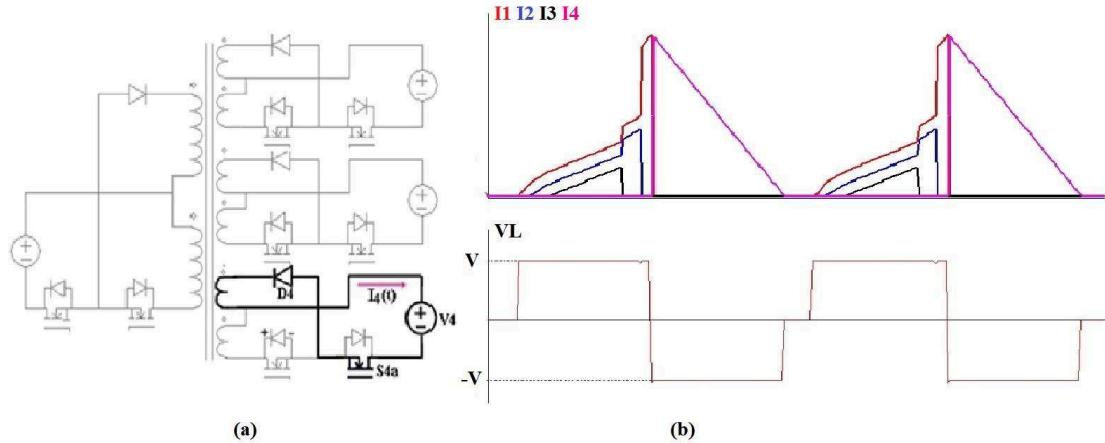


Figura 13 - (a) Circuito para a descarga do indutor no barramento V4; (b) Formas de onda das correntes de carga e descarga do indutor e forma de onda da tensão no indutor acoplado.

Entretanto existe a possibilidade de dois ou mais barramentos receberem energia simultaneamente. Supondo então, o barramento V4 fornecendo energia para os barramentos V1, V2 e V3, caso a quantidade de energia fosse igualmente distribuída, bastaria manter os interruptores S1a, S2a e S3a sempre fechados que a corrente se dividiria igualmente para os três barramentos. Porém pode ocorrer que um dos barramentos receba mais energia do que os outros ou ainda os três receberem quantidades diferentes de energia. Dessa forma o modelo adotado para o controle do fluxo de potência é através do *phase-shift*, ou defasagem dos pulsos. Esse método consiste em aplicar uma defasagem no pulso dos interruptores de acordo com a quantidade de energia que o barramento irá receber. O

ângulo de *phase-shift* é igual a δ [graus], e se $I_1 > I_2 > I_3$ temos que o barramento que mais receberá energia será o barramento V1, portanto neste barramento o interruptor S1a permanecerá sempre fechado, esta medida garantirá a total desmagnetização do núcleo. Para os barramentos V2 e V3 existirá um PWM com largura de pulso fixa, porém defasados por um ângulo δ em relação ao PWM da chave S4b (que envia energia). A largura de pulso dos interruptores com índice “a” é fixa, e igual a p . O valor de $p = 0,45$ poderá ser adotado considerando o máximo valor de corrente que o barramento poderá receber em modo de condução descontínua. O PWM dos interruptores com índice “a” e do interruptor S4b são mostrados na Figura 14, considerando o caso mais complexo, em que os três barramentos (V1, V2 e V3) recebem quantidades diferentes de energia.

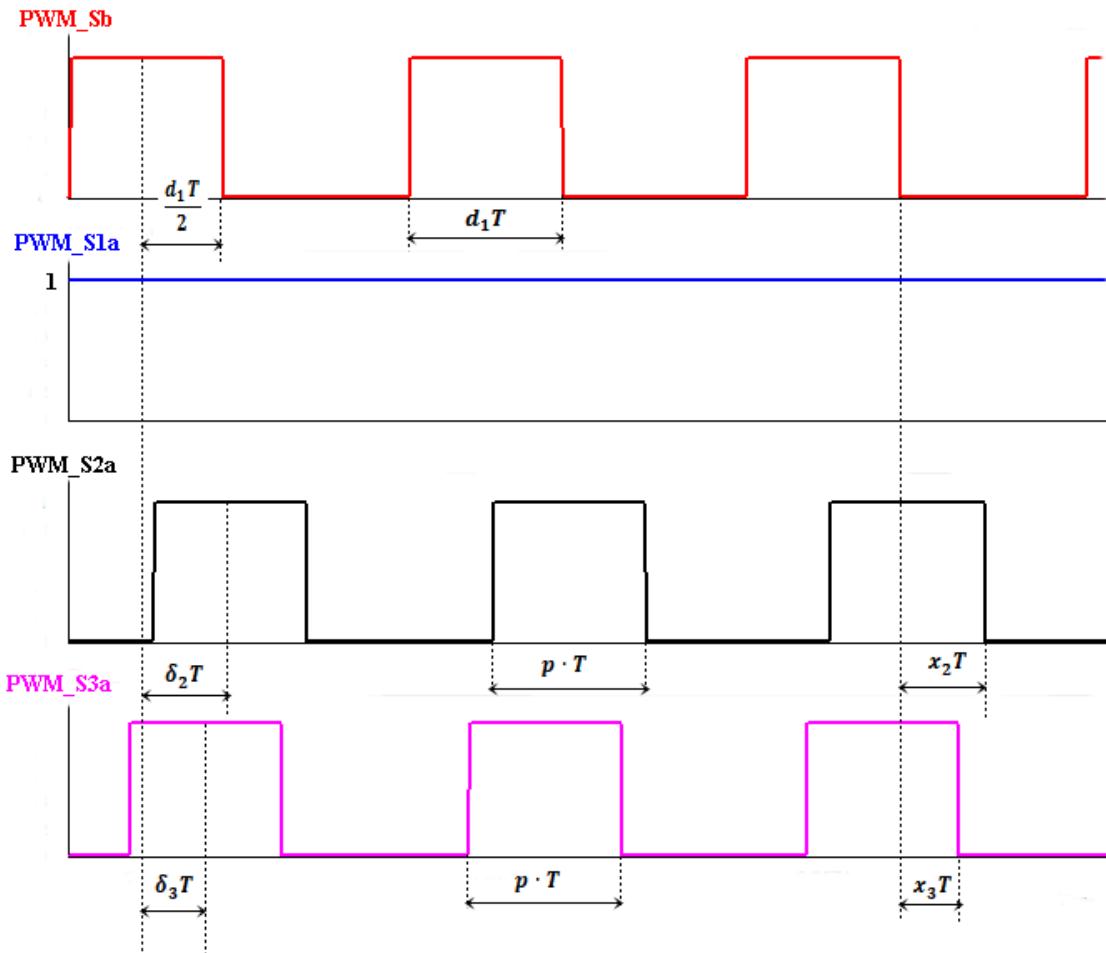


Figura 14 - Esquema de acionamento do interruptores com índice "a" para três barramentos recebendo energia simultaneamente.

Os ângulos de *phase-shift* mostrados na Figura 15 estão em pu (por unidade) e podem ser calculados através da Equação 3.2 a seguir.

$$\delta[\text{pu}] = \frac{\delta[\text{graus}]}{360} = \frac{\delta[\text{rad}]}{2\pi} \quad (3.2)$$

Caso os três barramentos recebam a mesma quantidade de energia, os interruptores S2a, S3a e S4a permaneceriam fechados em todo o período. As formas de onda das correntes para o modo de operação mostrado na Figura 14 são mostradas na Figura 15 a seguir.

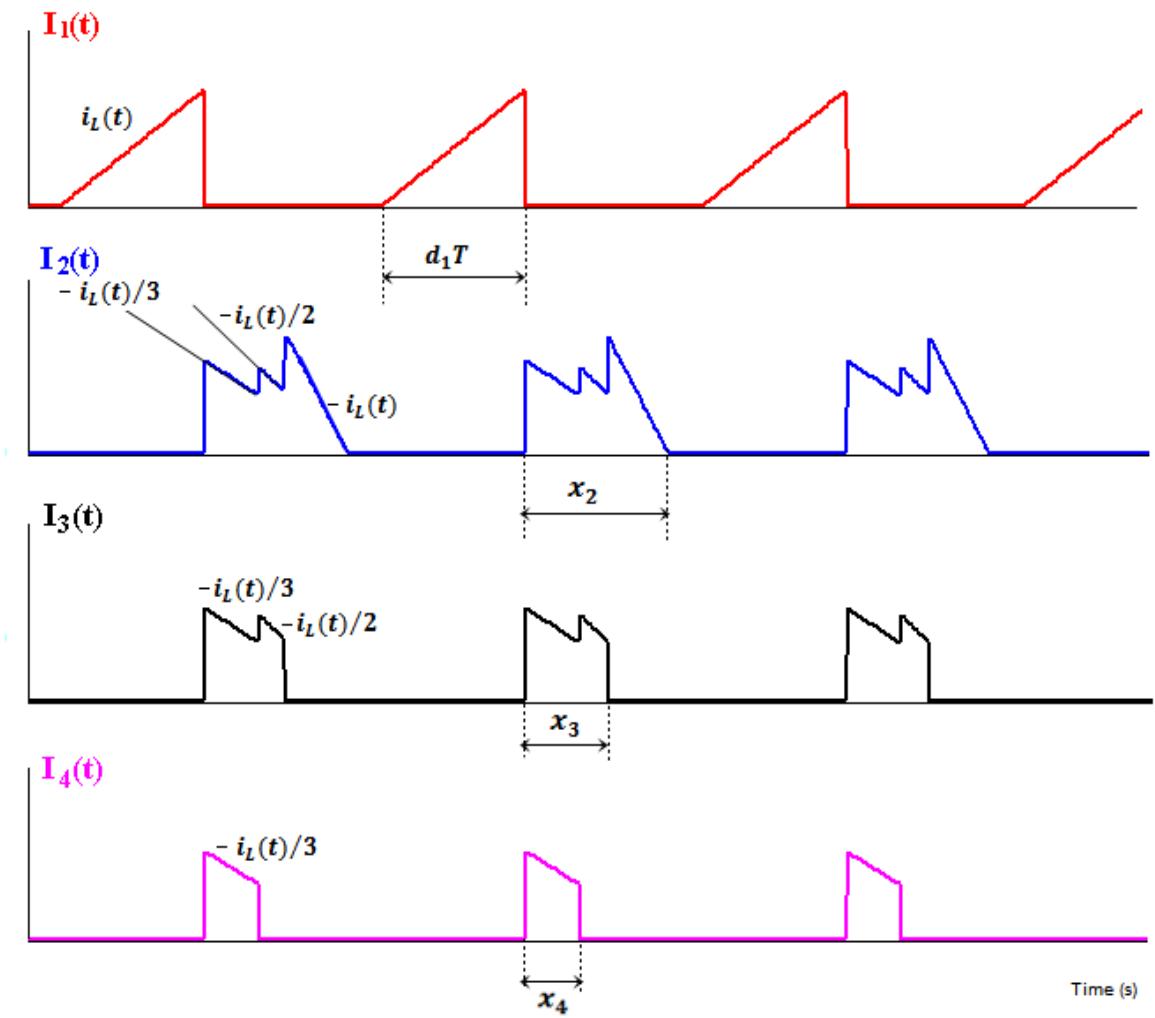


Figura 15 - Forma de onda das correntes nos barramentos para carga e descarga do indutor

Os intervalos $x_n T$ mostrados na Figura 15 são estabelecidos em função da largura de pulso p , do ângulo de *phase-shift* δ e da razão cíclica d_1 , que corresponde ao intervalo de carga do indutor. Temos que para o conversor operando MDC e relação de espiras iguais à relação das tensões, o tempo de carga é igual ao tempo de descarga. O intervalo $x_n T$ pode ser calculado através da Equação 3.3 a seguir.

$$x_n T = (p - d_1) \left(\frac{T}{2} \right) + \delta_n [\text{pu}] T \quad (3.3)$$

A Equação 16 acima se aplica aos barramentos que são controlados por *phase-shift*, o barramento que recebe a maior parcela de energia, que no caso exemplificado na Figura 15 é o barramento V2, o interruptor S2a permanece sempre fechado. Esta equação é válida sempre que a relação de transformação é tal que pode ser expressa pela Equação 3.1 apresentada no início deste capítulo.

Para a descarga do indutor, considerando-se o caso mais complexo apresentado anteriormente, podemos dividir esta etapa em três intervalos, mostrados na Tabela 3:

Tabela 3 - Intervalos para a descarga do indutor em três barramentos com correntes distintas

Intervalo		Interruptores acionados
(I)	$0 < t < (0,45 - d_1) \left(\frac{T}{2} \right) + \delta_3 T$	S2a, S3a e S4a
(II)	$(0,45 - d_1) \left(\frac{T}{2} \right) + \delta_3 T < t < (0,45 - d_1) \left(\frac{T}{2} \right) + \delta_2 T$	S2a e S3a
(III)	$(0,45 - d_1) \left(\frac{T}{2} \right) + \delta_2 T < t < d_1 T$	S2a

No intervalo (I) os três interruptores com índice “a” estão fechados, portanto a corrente no indutor se divide igualmente entre os três barramentos, sendo que cada barramento receberá $i_L(t)/3$, no intervalo (II), apenas os barramentos V2 e V3 recebem continuam recebendo energia, sendo assim a inclinação da corrente passa a ser $i_L(t)/2$, finalmente no intervalo (III) o interruptor S3a abre e a descarga do indutor termina no barramento V2, o qual interruptor S2a fica sempre fechado, terminando a total descarga do indutor.

O tempo total de carga é igual ao tempo de descarga, pois número de espiras realiza a transformação de tensão, fazendo com que o ganho de tensão entre os barramentos seja igual a 1:1 sob o mesmo referencial. Sendo assim o ganho de tensão não é limitado pela razão cíclica, mas sim pelo número de espiras do transformador.

3.3 – ESTUDOS DE CASO

Caso I: Uma fonte fornecendo energia a um barramento

Quando o conversor opera com apenas dois barramentos, um fornecendo e um recebendo energia, o funcionamento é semelhante ao do conversor Flyback bidirecional convencional. O interruptor com índice “b” do barramento que envia energia é acionado por um PWM com largura de pulso controlada. O interruptor com índice “a” do barramento que recebe energia permanece sempre fechado. Todos os outros interruptores do conversor permanecem abertos nessa condição. Supondo então V2 enviando energia para V1, temos que a forma de onda das correntes dos barramentos, do PWM dos interruptores S2b e S1a, e a forma de onda da tensão no indutor são mostradas na Figura 16.

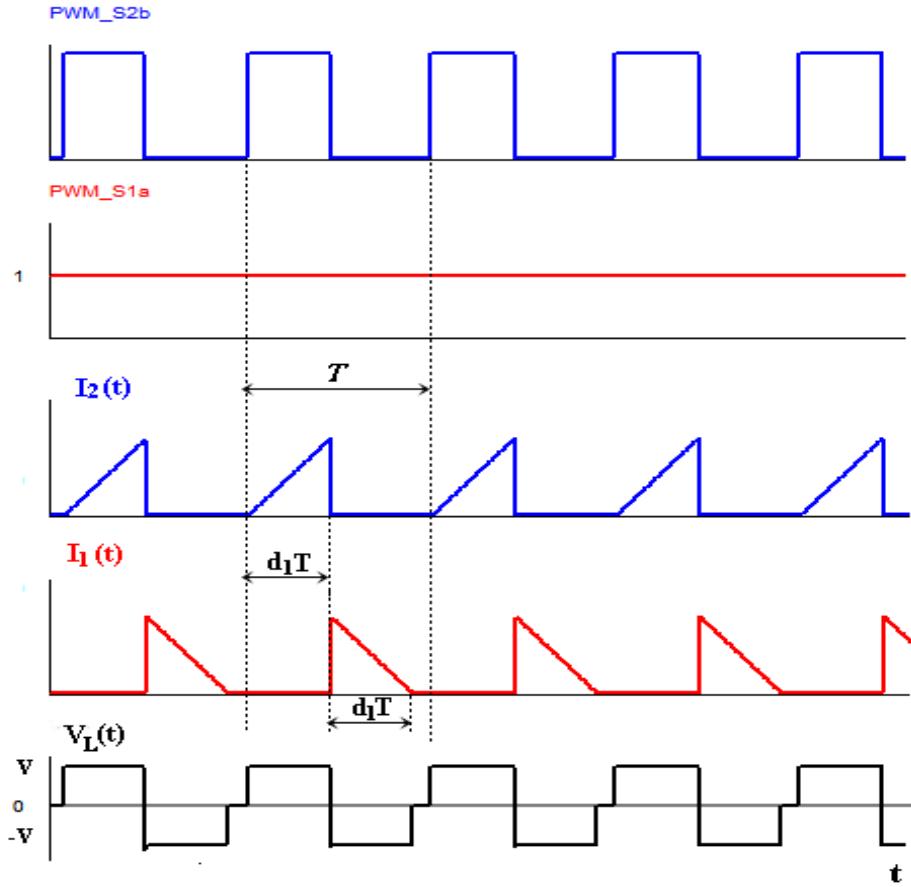


Figura 16 - Esquema de acionamento e forma de onda das correntes para o caso I

Caso II: Duas fontes fornecendo quantidades diferentes de energia a dois barramentos que recebem a mesma quantidade de energia.

Nesse caso, na etapa de carga do indutor ocorre semelhante ao caso estudado em que três fontes fornecem energia simultaneamente. Porém aqui serão apenas duas fontes fornecendo, supondo V1 e V2 fornecendo quantidades diferentes de energia, temos que os interruptores com índice “b” desses dois barramentos serão acionados por um PWM com largura de pulso controlada, onde ora apenas uma fonte participa do carregamento do indutor, ora as duas fontes carregam o indutor simultaneamente. Para a etapa de descarga do indutor, os interruptores com índice “a” dos barramentos V3 e V4 permanecerão sempre fechados, uma vez que a energia deverá ser distribuída igualmente entre os dois barramentos. Todos os outros interruptores deverão permanecer abertos. A forma de onda

das correntes dos barramentos, do PWM dos interruptores, e a forma de onda da tensão no indutor são mostradas na Figura 17.

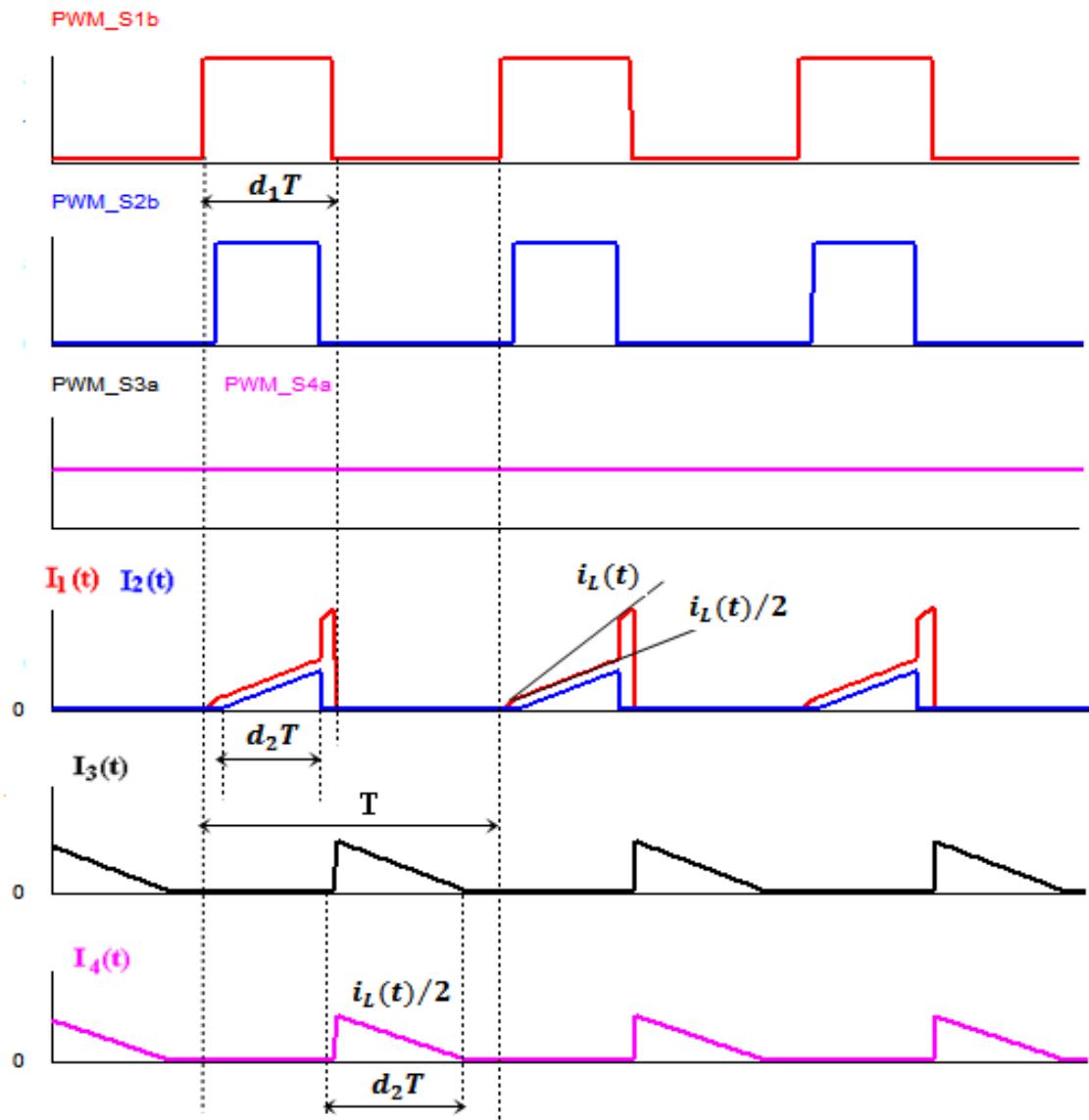


Figura 17 - Esquema de acionamento dos interruptores e forma de onda das correntes para o caso II

Através dos casos (I) e (II) mostrados anteriormente consegue-se perceber como este conversor pode operar com qualquer barramento enviando ou recebendo qualquer quantidade de energia. Cabe ressaltar que teoricamente não existem restrições quanto à quantidade de barramentos que o conversor poderá ter, porém alguns limites no que se refere ao rendimento e ao controle do conversor de acordo com a quantidade de

barramentos, podendo torná-lo inviável caso a quantidade de barramentos seja muito numerosa.

Caso III: Variação de tensão nos barramentos

Este conversor foi projetado para operar da forma apresentada anteriormente, desde que tenhamos a relação descrita na Equação 3.4.

$$\frac{V_a}{V_b} = \frac{N_a}{N_b} \quad (3.4)$$

Em que V_a e V_b são as tensões dos barramentos a e b , e N_a e N_b são os números de espiras dos enrolamentos a e b respectivamente.

Entretanto podem existir variações de tensão em um dos barramentos, enquanto os outros permanecem com suas tensões nominais. Este fato ocorre com frequência em carga e descarga de baterias [BB].

Quando o banco de baterias está descarregado, o barramento geralmente encontra-se em subtensão, nesse contexto os outros barramentos deverão suprir essa perda de energia enviando energia ao banco de baterias. Contudo quando ocorre o envio de energia para um barramento com subtensão o diodo do interruptor com índice “b” desse barramento polariza-se diretamente durante etapa de carga do indutor, como mostra o circuito equivalente para um barramento fornecendo energia a outro barramento com tensão abaixo da nominal, na Figura 18, sendo o primário com tensão igual a V e o secundário referido ao primário com tensão igual a $V-dV$.

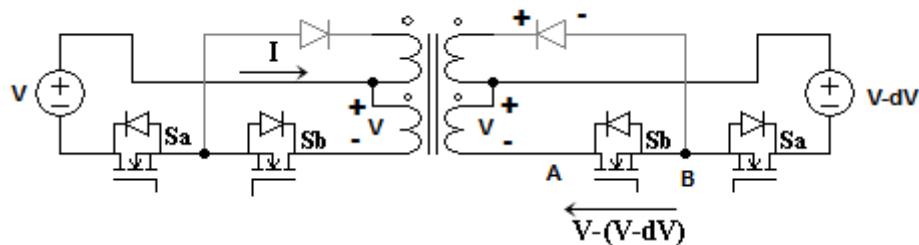


Figura 18 - Esquema da polaridade dos diodos para o caso III

Pela Figura 18 nota-se que a diferença de potencial entre os pontos A e B é positiva e igual a dV , que representa o valor ao qual a tensão do barramento está abaixo de sua

tensão nominal. Este fato faz com que o diodo do interruptor S_b polarize-se diretamente, nesse caso o que deveria ser um indutor acoplado passa a se comportar como um transformador. No mesmo instante em que a energia está sendo armazenada, ela passa a ser descarregada no secundário, através do interruptor S_a (que permanece sempre fechado) e também através do diodo do interruptor S_b .

Como o diodo presente nos interruptores semicondutores é uma característica intrínseca, e não podemos removê-lo, para solucionar este problema insere-se um diodo em antissérie com o diodo do interruptor S_b , D_{nb} , impossibilitando a corrente de circular através do interruptor S_b nesse intervalo. Após a carga do indutor, o diodo D_n polariza-se diretamente e permite a descarga através do interruptor S_a e do diodo D_n . A inserção do diodo em antissérie com o interruptor S_b não interfere no funcionamento apresentado anteriormente, uma vez que a corrente só deverá circular por este interruptor em um único sentido. Sendo assim a topologia final para montagem experimental está mostrada na Figura 19.

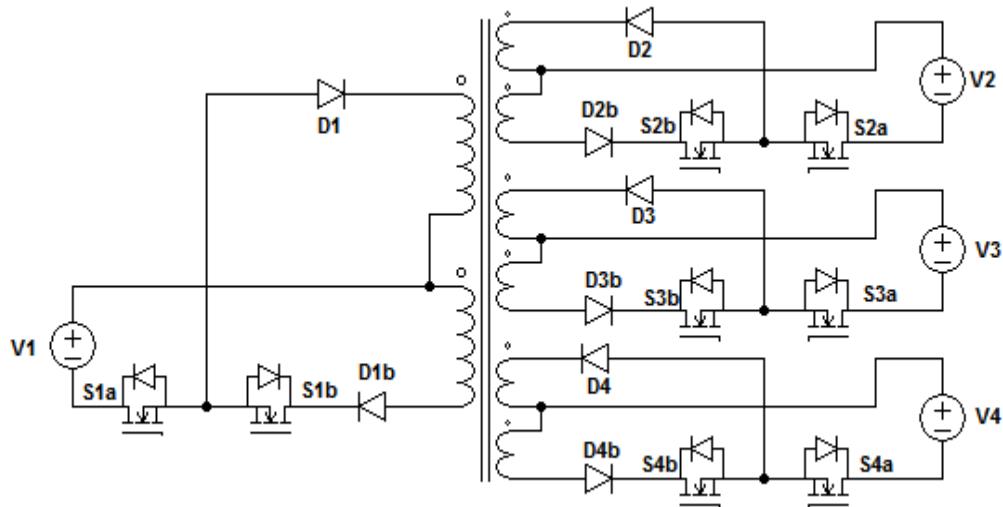


Figura 19 - Topologia final do conversor Flyback Bidirecional Multi enrolamentos.

CAPÍTULO 4

MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS

4.1 – EQUACIONAMENTO EM REGIME PERMANENTE

A modelagem do conversor será feita para quatro enrolamentos, porém a análise aqui apresentada poderá se estender para n enrolamentos. Consideremos, portanto, para equacionamento das correntes e potências em regime permanente, o caso em que três barramentos estão fornecendo energia, e o caso em que três barramentos estão recebendo energia, para verificar o comportamento das correntes médias em função das razões cíclicas, e em função do ângulo de *phase-shift*. Sendo assim equacionamento das correntes em regime permanente será divido em duas etapas: carga e descarga do indutor.

3.1.1 – Equacionamento da Carga do Indutor – Correntes Médias dos Barramentos

Supondo três barramentos, denominados de V1, V2 e V3 fornecendo energia simultaneamente, em quantidades distintas ($V1 > V2 > V3$), temos que a forma de onda das correntes nos interruptores $I_1(t)$, $I_2(t)$ e $I_3(t)$ serão função da largura de pulso do acionamento dos respectivos interruptores S1b, S2b e S3b. Temos ainda a seguinte relação expressa na Equação 4.1:

$$I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = i_L(t) = \frac{1}{L} \int V dt \quad (4.1)$$

Consideremos, portanto $I_1 > I_2 > I_3$, logo temos que $d_1 > d_2 > d_3$, em que I_1 , I_2 e I_3 são as correntes médias dos barramentos e d_1 , d_2 e d_3 são as razões cíclicas dos interruptores S1b, S2b e S3b. As formas de onda das correntes no tempo são mostradas na Figura 20.

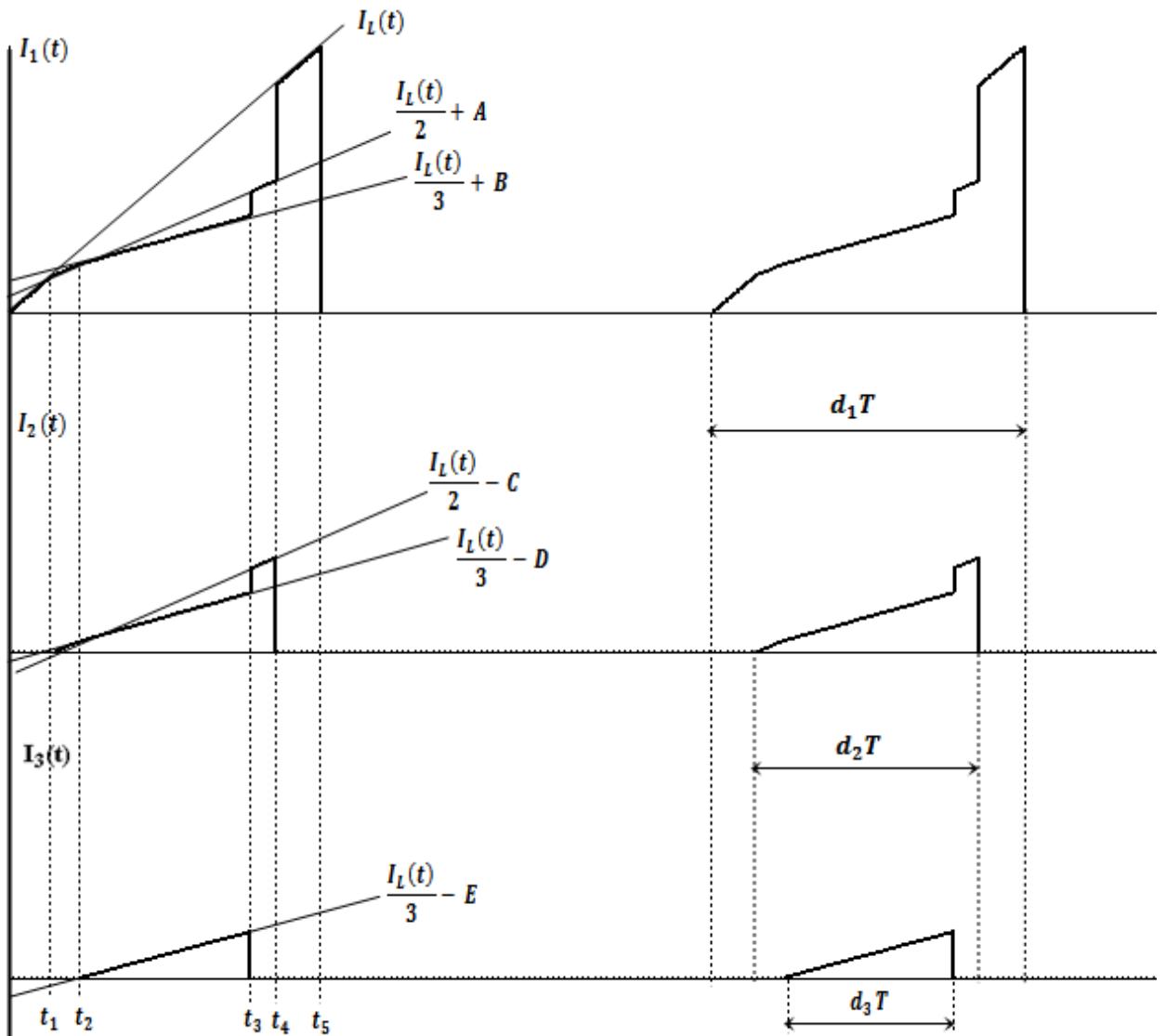


Figura 20 - Forma de onda das correntes dos barramentos V1, V2 e V3 para envio simultâneo de energia.

Para a determinação da corrente média no barramento que mais envia energia (V1), nesse caso representado pela corrente $I_1(t)$, basta calcular a integral dessa corrente no período T, mostrada nas Equações 4.2 e 4.3.

$$I_I = \frac{1}{T} \int_0^T I_1(t) dt \quad (4.2)$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} I_L(t) dt + \frac{I_L(t_1)}{2} + A dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{I_L(t)}{3} dt + B dt + \int_{t_2}^{t_3} \frac{I_L(t)}{2} dt + A dt + \int_{t_3}^{t_4} I_L(t) dt \right] \quad (4.3)$$

A corrente no indutor no intervalo $[0, t_1]$ pode ser expressa como:

$$I_L(t) = \frac{Vt}{L} \quad (4.4)$$

Em $t = t_1$ temos que:

$$I_L(t_1) = I_L(t_1) = \frac{Vt_1}{L} \quad (4.5)$$

Portanto o cálculo da constante A da Equação 4.3 pode ser obtido por:

$$\frac{Vt_1}{2L} + A = \frac{Vt_1}{L} \rightarrow A = \frac{Vt_1}{2L} \quad (4.6)$$

Em $t = t_2$ temos que:

$$I_L(t_2) = \frac{Vt_2}{2L} + \frac{Vt_1}{2L} \quad (4.7)$$

Sendo assim a constante B pode ser obtida por:

$$\frac{Vt_2}{3L} + B = \frac{Vt_2}{2L} + \frac{Vt_1}{2L} \rightarrow B = \frac{Vt_2}{6L} + \frac{Vt_1}{2L} \quad (4.8)$$

Temos, portanto que as equações das correntes no tempo para os barramentos V1, V2 e V3 são, respectivamente, representados pelas Equações 4.9, 4.10 e 4.11.

$$I_2(t) = \begin{cases} \frac{Vt}{L} & 0 < t < t_1 \\ \frac{Vt}{2L} - \frac{Vt_1}{2L} & t_1 < t < t_2 \\ \frac{Vt}{3L} + \frac{Vt_2}{6L} - \frac{Vt_1}{2L} & t_2 < t < t_3 \\ \frac{Vt}{2L} - \frac{Vt_1}{2L} & t_3 < t < t_4 \\ \frac{Vt}{L} & t_4 < t < t_5 \end{cases} \quad (4.9)$$

$$I_2(t) = \begin{cases} \frac{Vt}{2L} - \frac{Vt_1}{2L} & t_1 < t < t_2 \\ \frac{Vt}{3L} + \frac{Vt_2}{6L} - \frac{Vt_1}{2L} & t_2 < t < t_3 \\ \frac{Vt}{2L} - \frac{Vt_1}{2L} & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.10)$$

$$I_3(t) = \frac{Vt}{3L} - \frac{Vt_2}{3L} \quad t_2 < t < t_3 \quad (4.11)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.3 anterior e substituindo os valores das constantes obtidas pelas Equações 4.6 e 4.8, temos que a corrente média do barramento é dada pela Equação 4.12.

$$I_1 = \frac{V}{2TL} \left[t_5^2 - \frac{1}{2} (t_4 - t_1)^2 - \frac{1}{6} (t_3 - t_2)^2 \right] \quad (4.12)$$

Realizando a substituição dos termos $t_5 = d_1 T$, $t_4 - t_1 = d_2 T$ e $t_3 - t_2 = d_3 T$, a Equação 4.12 torna-se:

$$I_1 = \frac{V}{2fL} \left(d_1^2 - \frac{d_2^2}{2} - \frac{d_3^2}{6} \right) \quad (4.13)$$

Em que f é a frequência de chaveamento. Realizando o mesmo procedimento para as correntes $I_2(t)$ e $I_3(t)$, temos que as correntes médias são dadas pelas Equações 4.14 e 4.15.

$$I_2 = \frac{V}{2fL} \left(\frac{d_2^2}{2} - \frac{d_3^2}{6} \right) \quad (4.14)$$

$$I_3 = \frac{V}{2fL} \left(\frac{d_3^2}{6} \right) \quad (4.15)$$

Somando-se as equações para I_1 , I_2 e I_3 encontradas anteriormente, temos que o resultado é a corrente média no indutor, Equação 4.16.

$$I_L = I_1 + I_2 + I_3 = \frac{Vd_1^2}{2fL} \quad (4.16)$$

Em que o termo d_1 é a maior razão cíclica entre os barramentos que enviam energia. A Equação 4.16 é a mesma encontrada para a corrente média no conversor Flyback convencional.

Realizando o mesmo procedimento para quatro barramentos enviando energia simultaneamente, temos que a corrente média no enrolamento que mais fornece energia é dada pela Equação 4.17.

$$I_1 = \frac{V}{2fL} \left(d_1^2 - \frac{d_2^2}{2} - \frac{d_3^2}{6} - \frac{d_4^2}{12} \right) \quad (4.17)$$

Denotando por I_1 o barramento que mais envia energia, I_2 , o segundo, e assim por diante até o k -ésimo barramento I_k , temos que a equação geral para n barramentos enviando energia simultaneamente, a corrente média no k -ésimo barramento é dada pela Equação 4.18.

$$I_k = \frac{V}{2fL} \left(\frac{d_k^2}{k} - \sum_{i=k+1}^n \frac{d_i^2}{i(i-1)} \right) \quad (4.18)$$

Deve-se atentar ao fato que se o barramento V2 envia a maior quantidade de energia, para aplicar a fórmula descrita na Equação 4.18, deve-se considerar o índice “ k ” igual a 1, pois este é o barramento que possui a maior corrente.

As expressões apresentadas anteriormente são válidas mesmo que as quantidades de energia entre os barramentos sejam iguais. Para provar basta substituir d_1 , d_2 e d_3 por d nas Equações 4.13, 4.14 e 4.15 que se obtém o valor da corrente média quando são fornecidas quantidades iguais de energia.

Através da Equação 4.13 obtida anteriormente para o barramento que mais fornece energia, nota-se uma dependência entre as outras razões cíclicas para a composição da corrente total desse enrolamento.

Para simplificar a análise, consideremos que apenas dois barramentos estão fornecendo energia simultaneamente. A corrente média no enrolamento que mais fornece energia será das pela Equação 4.19.

$$I_1 = \frac{V}{2fL} \left(d_1^2 - \frac{d_2^2}{2} \right) \quad (4.19)$$

Para diferentes valores de I_1 , variando desde 0 até 1pu, o gráfico $d_2 \times d_1$ está representado na Figura 21 a seguir.

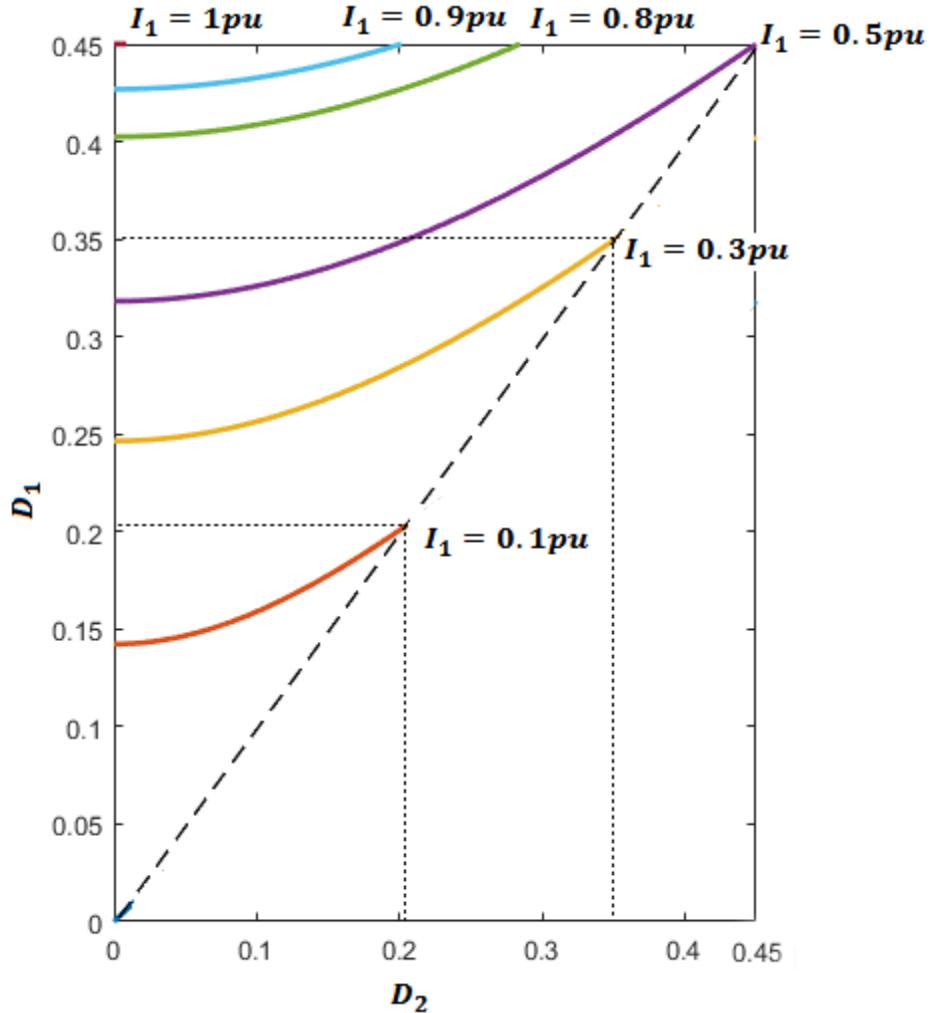


Figura 21 - Gráfico da variação da razão cíclica d_1 em função de d_2 para vários valores de corrente I_1 .

Analizando o gráfico da Figura 21, pode-se notar que a reta tracejada representa o limite em que $d_1 > d_2$. Este limite deve existir, pois a Equação 4.19 representa a corrente no barramento V1 desde que I_1 seja maior do que I_2 . Caso I_2 seja maior do que I_1 a Equação 4.19 representará a corrente no barramento V2.

Supondo que I_1 esteja fornecendo 0,5pu de energia aos outros barramentos, sendo assim I_2 poderá também variar de 0 a 0,5pu, totalizando no máximo uma soma igual a 1pu. Observando o gráfico na Figura 21 caso a corrente I_1 seja igual a 0,5pu, e caso a corrente I_2 comece a aumentar, a razão cíclica d_1 irá aumentar para manter a corrente I_1 constante, até o valor limite de 0,45, quando $I_1 = I_2$. Este fato ocorre, pois a forma de onda de $I_1(t)$ altera-se quando é inserido outro barramento enviando energia simultaneamente. Portanto se quisermos manter a corrente neste barramento constante na presença de outra razão

cíclica, deve-se aumentar o valor de d_1 . Ainda no gráfico da Figura 21 nota-se que se I_1 é igual a 1pu, a corrente I_2 não poderá aumentar, pois apenas o barramento 1 está fornecendo toda a potência do conversor, com a razão cíclica máxima estabelecida de 0,45.

A potência do conversor é dada pela equação 4.20 a seguir:

$$P = V(I_1 + I_2 + \dots + I_n) = VI_L = \frac{V^2 d_1^2}{2fL} \quad (4.20)$$

4.1.2 – Equacionamento da Descarga do Indutor – Correntes Médias nos Barramentos

De forma similar à carga do indutor será obtida uma equação geral para os barramentos que recebem energia. Supondo V1, V2 e V3 recebendo quantidades diferentes de energia, onde $I_1 > I_2 > I_3$, as formas de onda das correntes no tempo são mostradas na Figura 22. Considerando o conversor ideal e tal que a Equação 4.21 seja satisfeita.

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} V_2 = \frac{N_1}{N_3} V_3 = \frac{N_1}{N_4} V_4 = \dots = V \quad (4.21)$$

Em que N_n é o número de espiras do indutor acoplado no enrolamento n e V_n a tensão do barramento n . Temos que o tempo total de carga do indutor é igual ao tempo de descarga. Ou seja, o tempo de descarga é igual a $d_1 T$ em que d_1 é a razão cíclica do barramento que mais envia energia.

Para garantir a total desmagnetização do núcleo, o controle do conversor estabelece que o interruptor com índice “a” do barramento que mais recebe energia fique sempre fechado, os outros são acionados por um PWM com largura de pulso constante, mas com fase controlada.

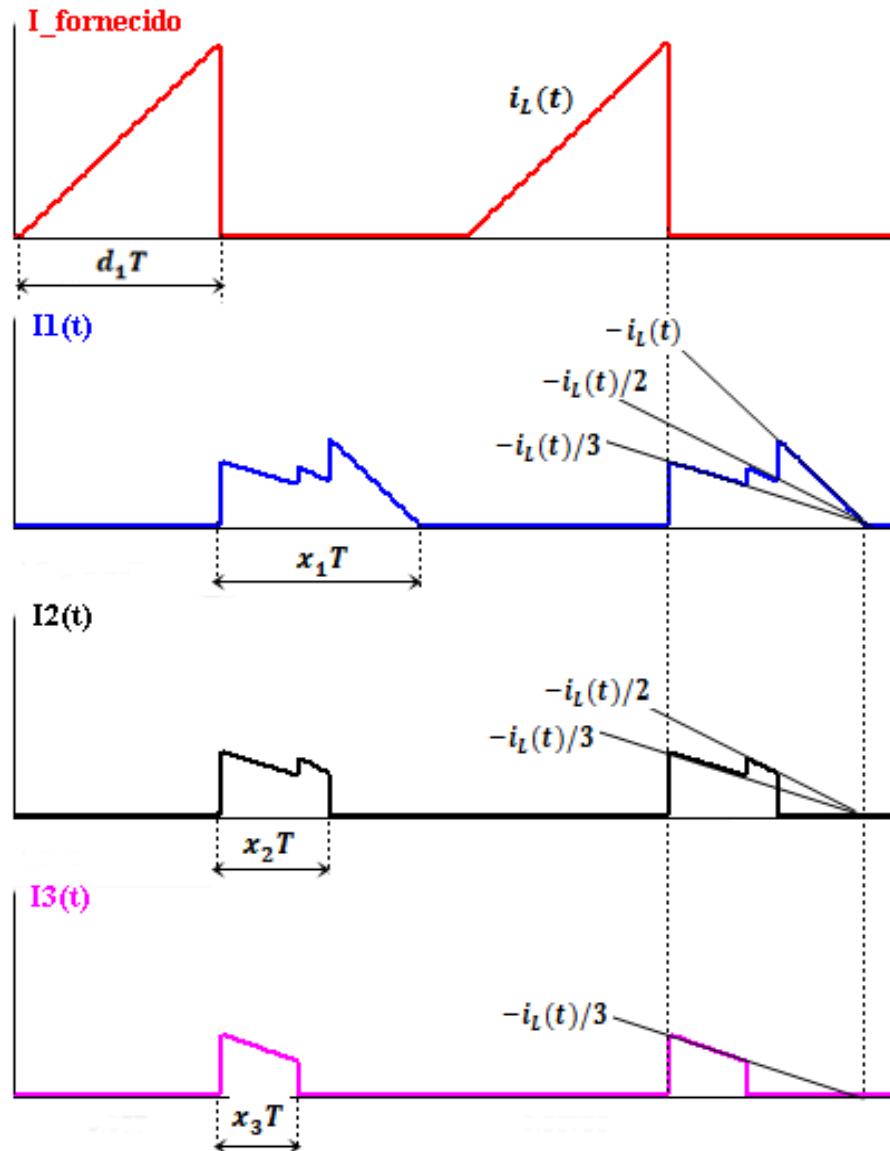


Figura 22 - Formas de onda das correntes para três barramentos recebendo energia simultaneamente

A Figura 23 mostra a comparação entre os pulsos dos interruptores “a” que recebem energia e o pulso do interruptor “b” do barramento que mais envia energia, para as correntes mostradas na Figura 22.

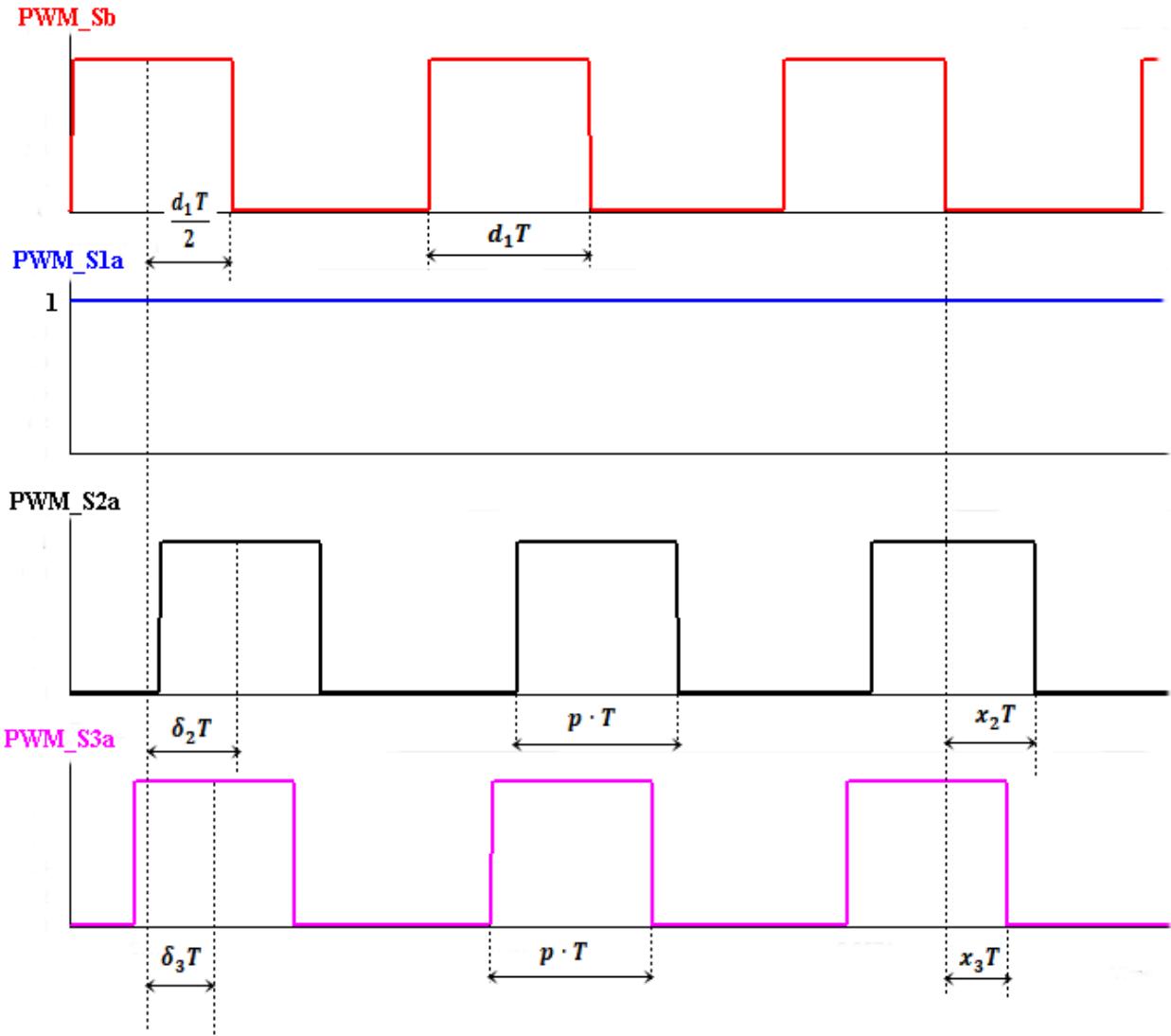


Figura 23 - PWM dos interruptores que recebem energia de acordo com as formas de onda das correntes da Figura 23.

Da Figura 23 temos que:

$$\begin{cases} x_1 = d_1 \\ x_2 = \frac{p - d_1}{2} - \delta_2 \\ x_3 = \frac{p - d_1}{2} - \delta_3 \end{cases} \quad (4.22)$$

Em que p é o valor da largura de pulso fixa para o PWM dos interruptores que controlam o recebimento de energia. Quando $p = d_1$, temos que: $x_2 = \delta_2$ e $x_3 = \delta_3$. O controle ideal deveria ser implementado de forma que o valor da largura de pulso p fosse sempre igual à razão cíclica da chave “b” do barramento que mais envia energia (d_1), dessa forma eliminar-se-ia a variável p do controle phase-shift. Porém há restrições simulacionais para implementar este controle, dessa forma foi estabelecido p como um parâmetro não controlável, mas que influencia diretamente na variável de controle δ .

A corrente de descarga do indutor, $I_L(t)$ é dada pela Equação 4.23 a seguir.

$$I_L(t) = -\frac{Vt}{L} + A \quad (4.23)$$

Em que A é uma constante. Sabe-se que para $t = x_1$, $I_L(t) = 0$. Sendo assim a corrente de descarga do indutor será

$$I_L(t) = -\frac{Vt}{L} + \frac{Vx_L}{L} \quad (4.24)$$

Dessa forma temos que as equações das correntes nos barramentos V1, V2 e V3, mostrados na Figura 22, serão respectivamente representadas pelas equações 4.25, 4.26 e 4.27 a seguir.

$$I_1(t) = \begin{cases} -\frac{Vt}{3L} + \frac{Vx_L}{3L}, & 0 < t < x_3 \\ -\frac{Vt}{2L} + \frac{Vx_L}{2L}, & x_3 < t < x_2 \\ -\frac{Vt}{L} + \frac{Vx_L}{L}, & x_2 < t < x_1 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$I_2(t) = \begin{cases} -\frac{Vt}{3L} + \frac{Vx_L}{3L}, & 0 < t < x_3 \\ -\frac{Vt}{2L} + \frac{Vx_L}{2L}, & x_3 < t < x_2 \end{cases} \quad (4.26)$$

$$I_3(t) = -\frac{Vt}{3L} + \frac{Vx_L}{3L}, \quad 0 < t < x_3 \quad (4.27)$$

As correntes médias nos barramentos podem ser obtidas através da integral no período das correntes no tempo. Sendo assim as correntes médias nos barramentos V1, V2 e V3, são fornecidas pelas Equações 4.28, 4.29 e 4.30 a seguir, sabendo-se que $x_1 T = d_1 T$.

$$I_1 = \frac{V}{2fL} \left[\frac{d_1^2}{3} + \frac{(x_3 - d_1)^2}{6} + \frac{(x_2 - d_1)^2}{2} \right] \quad (4.28)$$

$$I_2 = \frac{V}{2fL} \left[\frac{d_1^2}{3} + \frac{(x_3 - d_1)^2}{6} - \frac{(x_2 - d_1)^2}{2} \right] \quad (4.29)$$

$$I_3 = \frac{V}{2fL} \left[\frac{d_1^2}{3} - \frac{(x_3 - d_1)^2}{3} \right] \quad (4.30)$$

Da mesma forma que podemos ter n barramentos fornecendo energia, temos que para n barramentos recebendo energia, a corrente média no k -ésimo barramento, sendo $k=1, 2, 3\dots$, em ordem decrescente de corrente, a corrente média do barramento k pode ser calculada através das equações 4.31 e 4.32 a seguir.

$$I_k = \frac{V}{2fL} \left[\frac{d_1^2}{n} - \frac{(x_k - d_1)^2}{k} + \sum_{i=k+1}^n \frac{(x_i - d_1)^2}{i(i-1)} \right], \text{ se } k < n \quad (4.31)$$

$$I_k = \frac{V}{2fL} \left[\frac{x_1^2}{n} - \frac{(x_k - d_1)^2}{k} \right], \text{ se } k = n \quad (4.32)$$

Se o conversor fornece a potência máxima, temos que $p = d_1$, se o conversor fornece energia abaixo da potência nominal, temos que $p > d_1$. Se o conversor trabalha nas condições nominais, as Equações 4.31 e 4.32 resumem-se às Equações 4.33 e 4.34 a seguir.

$$I_k = \frac{V}{2fL} \left[\frac{d_1^2}{n} - \frac{\delta_k^2}{k} + \sum_{i=k+1}^n \frac{\delta_i^2}{i(i-1)} \right], \text{ se } k < n \quad (4.33)$$

$$I_k = \frac{V}{2fL} \left[\frac{d_1^2}{n} - \frac{\delta_k^2}{k} \right], \text{ se } k = n \quad (4.34)$$

Nota-se, portanto que a corrente nos barramentos que recebem energia dependem basicamente de duas variáveis controláveis:

- d_1 que é a razão cíclica do barramento que envia a maior parte da potência, e
- δ_k que é o ângulo de *phase-shift* dos interruptores com índice “a” que controlam por sua vez, a quantidade de potência que irá para cada barramento.

4.3 – CONTROLE DO CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS

O controle aplicado a este conversor foi estabelecido para operação em modo descontínuo de condução. Posteriormente serão apresentadas as razões pelas quais este método de controle não é funcional para o modo contínuo de condução.

4.3.1 – Controle da carga do indutor

O envio de energia é controlado através da variação do valor da razão cíclica. Analisando as equações em regime permanente observa-se que o valor da corrente média no barramento pode ser estabelecido variando-se a razão cíclica do interruptor de índice “b”. Quando o barramento está enviando energia, o interruptor de índice “a” deve permanecer aberto, da mesma forma, quando o barramento está recebendo energia o interruptor de índice “b” deve permanecer aberto. O sistema de controle para envio de energia em malha fechada é mostrado no diagrama da Figura 24.

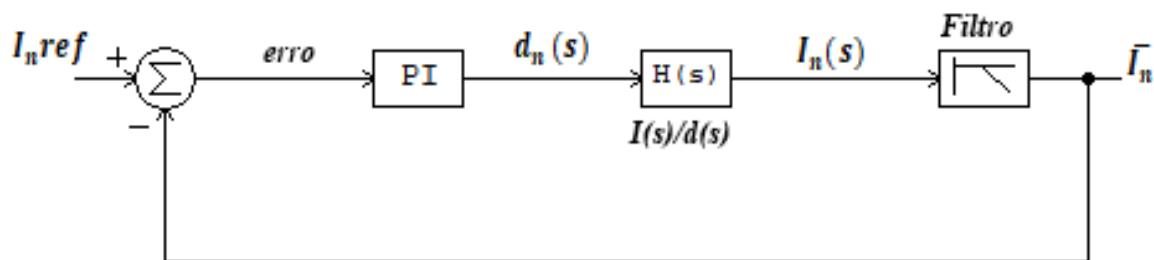


Figura 24 - Diagrama de controle da razão cíclica do conversor - Envio de energia.

A corrente de referência I_{nref} é um degrau, que neste sistema é uma entrada pré-estabelecida, ou seja, não existe uma variável que controle qual será o valor da referência, ela é fornecida pelo usuário na simulação. Este sistema serve para provar o funcionamento do conversor em malha fechada. Por convenção foi estabelecido que, caso I_{nref} seja maior do que zero, o barramento estará fornecendo energia, se I_{nref} é negativo, o barramento estará recebendo energia.

Para cada interruptor de índice “b” existe um diagrama idêntico ao mostrado na Figura 25 a seguir, sendo assim se o conversor possui n enrolamentos, cada um dependerá de um sistema igual ao da Figura 25 para o controle dos interruptores com índice “b”. A Figura 25 a seguir mostra a implementação do controle na chave S1b do barramento V1. A chave bidirecional SS1 estabelece que a razão cíclica será aplicada ao interruptor S1b somente se a corrente de referência for positiva, ou seja, se o barramento estiver fornecendo energia, caso contrário a chave SS1 permanece aberta, anulando o valor da razão cíclica em S1b.

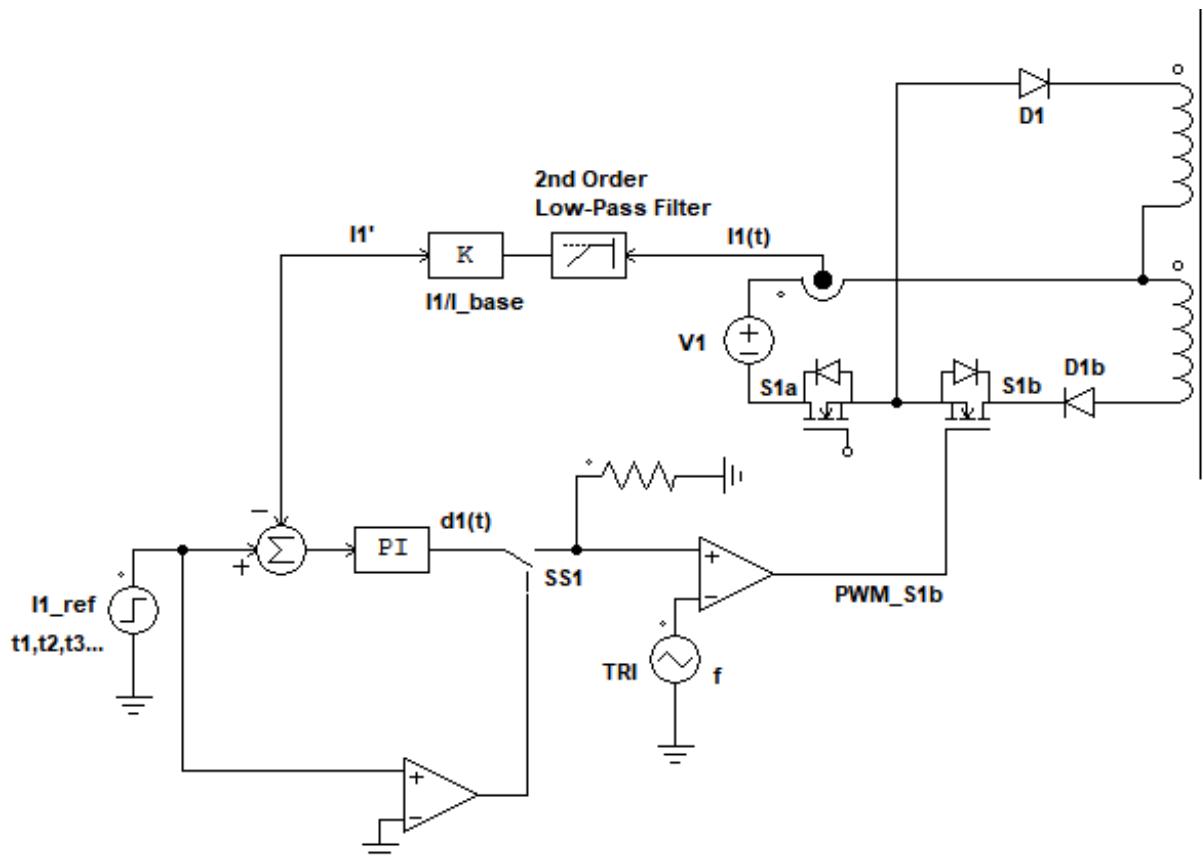


Figura 25 - Montagem do circuito de controle dos interruptores com índice "b"

4.3.1 – Controle da descarga do indutor

A descarga do indutor é distribuída entre os barramentos através do controle do ângulo dos pulsos dos interruptores com índice “a”. Porém existe aqui a necessidade de garantir a total desmagnetização do núcleo, portanto insere-se neste controle um circuito lógico para calcular qual o barramento que recebe a maior quantidade de energia, feito isso, o interruptor “a” deste barramento permanecerá sempre fechado garantindo que toda a energia armazenada no indutor seja transferida para os barramentos. A Figura 26 mostra o diagrama de blocos do controle da corrente nos barramentos para a descarga do indutor.

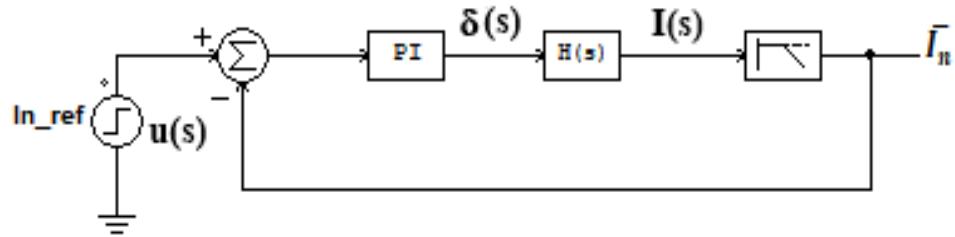


Figura 26 - Diagrama de controle phase-shift dos interruptores com índice "a".

Surge ainda o questionamento acerca de mais de um barramento estar recebendo a maior parcela de energia, nesse caso, se dois ou mais barramentos recebem a maior parcela de energia, mantém-se o interruptor “a” de todos sempre fechado. Sendo assim o circuito lógico deve detectar qual a maior corrente, e se alguma outra possui mesmo valor.

O cálculo dos barramentos que mais recebem energia foi dividido em três etapas lógicas, a quantidade de elementos do circuito lógico varia de acordo com o número de barramentos, mas a complexidade é a mesma para três ou mais barramentos. As etapas lógicas são:

Etapa I: Detectar quais correntes possuem mesmo módulo

Nesta etapa é estabelecida a diferença entre as correntes, o valor absoluto dessa diferença, e o resultado é aplicado a um multiplicador proporcional, igual a 100 vezes. O sinal resultante é aplicado a uma porta NOT, que retorna 1 se o resultado da diferença entre as correntes vezes 100 for maior ou igual a 1, ou retorna zero se esse resultado for menor

que 1. Sendo assim é possível estabelecer se as correntes são iguais com até três casas de precisão. Caso a diferença esteja na quarta casa, considera-las iguais é viável.

O circuito lógico para esta etapa está mostrado na Figura 27.

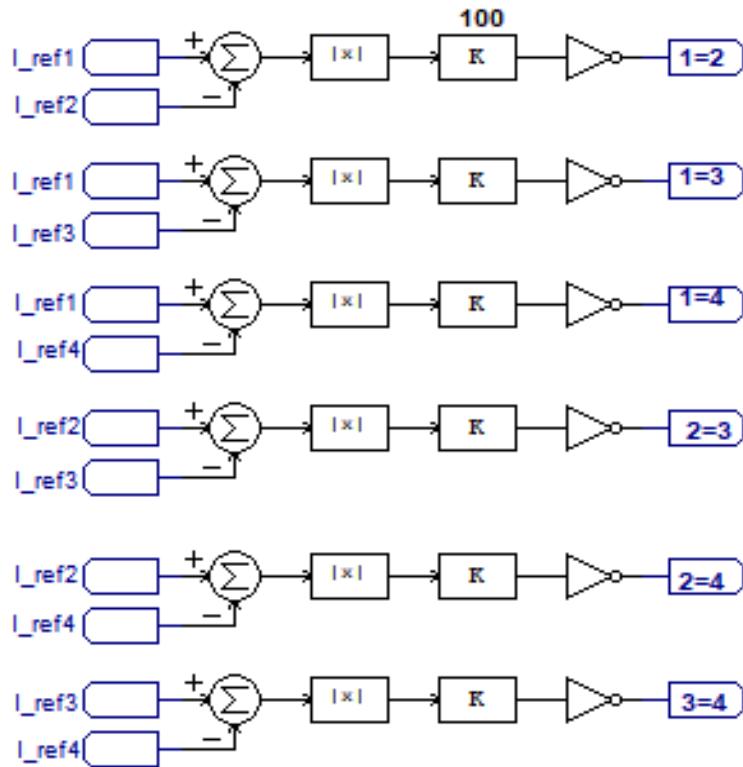


Figura 27 - Circuito lógico para detectar se as correntes são iguais entre si.

Etapa II: Detectar o barramento que mais recebe energia

Uma vez que por convenção, quando o barramento recebe energia a corrente é negativa, o circuito lógico deverá retornar a menor corrente, ou seja, a mais negativa. Sendo assim primeiramente deve-se comparar todas as correntes, através de comparadores lógicos, que comparam de dois a dois as correntes em cada barramento, ou seja, o número de comparações será a combinação dos n enrolamentos de dois a dois. Para quatro enrolamentos temos que $C_{4,2} = 6$ combinações. Após comparar as correntes temos que as saídas dos comparadores serão: 1 se a corrente de referência for maior que a comparada ou 0 se for menor. A partir desses dados, pode-se estabelecer qual será a menor corrente analisando as saídas dos comparadores em portas AND de três em três (para quatro barramentos) ou de $n-1$ em $n-1$ para n barramentos.

O circuito lógico para esta etapa está mostrado na Figura 28.

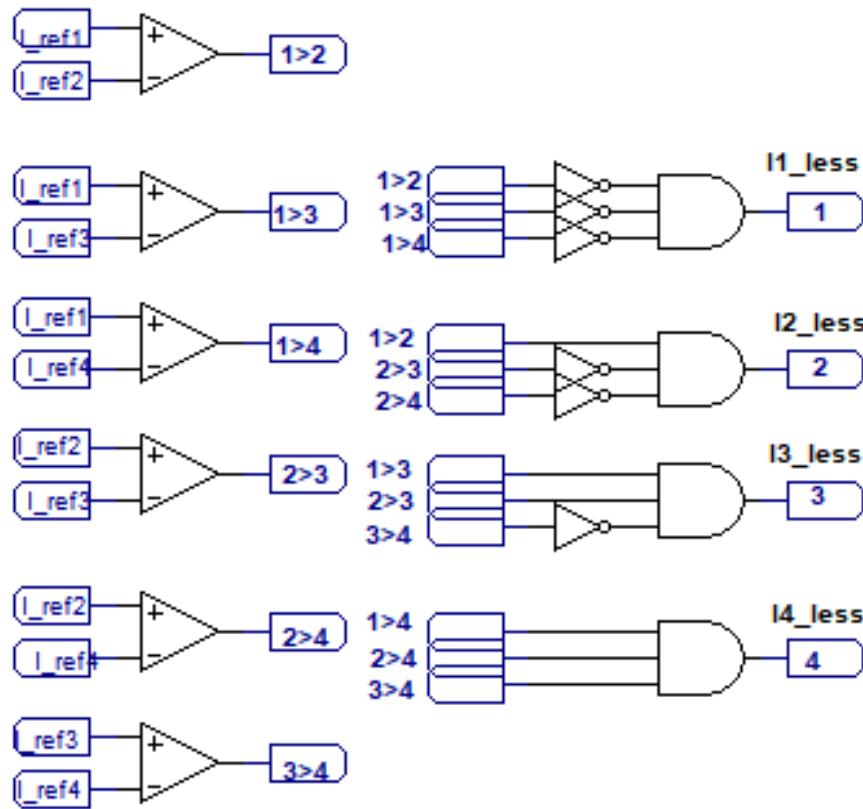


Figura 28 - Circuito lógico que retorna o valor da menor corrente de referência para quatro barramentos.

Etapa III: Determinação do estado dos interruptores com índice “a”

Nesta etapa o objetivo é comparar os resultados obtidos nas etapas I e II. Considerando o barramento V1, através do resultado da etapa I, conseguimos identificar se a corrente no barramento V1 é igual a uma ou mais correntes. Pela etapa II, foi definida qual a menor corrente, portanto esta etapa retornará 1 se a corrente no barramento V1 for a menor (resultado obtido na etapa II) OU se a corrente no barramento V1 for igual a alguma outra (resultado da etapa I) E esta for a menor corrente (resultado da etapa II).

Sendo assim compara-se inicialmente com portas lógicas AND se a corrente no barramento de interesse é igual a alguma outra e se esta outra é a menor corrente, se o resultado for 1, o interruptor “a” do barramento de interesse deve permanecer fechado, pois ele recebe a maior parcela de energia juntamente com algum outro. Se o resultado for zero, mas o resultado da etapa II foi igual a 1, o interruptor “a” também deverá permanecer

sempre fechado, pois o barramento recebe a maior quantidade de energia. O circuito lógico desta etapa está mostrado na Figura 29 para a corrente do barramento V1. Todos os outros n barramentos deverão ter circuito semelhante, mudando apenas as entradas.

A saída deste circuito será 1 caso o barramento 1 for a menor corrente ou 0 caso contrário.

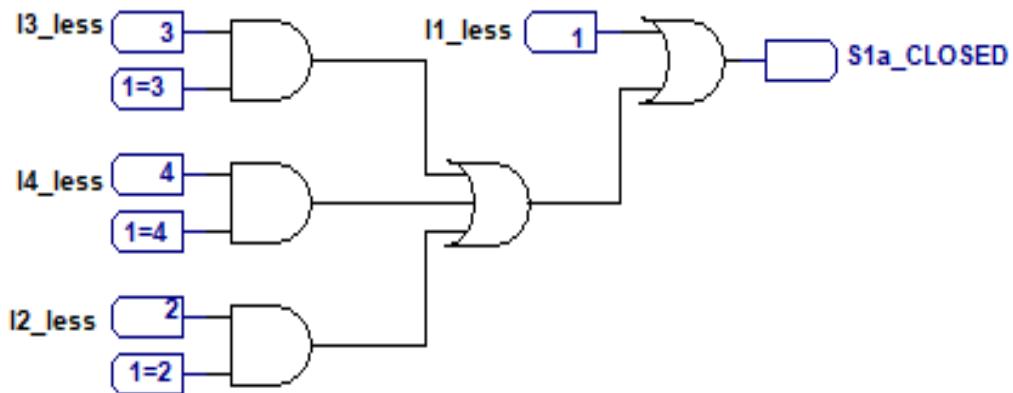


Figura 29 - Determinação do estado do interruptor "a" para o barramento V1.

Todo esse processo lógico também pode ser implementado por Linguagem C no software de simulação, ou mesmo no controlador utilizado na prática. Temos que serão fornecidas quatro entradas de correntes (x_1, x_2, x_3 e x_4), e o software retornará quatro saídas (y_1, y_2, y_3 e y_4) correspondentes aos estados dos interruptores "a" desses barramentos. A linguagem utilizada é simples e a lógica implementada anteriormente pode ser resumida em poucas linhas, como segue o código apresentado abaixo.

```
float I_ref1;
float I_ref2;
float I_ref3;
float I_ref4;
I_ref1 = x1;
I_ref2 = x2;
I_ref3 = x3;
I_ref4 = x4;
if (I_ref1<0)
{
if (I_ref1<=I_ref2){
if (I_ref1<=I_ref3){
if (I_ref1<=I_ref4){
```

```

y1=1;
if (l_ref1==l_ref2){
y2=1;
};
if (l_ref1==l_ref3){
y3=1;
};
if (l_ref1==l_ref4){
y4=1;
};};};};
if (l_ref2<0)
{
if (l_ref2<=l_ref1){
if (l_ref2<=l_ref3){
if (l_ref2<=l_ref4){
y2=1;
if (l_ref2==l_ref1){
y1=1;
};
if (l_ref2==l_ref3){
y3=1;
};
if (l_ref2==l_ref4){
y4=1;
};};};};
if (l_ref3<0)
{
if (l_ref3<=l_ref1){
if (l_ref3<=l_ref2){
if (l_ref3<=l_ref4){
y3=1;
if (l_ref3==l_ref2){
y2=1;
};
if (l_ref3==l_ref1){
y1=1;
};
if (l_ref3==l_ref4){
y4=1;
};};};};
if (l_ref4<0)
{
if (l_ref4<=l_ref2){
if (l_ref4<=l_ref1){
if (l_ref4<=l_ref3){
y4=1;
if (l_ref4==l_ref2){
y2=1;
};
if (l_ref4==l_ref3){
y3=1;
};
if (l_ref4==l_ref1){

```

```
y1=1; } } } } } };
```

O circuito de controle do interruptor S1a está mostrado na Figura 30. Para cada barramento o interruptor “a” do respectivo possui sistema de controle idêntico.

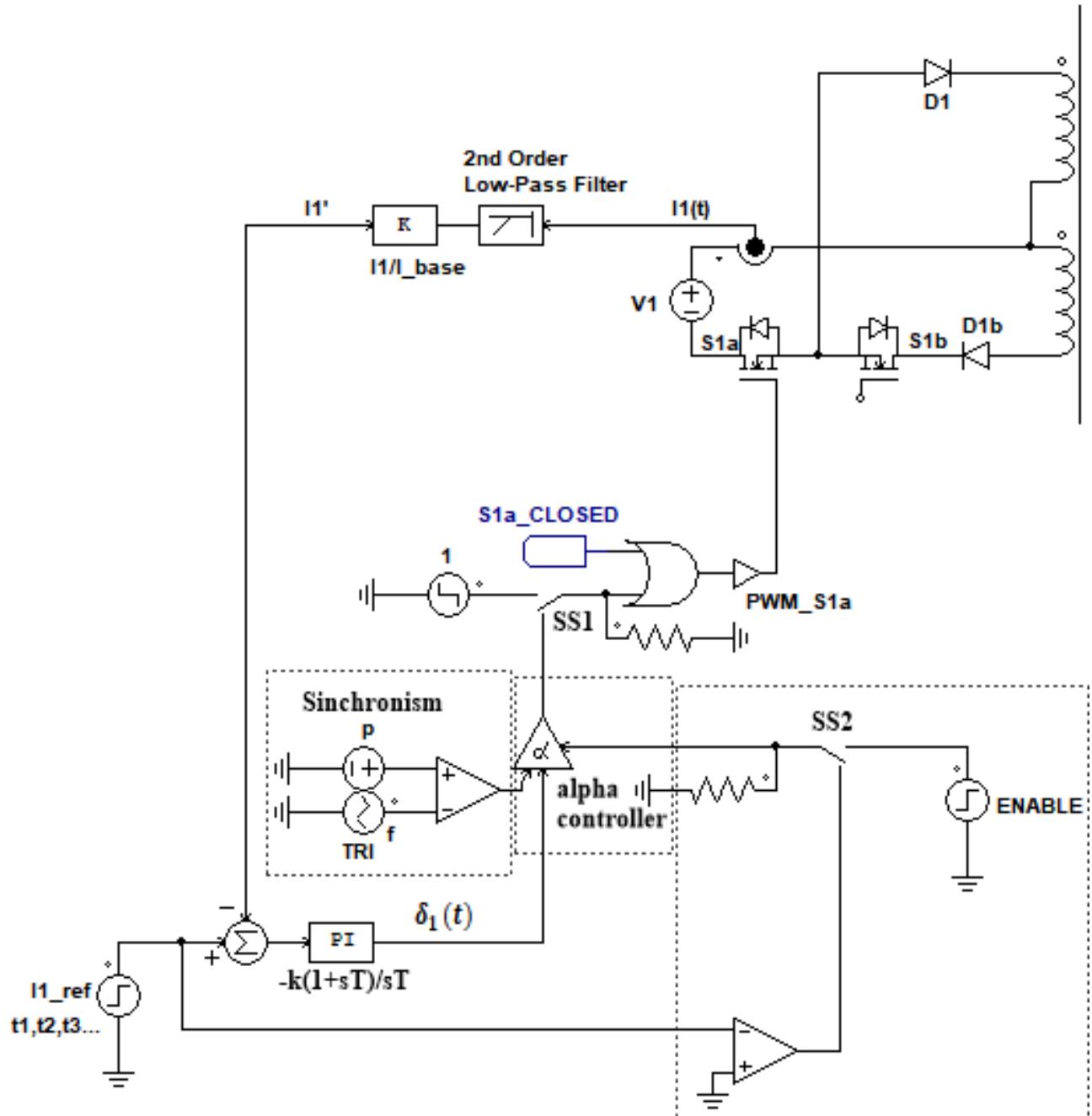


Figura 30 - Circuito de controle para os interruptores "a", controle por *phase-shift*.

Analizando o circuito de controle mostrado na figura 30, constata-se que o controlador “*alpha controller*” é acionado pela porta ENABLE somente se a corrente de referência é negativa, ou seja, se o barramento recebe energia. Se a chave bidirecional SS2 permanecer aberta a saída do “*alpha controller*” será sempre zero e o interruptor S1a permanecerá aberto. Uma vez que a corrente de referência é negativa o controlador de fase é acionado com um PWM com largura de pulso e frequência constantes. A fase do PWM é estabelecida através da saída do controlador PI, que tende a tornar nulo o erro entre a corrente de referência e a corrente do barramento.

A saída do controlador de fase aciona a chave bidirecional SS1 e estabelece a entrada da porta OR, que compara com o resultado obtido no circuito lógico da etapa III. Se a saída do circuito lógico for zero, ou seja, se o barramento recebe energia, mas não é a maior quantidade, o interruptor S1a será acionado pelo PWM de saída do *alpha controller*, porém se a corrente no barramento for a menor, a entrada da porta OR, S1a_CLOSED, será igual a 1 e o interruptor S1a permanecerá sempre fechado.

CAPÍTULO 5

PROJETO E RESULTADOS DO CONVERSOR FLYBACK MULTI ENROLAMENTOS

5.1 – DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

O conversor aqui apresentado foi modelado para operar no modo de condução descontínuo. Para o projeto dos componentes é fundamental considerar a operação do conversor em todas as condições críticas. A seguir serão analisados os valores de tensões e correntes nos interruptores e nos enrolamentos em diversas condições de operação para dimensionamento do indutor acoplado e dos elementos de chaveamento.

A seguir serão considerados todos os parâmetros, incluindo algumas não idealidades para projeto e simulação de um conversor Flyback com quatro enrolamentos.

5.1.1 – Projeto do Indutor Acoplado

Para um conversor com quatro barramentos temos um total de oito enrolamentos no núcleo do indutor acoplado como mostra a topologia da Figura 31.

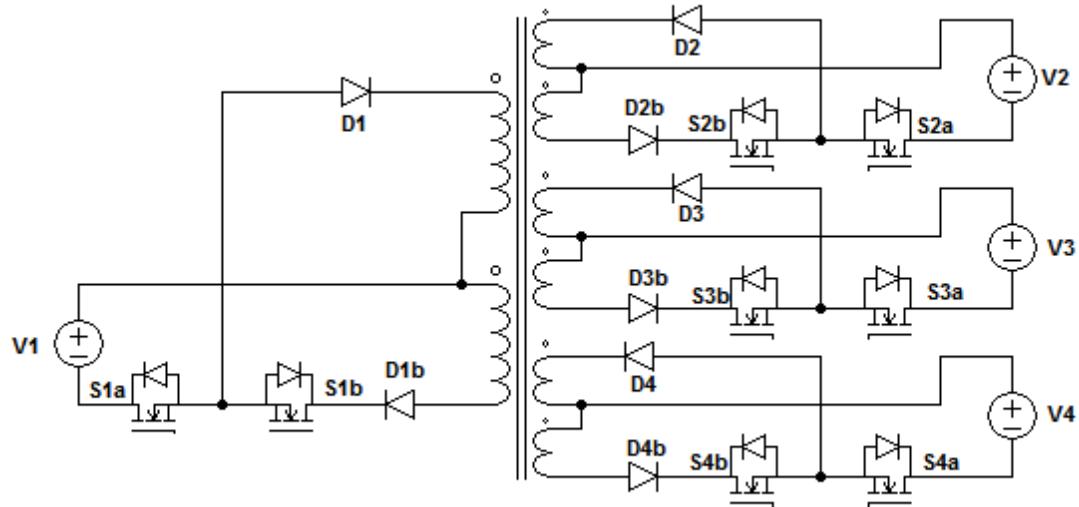


Figura 31 - Circuito equivalente do Conversor Flyback Bidirecional com quatro enrolamentos.

Cálculo da indutância

O elemento de armazenamento de energia no conversor Flyback é a indutância de magnetização do núcleo L_m . Porém sabe-se que a indutância de dispersão L_d é um perda intrínseca ao indutor acoplado, assim como as perdas no ferro P_f e perdas resistivas dos enrolamentos P_e . Para os parâmetros definidos anteriormente, a indutância total L_t , ou seja, a indutância de magnetização mais a indutância de dispersão poderá ser calculada, referindo-se todos os enrolamentos a um único enrolamento de referência. Temos que o valor da indutância total requerida para esta potência poderá ser obtida através da equação 5.1 [16].

$$L_t = L_m + L_d = \frac{V_1^2 D_{\max}^2 \cdot \eta}{2 f_s P_o} \quad (5.1)$$

A corrente total no indutor do conversor Flyback multi enrolamentos é dada pela soma das correntes de cada barramento que resulta na equação 5.2.

$$I_L(t) = \frac{V}{L_t} t \quad (5.2)$$

Em que V é a tensão aplicada ao enrolamento referida ao lado de maior tensão e L_t a indutância total do enrolamento (indutância de magnetização mais indutância de dispersão) referida ao lado de maior tensão. Logo a corrente RMS aplicada ao indutor acoplado durante o maior intervalo possível é dada pela equação 5.3.

$$I_{L_{\text{RMS}}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{D_{\max} T} \left(\frac{V}{L_t} t \right)^2 dt \quad (5.3)$$

Portanto, sendo D_{\max} o valor da máxima razão cíclica, as correntes RMS nos enrolamentos do indutor acoplado podem ser calculadas pelas Equações 5.4, 5.5 e 5.6, considerando a relação das tensões igual à relação das espiras.

$$I_{1_RMS} = \frac{V}{fL_t} \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{3}} \quad (5.4)$$

$$I_{2_RMS} = I_{1_RMS} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (5.5)$$

$$I_{3_RMS} = I_{1_RMS} \cdot \frac{N_1}{N_3} \quad (5.6)$$

$$I_{4_RMS} = I_{1_RMS} \cdot \frac{N_1}{N_4} \quad (5.7)$$

A corrente média no indutor é dada pela Equação 5.8 a seguir.

$$I_{Lm} = \frac{VD_{\max}^2}{2fL_t} \quad (5.8)$$

Dimensionamento dos condutores:

A densidade de corrente nos condutores adotada para este projeto é igual a $2A/mm^2$ [14]. Temos assim que a seção mínima dos condutores é dada pela Equação 5.9

$$S_{\min} = \frac{I_{RMS}}{J} \quad (5.9)$$

A partir da Equação 5.9 e das correntes RMS determina-se as seções mínimas para cada enrolamento. Para os enrolamentos de baixa tensão utilizam-se condutores AWG trançados, de menor seção, o que possibilita aproveitar de forma mais eficiente a janela do núcleo que será determinada posteriormente.

Dimensionamento do núcleo

O dimensionamento do núcleo dos indutores acoplados está diretamente relacionado com a aplicação na qual ele está sendo utilizado. Para conversores estáticos, que operam em elevados valores de frequência, o circuito equivalente do transformador/indutor acoplado não é o mesmo utilizado em análises de baixa frequência. Isso se deve ao fato que em altas frequências, inserem-se no circuito série alguns elementos parasitas que influenciam de forma significativa no desempenho do conversor, como capacitâncias entre enrolamentos e

capacitâncias entre espiras. O efeito da indutância de dispersão também é mais considerável quando se tem um transformador operando em altos valores de frequência [14].

Com relação aos materiais utilizados na construção de núcleos de transformadores, podemos destacar o ferrite e as lâminas de ferro-silício. O primeiro é mais adequado para aplicações em altas frequências [14], portanto será utilizado no projeto do indutor acoplado para o conversor Flyback multi enrolamentos. O núcleo de ferrite suporta uma densidade de fluxo magnético de até 300mT sem saturar.

A Figura 32 [16] mostra o formato do núcleo utilizado, que será o modelo EE, disponível em diversos fabricantes, em que as espiras de todos os enrolamento são enroladas no carretel.

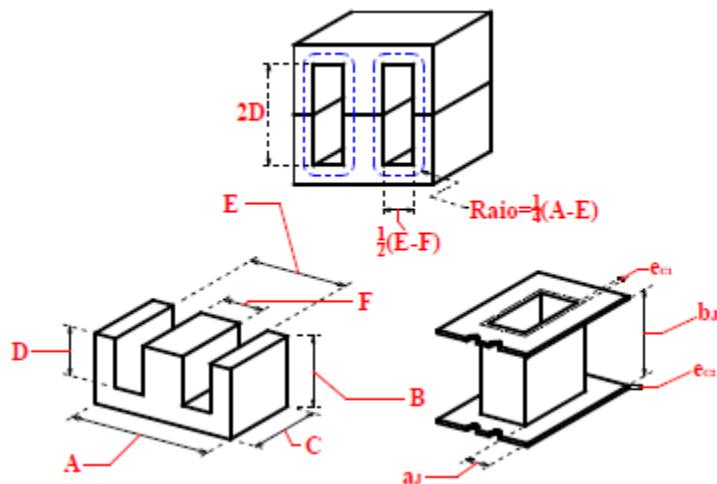


Figura 32 - Núcleo EE e carretel para a confecção do indutor acoplado.

Na Figura 33, a área ocupada pelos enrolamentos no carretel, dada por $a_j \cdot b_j$ será denominada A_w . A área da seção transversal da coluna central do núcleo, que na Figura 32 é dada por $C \cdot F$, será denominada A_e . Deve-se estabelecer o valor do produto $A_e A_w$ para consultar qual o núcleo mais adequado para o projeto nas tabelas de fabricantes.

Existem duas configurações possíveis para os enrolamentos do indutor acoplado. A figura 33 mostra esquematicamente as duas configurações, como o conversor projetado será para quatro níveis de tensão, cada barramento deverá possuir dois enrolamentos em que cada um possui o número de espiras total correspondente ao nível de tensão, sendo que um dos enrolamentos é responsável pelo envio de energia, e o outro pelo recebimento de energia.

Cada barramento será composto por dois enrolamentos, um responsável pelo envio de energia, o outro pelo recebimento. Sendo assim, cada barramento deverá ter $2N$ espiras. A primeira configuração da Figura 33 mostra os dois enrolamentos de cada barramento em uma única camada, a segunda configuração mostra os enrolamentos de cada barramento em camadas distintas. A segunda possibilidade torna-se mais vantajosa por distribuir melhor o fluxo em cada barramento, mantendo a indutância mais equilibrada. Já a primeira configuração fornece ao barramento primário uma maior proximidade com o núcleo, diminuindo a relutância neste enrolamento em relação aos outros.

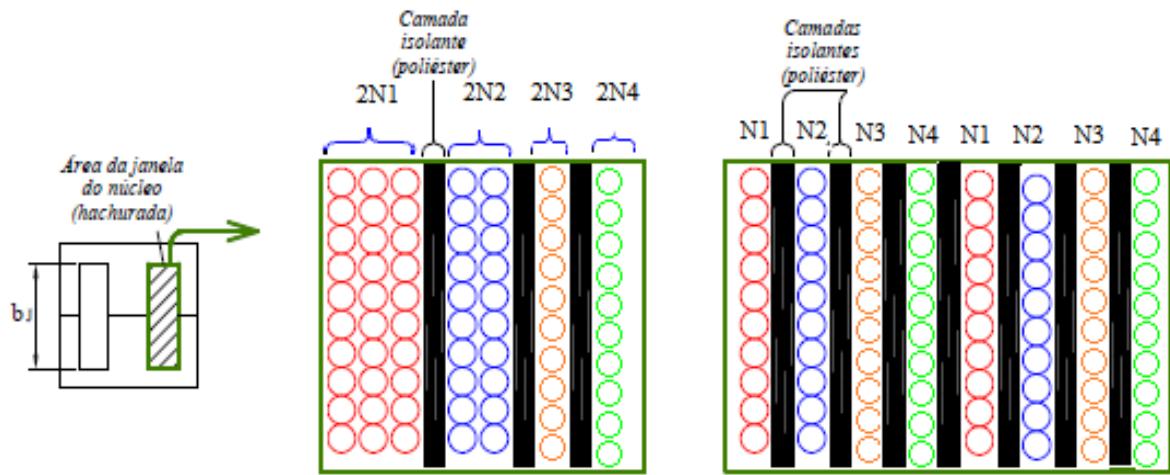


Figura 33 – Configuração das duas possíveis combinações dos enrolamentos dos quatro barramentos do conversor Flyback bidirecional.

A densidade de corrente nos condutores será de $2A/mm^2$ e a máxima densidade de fluxo igual a $300mT$. Define-se o fator de ocupação k_1 como sendo uma porcentagem da área da janela A_w ocupada pelo enrolamento do barramento de primário, e o fator de ocupação k_n como sendo a porcentagem de ocupação de todos os enrolamentos. Dessa forma a área ocupada pelo enrolamento primário será dada pela Equação 5.10.

$$A_{p1} = k_1 k_n A_w \quad (5.10)$$

Podemos estabelecer a corrente RMS através das Equações 5.11 e 5.12.

$$\frac{I_{1_RMS}}{J} = \frac{A_{p1}}{N_1} \quad (5.11)$$

$$I_{1_RMS} = J \cdot \frac{A_{p1}}{N_1} \quad (5.12)$$

A potência máxima transferida ao indutor pelo barramento primário pode ser escrita através da Equação 5.13.

$$P_1 = V_1 \cdot I_{1_RMS} = V_1 \cdot J \cdot \frac{A_{p1}}{N_1} \quad (5.13)$$

Pela Lei de Faraday temos que:

$$V_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} \quad (5.14)$$

Mas também temos que no modo descontínuo há total desmagnetização do núcleo, sendo assim:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\Delta B}{\Delta t} = \frac{B_{\max}}{D_{\max} T} = \frac{B_{\max} f_s}{D_{\max}} \quad (5.15)$$

Substituindo as Equações 5.10, 5.14 e 5.15 em 5.13 temos que a potência do conversor em função das áreas das janelas do núcleo é dada pela Equação 5.16.

$$P_1 = V_1 I_{1_RMS} = N_1 A_e \cdot \frac{B_{\max} f_s}{D_{\max}} \cdot J \cdot \frac{k_1 k_n A_w}{N_1} \quad (5.16)$$

Logo temos que o produto $A_e A_w$ pode ser obtido através da Equação 5.17.

$$A_e A_w = \frac{V_1 \cdot I_{1_RMS} \cdot D_{\max}}{k_1 \cdot k_n \cdot f_s \cdot J \cdot B_{\max}} \quad (5.17)$$

A Equação 5.17 mostra que o produto $A_e A_w$ não depende do número de espiras do enrolamento.

Dimensionamento do número de espiras:

O número de espiras no enrolamento primário pode ser obtido através da Equação 5.18 [16].

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot D_{\max}}{f_s B_{\max} A_e} \quad (5.18)$$

Para os outros enrolamentos, basta utilizar a relação de transformação de tensão, Equação 5.19.

$$N_2 = N_1 \frac{V_2}{V_1}; N_3 = N_1 \frac{V_3}{V_1} \dots \quad (5.19)$$

Número de camadas:

O número de camadas dos enrolamentos é estabelecido com base na Equação 5.20, considerando b_j , como a altura do carretel, e D_{isol} , o diâmetro dos cabos com isolação.

$$N_c = \frac{D_{isol} N_n}{b_j} \quad (5.20)$$

Em que N_n é o número de espiras do enrolamento n e N_c o número de camadas.

Exequibilidade:

O objetivo aqui é estabelecer se todos os enrolamentos vão de fato caber na janela do núcleo do indutor. Para isto determina-se a área total ocupada pelos enrolamentos mais a área das camadas de isolação e compara-se com a área da janela A_w do núcleo dimensionado. Compara-se também a largura da janela com o número de camadas de todos os enrolamentos. As Equações 5.21 e 5.22 determinam se este projeto será exequível.

$$2 \cdot N_{c1} \cdot D_{isol1} + 2 \cdot N_{c2} \cdot D_{isol2} + 2 \cdot N_{c3} \cdot D_{isol3} + 2 \cdot N_{c4} \cdot D_{isol4} < L \quad (5.21)$$

$$2 \cdot N_1 \cdot S_{isol1} + 2 \cdot N_2 \cdot S_{isol2} + 2 \cdot N_3 \cdot S_{isol3} + 2 \cdot N_4 \cdot S_{isol4} < A_w \quad (5.22)$$

Dimensionamento do entreferro:

O entreferro altera a característica da curva BxH do núcleo, permitindo maior capacidade de armazenamento de energia sem que ocorra saturação. Basicamente o entreferro apresenta um alto valor de relutância para o fluxo magnético, se comparado com a relutância do núcleo de ferrite. Os valores das relutâncias do núcleo e do entreferro são calculados através das equações 5.23 e 5.24.

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_e} \quad (5.23)$$

Em que \mathfrak{R}_c é a relutância do núcleo, l_c é o comprimento do caminho magnético do fluxo, μ_c a permeabilidade magnética do núcleo e A_e a área da seção transversal do núcleo. Para o entreferro temos a Equação 5.24.

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_o A_g} \quad (5.24)$$

Em que \mathfrak{R}_g é a relutância do entreferro, l_g é o comprimento do entreferro, μ_o a permeabilidade relativa do ar, caso o entreferro seja de ar, e A_g é a área da seção transversal do entreferro. Alguns autores consideram que a área do entreferro é a mesma área da seção transversal do núcleo, porém em [20] existe uma aproximação que considera que o fluxo no entreferro atravessa uma superfície maior do que a área A_e . A Figura 34 [20] mostra essa característica de dispersão do fluxo ao atravessa o entreferro.

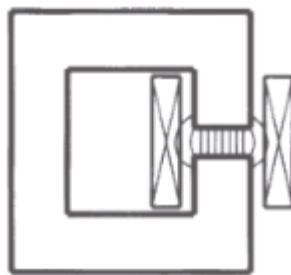


Figura 34 - Distribuição do fluxo de dispersão através do entreferro.

Quanto maior o comprimento do entreferro, maior será a área A_g do fluxo que o atravessa. Para um núcleo com seção A_e retangular de dimensões A e B, a seção do entreferro pode ser determinada pela Equação 5.25.

$$A_g = (A + l_g)(B + l_g) \quad (5.25)$$

A indutância do circuito magnético é dada pela Equação 5.26.

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R}_c} \quad (5.26)$$

Considerando que a relutância do entreferro é muito maior do que a relutância do núcleo, e substituindo as Equações 5.23, 5.24 e 5.25 em 4.26 temos que o comprimento do entreferro pode ser determinado através da equação 5.27 [20].

$$\frac{A_e}{l_g} + l_g = \frac{L}{\mu_o N^2} - (A + B) \quad (5.27)$$

Em que A e B são as dimensões da seção A_e do núcleo.

Cálculo das perdas no indutor:

I – Perdas magnéticas:

As perdas no núcleo concentram-se nas perdas por correntes parasitas (correntes de Foucault) e perdas por histerese, basicamente as perdas por histerese devem-se à não linearidade da curva BxH nas etapas de magnetização e desmagnetização. Essas perdas podem ser calculadas através da área entre a curva de magnetização e a curva de desmagnetização. As perdas por Foucault são estimadas com base na composição e espessuras das chapas de ferrite que compõem sua estrutura. Os fabricantes realizam testes para determinar o mais próximo possível os valores dessas perdas, sabe-se que as perdas totais no núcleo (Foucault + histerese) dependem da frequência da corrente que circula no enrolamento, da densidade de fluxo máxima que circula no interior do núcleo, da massa do núcleo e da temperatura de operação. Com base em resultados experimentais, obtidos

através do fabricante Thornton [19], o gráfico da Figura 35 [19] mostra a relação das perdas (em mW/g) em função da frequência em kHz para algumas densidades de fluxo [Gauss].

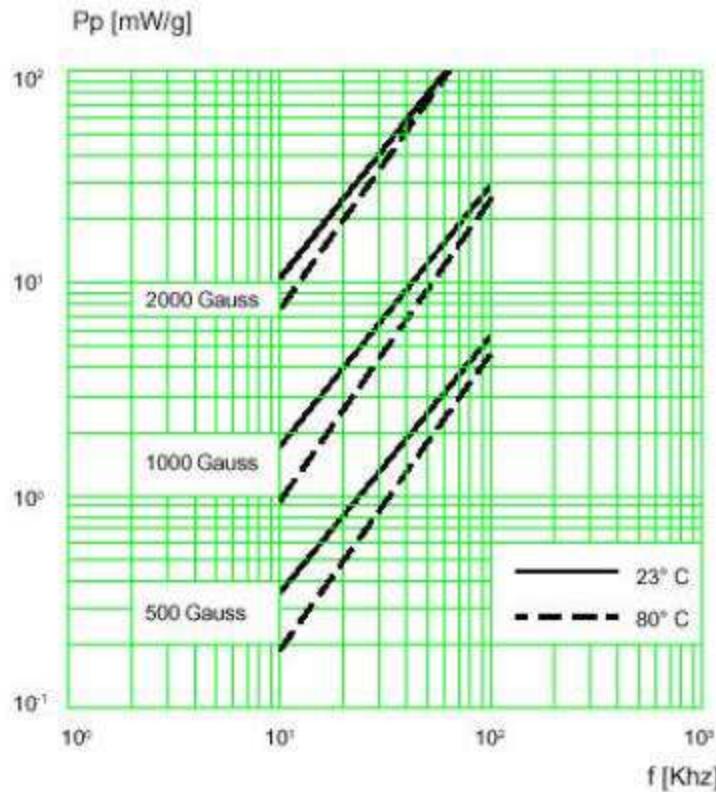


Figura 35 - Perdas em função da Frequência para núcleos de ferrite do fabricante Thornton.

A equação 5.28 [19] foi obtida empiricamente e permite uma estimativa das perdas no núcleo, que se concentram principalmente nas perdas por histerese, em função do volume, frequência, densidade de fluxo B e duas constantes k_f e k_h (constantes de Foulcault e Histerese $k_h \gg k_f$) que dependem do fabricante do núcleo.

$$P_n = \Delta B^{2.4} \cdot (k_h \cdot f + k_f \cdot f^2) \cdot V_{\text{núcleo}} \quad (5.28)$$

Para os núcleos Thornton $k_f = 4 \cdot 10^{-10}$ e $k_h = 4 \cdot 10^{-5}$.

Outra característica intrínseca que representa perda magnética é a indutância de dispersão. Nem todo o campo magnético circula através do núcleo do indutor, parte desse fluxo se dispersa através dos espaços entre os enrolamentos e outras partes construtivas do núcleo. O efeito da indutância de dispersão no conversor Flyback, além de reduzir a

capacidade de transferência de energia, é que a mesma pode também entrar em ressonância com as capacitâncias presentes nos semicondutores e *snubbers*. Essa ressonância é visível na prática, nas etapas de carga e descarga do indutor como mostra a Figura 36 em que a ressonância afeta a tensão nos semicondutores, podendo provocar picos de tensão de valores até o triplo da tensão do barramento e picos de corrente nos enrolamentos.

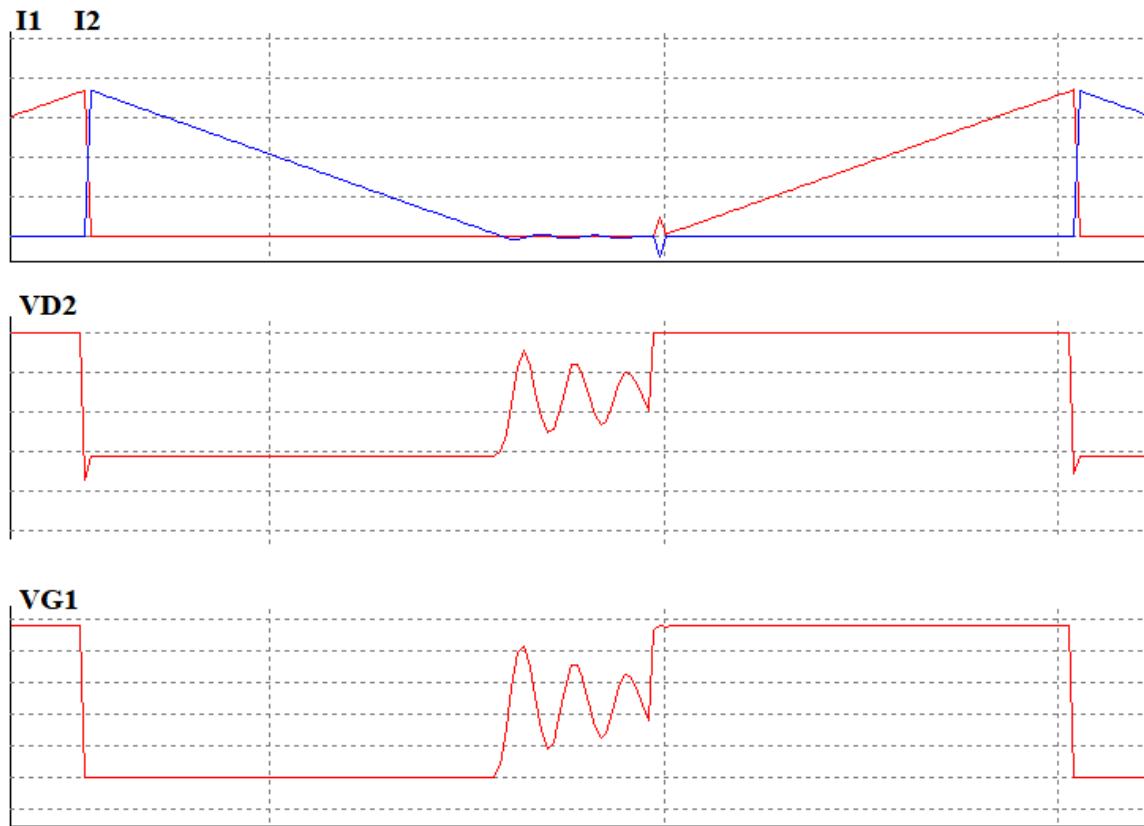


Figura 36 - Efeito da Ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos semicondutores nas correntes e tensões dos enrolamentos para o conversor Flyback.

As indutâncias de dispersão e as capacitâncias parasitas podem ser obtidas em seus valores exatos apenas experimentalmente, pois dependem da forma construtiva do indutor, como grau de aderência das espiras, espessura da isolação, etc.

II – Perdas elétricas

As perdas nos enrolamentos devem-se à resistividade dos condutores utilizados nas espiras do indutor. A resistência equivalente dos enrolamentos pode ser calculada através da Equação 5.29.

$$R_{cc} = \rho_{cu} \cdot \frac{l_{espira} \cdot N_{espiras}}{n \cdot S} \quad (5.29)$$

Em que ρ_{cu} é a resistividade do cobre à temperatura de operação, l_{espira} é o comprimento da espira, $N_{espiras}$ é o número de espiras do enrolamento, n é a quantidade de condutores utilizados, em caso de condutores trançados, e S é a seção do condutor.

Outro fator considerável em altas frequências são as perdas por efeito pelicular. Em altas frequências a resistência do condutor é variável, mas pode ser aproximada por um valor constante. A Figura 37 mostra o efeito da frequência nos condutores. Com o aumento da frequência reduz-se a seção útil do condutor, sendo que o fluxo de elétrons da corrente elétrica concentra-se nas extremidades da superfície do condutor, ficando a região central inutilizada. Em casos especiais deve-se aumentar a seção do condutor para evitar altas perdas, ou mesmo utilizar condutores trançados.

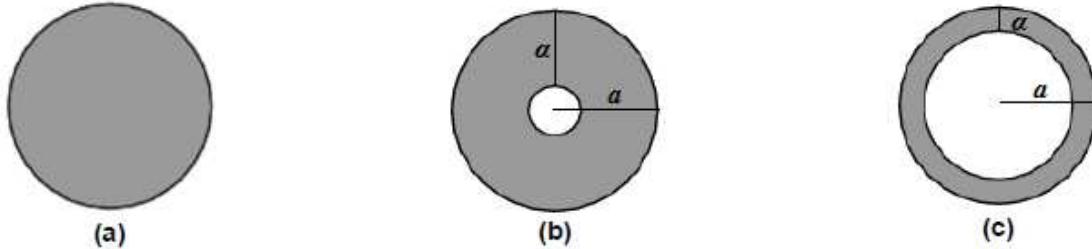


Figura 37 - Efeito da frequência da corrente elétrica na seção dos condutores.

O fator α é definido por profundidade pelicular, e pode ser calculado pela expressão 5.30.

$$\alpha = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0}} \quad (5.30)$$

Em que ρ é a resistividade do condutor, ω é a frequência angular da corrente e μ_0 a permeabilidade magnética do ar.

Considerando-se o efeito pelicular a resistência equivalente do enrolamento pode ser obtida pela Equação 5.31.

$$R_{ca} = \rho_{cu} \cdot \frac{l_{espira} \cdot N_{espiras}}{n[S^2 - \pi(a - \alpha)^2]} \quad (5.31)$$

Em que a é o raio do condutor e α o raio útil considerando o efeito pelicular.

Portanto a perda total por efeito Joule nos condutores pode ser expressa pela Equação 5.32.

$$P_J = R_{ca} \cdot I_{n_RMS}^2 \quad (5.32)$$

5.1.2 – Projeto dos semicondutores

Para dimensionamento dos semicondutores deve-se calcular a máxima corrente admissível em todos os interruptores, bem como as tensões máximas a que estarão submetidos.

O caso geral das tensões nos interruptores pode ser analisado considerando-se apenas dois enrolamentos, primário e secundário. Isto se deve ao fato que quando dois ou mais barramentos estiverem enviando ou recebendo energia, as tensões aplicadas aos interruptores serão sempre proporcionais à tensão do enrolamento (V), se a relação de tensões for igual à relação de espiras. Sendo assim, os enrolamentos do indutor acoplado permanecem durante todo o período de comutação sob efeito do mesmo valor de tensão, se este estiver referido ao enrolamento de referência. A Figura 38 mostra o comportamento do circuito do conversor durante a carga do indutor, com apenas primário e secundário operando. Nesta etapa, o interruptor $S1b$ permanece fechado e o interruptor $S1a$, aberto.

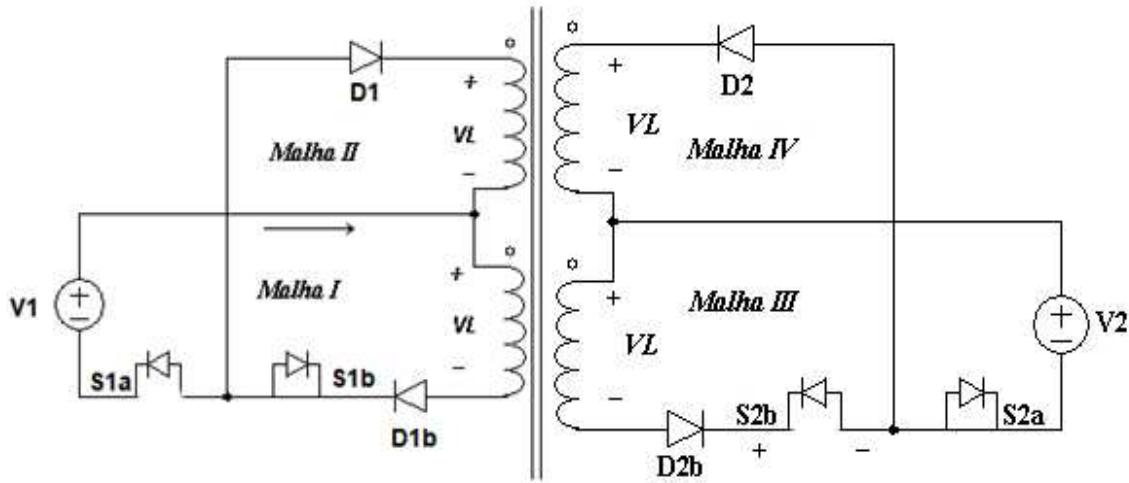


Figura 38 - Polaridade das tensões nos elementos do conversor para o primário iniciando a carga do indutor.

Analizando a malha I temos que a soma das tensões na malha é dada pela Equação 5.33.

$$V_1 - V_L - V_{D1b} - V_{S1a} = 0 \quad (5.33)$$

Como $D1b$ e o diodo do interruptor $S1a$ estão conduzindo nesta etapa, a tensão nos mesmos é igual ao valor da tensão interna (tensão de polarização direta) V_d .

Portanto o valor da tensão no enrolamento primário do indutor nesta etapa é dado pela Equação 5.34.

$$V_L = V_1 - 2V_d \quad (5.34)$$

Analizando a malha II temos que o somatório de tensões é dado pela Equação 5.35.

$$V_1 + V_L - V_{D1} - V_{S1a} = 0 \quad (5.35)$$

Substituindo os valores da equação 5.34 em 5.35 e considerando a tensão de polarização direta do diodo do interruptor $S1a$ igual a V_d , temos que a tensão no diodo $D1$ é igual a:

$$V_{D1} = 2V_1 - 3V_d \quad (5.36)$$

Analizando a Malha III temos que o somatório das tensões é dado pela Equação 5.37.

$$V_L'' - V_2 - V_{S2b} + V_{D2b} = 0 \quad (5.37)$$

Em que V_L'' é a tensão do enrolamento primário, referida ao secundário.

Mas temos também que a tensão no indutor referida ao secundário é obtida aplicando a relação de espiras na Equação 5.34, obtendo-se a Equação 5.38.

$$V_L'' = (V_1 - 2V_d) \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (5.38)$$

Em que N_2 e N_1 são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário.

Supondo que a razão do número de espiras não corresponda exatamente à razão entre as tensões, que é o que geralmente ocorre na prática, temos que a diferença entre as tensões nos semicondutores $S2b$ e $D2b$ é dada pela equação 5.39.

$$V_{D2b} - V_{S2b} = \Delta V_{12} - 2V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (5.39)$$

Em que ΔV_{12} é a diferença de tensão que surge devido à diferença entre a razão das espiras e a razão das tensões dos barramentos. Ou seja, referindo a tensão primária ao secundário haverá diferença entre as tensões dos barramentos, mesmo que não haja nenhuma queda de tensão.

Analizando a equação 5.39 temos que

Se $\Delta V_{12} > 2V_d \cdot \frac{N_1}{N_2}$ então $V_{D2b} > V_{S2b}$ e o diodo do interruptor $S2b$ estará polarizado

diretamente. Nessa situação que a utilização do diodo $D2b$ é importante, pois se o mesmo não existisse, nesta etapa estaria ocorrendo transferência de energia para o barramento secundário, sendo assim o indutor estaria operando como um transformador, enviando

energia a mesmo tempo em que é magnetizado, e o conversor perderia a característica de conversor Flyback.

Nesse caso a tensão de bloqueio no diodo $D2b$ será:

$$V_{D2b} = \Delta V_{12} - 2V_d \frac{N_2}{N_1} + V_d \approx \Delta V_{12} + 0,5 \quad (5.40)$$

Caso $\Delta V_{12} < 2V_d \cdot \frac{N_1}{N_2}$ o diodo do interruptor $S2b$ estará polarizado reversamente e consequentemente não haverá fluxo de corrente no secundário na etapa de carga do indutor.

Na malha IV a tensão no diodo $D2$ pode ser obtida através da soma das tensões na malha.

$$V_L'' - V_{D2} + V_2 = 0 \quad (5.41)$$

$$V_{D2} = V_1'' + V_2 - 2V_d \cdot \frac{N_1}{N_2} \approx 2V_2 \quad (5.42)$$

Analizando o circuito do conversor durante a descarga do indutor, Figura 39, nesta etapa o interruptor $S1b$ abre e a corrente circula pelo interruptor $S2a$ e diodo $D2$ no secundário.

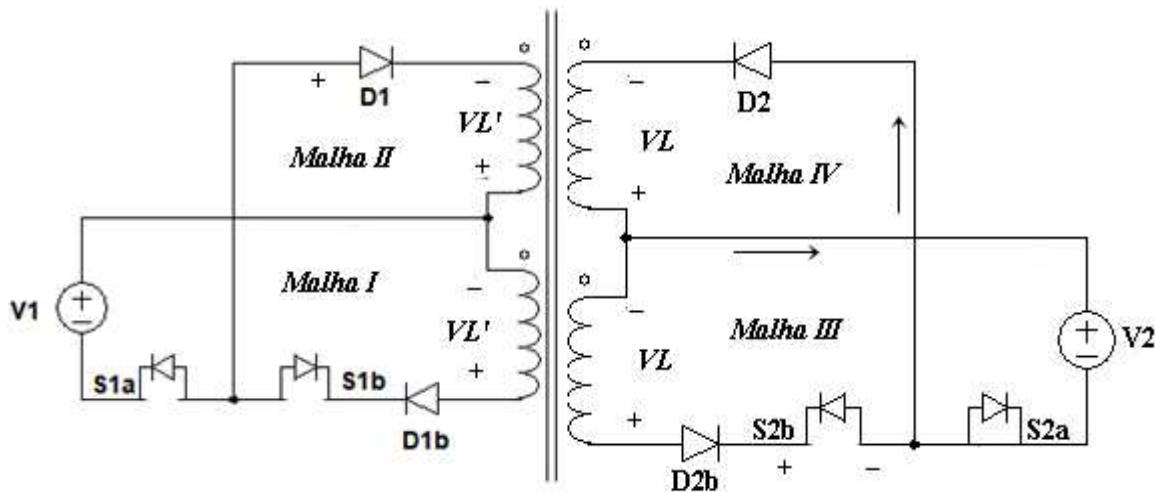


Figura 39 - Polaridade nos elementos do conversor para a descarga do indutor.

Analizando a malha I temos que a soma das tensões na malha será dada pela Equação 5.43.

$$V_1 + V_L' - V_{D1b} - V_{S1b} - V_{S1a} = 0 \quad (5.43)$$

Na malha II temos que a soma das tensões será dada pela Equação 5.44.

$$V_1 - V_L' + V_{D1} + V_{S1a} = 0 \quad (5.44)$$

Os diodos que estão polarizados diretamente são: $D1b$, $D1$ e o diodo do interruptor $S1a$, logo o valor da tensão nestes é o valor da tensão de polarização direta V_d .

Sendo assim das equações 5.43 e 5.44 concluímos que as tensões no interruptor $S1b$ e no diodo $D1$ são dadas pelas Equações 5.45 e 5.46.

$$V_{S1b} = (V_1 + V_L') - 2V_d \quad (5.45)$$

$$V_{D1} = (V_L' - V_1) - V_d \quad (5.46)$$

Nas malhas III e IV temos as seguintes equações 5.47 e 5.48 para as tensões.

$$-V_L - V_2 + V_{S2b} - V_{D2b} = 0 \quad (5.47)$$

$$-V_L + V_{D2} + V_2 = 0 \quad (5.48)$$

Na malha III o diodo $D2b$ e o diodo do interruptor $S2b$ estão em antissérie, portanto sempre haverá um polarizado diretamente, e o outro estará polarizado reversamente. Disso tiramos que a diferença entre as tensões desses dois semicondutores é dada pela Equação 5.49.

$$V_{S2b} - V_{D2b} = V_L + V_2 \quad (5.49)$$

Se $D2b$ está polarizado reversamente, a tensão no diodo $D2b$ será dada pela Equação 5.50.

$$V_{D2b} = -(V_L + V_2) + V_d \approx -2V_2 + V_d \quad (5.50)$$

Se o diodo do interruptor $S2b$ estiver polarizado reversamente, a tensão no mesmo será como descrito na Equação 5.50.

Na malha IV, temos que a tensão aplicada no diodo $D2$ nesta etapa será dada pela Equação 5.51.

$$V_{D2} = V_L - V_2 \quad (5.51)$$

Nestas condições é possível concluir as seguintes afirmações acerca das tensões máximas nos semicondutores:

- Tensão nos interruptores com índice “a”:

Estes interruptores estarão teoricamente sempre polarizados diretamente, porém sabe-se que a tensão no indutor acoplado não se inverte instantaneamente, tampouco a corrente cessa instantaneamente com a abertura do interruptor “b”. Sendo assim deve-se considerar a tensão nominal dos semicondutores “a” iguais à tensão nominal da fonte.

- Tensão nos interruptores de índice “b”:

Pelas equações anteriores nota-se que a tensão nos semicondutores de índice “b” variam de 0 a duas vezes a tensão nominal dos barramentos. Sendo assim projeta-se os semicondutores para até três vezes a tensão devido aos picos de tensão causados pela ressonância entre a indutância de dispersão e as capacitâncias parasitas e capacitâncias dos sunubers.

- Tensão nos diodos em antissérie com o interruptor “b”:

Através dos desenvolvimentos anteriores, foi estabelecido que estes diodos também são submetidos até a duas vezes a tensão das fontes, devendo ser projetados para até três vezes a tensão da fonte.

- Tensão nos diodos livres:

Estes diodos também estão submetidos a duas vezes a tensão dos barramentos, sendo projetados para suportar até três vezes a tensão dos barramentos.

5.2 – PROJETO DOS FILTROS

Os filtros implementados neste conversor são do tipo passa-baixas, sua utilização é fundamental para ocorrer a realimentação do sistema, uma vez que a corrente dos barramentos são comparadas com as correntes de referência, que possuem valores contínuos, gerando o erro que estabelece o parâmetro de controle, sendo este parâmetro a razão cíclica ou o ângulo de fase dos pulsos.

As correntes de saída do conversor Flyback, não filtradas, apresentam como componente fundamental a frequência de chaveamento. O interesse particular está em estabelecer o valor médio, ou seja, apenas a componente CC da corrente.

Existem vários métodos para a implementação dos filtros passa-baixas, podendo ser um filtro analógico ou um filtro digital. Inicialmente vamos analisar as componentes harmônicas das correntes dos barramentos.

Para dois barramentos fornecendo energia simultaneamente a equação da corrente do barramento V1, no domínio do tempo, é descrita pela Equação 5.52.

$$I_1(t) = \begin{cases} \frac{Vt}{L} & 0 < t < \frac{d_1 - d_2}{2f} \\ \frac{Vt}{2L} + V \frac{(d_1 - d_2)}{4fL} & \frac{d_1 - d_2}{2f} < t < \frac{d_1 + d_2}{2f} \\ \frac{Vt}{L} & \frac{d_1 + d_2}{2f} < t < \frac{d_1}{f} \end{cases} \quad (5.52)$$

Decompondo a Equação 5.52 em série de Fourier obtemos os coeficientes da série, apresentadas nas Equações 5.53, 5.54 e 5.55.

$$a_0 = 2f \cdot \int_T I_1(t) dt = \frac{V}{fL} \left(d_1^2 - \frac{d_2^2}{2} \right) \quad (5.53)$$

$$a_n = 2f \cdot \int_0^T I_1(t) \cdot \cos(2\pi n f \cdot t) dt = \frac{V}{2\pi^2 \cdot f \cdot L \cdot n^2} \cdot (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) \quad (5.54)$$

$$b_n = 2f \cdot \int_0^T I_1(t) \cdot \sin(2\pi n f \cdot t) dt = \frac{V}{2\pi^2 \cdot f \cdot L \cdot n^2} \cdot (\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) \quad (5.55)$$

Onde φ_1 , φ_2 e φ_3 são as constantes resultantes da integração e correspondem às Equações 5.56, 5.57 e 5.58.

$$\varphi_1 = n\pi(d_1 - d_2) \operatorname{sen} [n\pi(d_1 - d_2)] + \cos [n\pi(d_1 - d_2)] - 1 \quad (5.56)$$

$$\varphi_2 = n\pi \cdot d_2 \cdot \operatorname{sen}(n\pi \cdot d_1) \cdot \cos(n\pi \cdot d_2) + \operatorname{sen}(n\pi \cdot d_2) [n\pi \cdot (2d_1 - d_2) \cos(n\pi \cdot d_1) - \operatorname{sen}(n\pi \cdot d_1)] \quad (5.57)$$

$$\varphi_3 = n\pi \cdot [2d_1 \cdot \operatorname{sen}(2n\pi \cdot d_1) - (d_1 + d_2) \operatorname{sen}[n\pi(d_1 + d_2)]] - \cos[n\pi(d_1 + d_2)] + \cos(2n\pi \cdot d_1) \quad (5.58)$$

E temos também que θ_1 , θ_2 e θ_3 são as constantes resultantes da integração de b_n e correspondem às Equações 5.59, 5.60 e 5.61.

$$\theta_1 = \operatorname{sen}[n\pi(d_1 - d_2)] - n\pi(d_1 - d_2) \cdot \cos[n\pi(d_1 - d_2)] \quad (5.59)$$

$$\theta_2 = n\pi \cdot (2d_1 - d_2) \cdot \operatorname{sen}(n\pi \cdot d_1) \cdot \operatorname{sen}(n\pi \cdot d_2) + \cos(n\pi \cdot d_1) \cdot [\operatorname{sen}(n\pi \cdot d_2) + n\pi \cdot d_2 \cdot \cos(n\pi \cdot d_2)] \quad (5.60)$$

$$\theta_3 = -\operatorname{sen}[n\pi(d_1 + d_2)] + n\pi(d_1 + d_2) \cdot \cos[n\pi(d_1 + d_2)] + \operatorname{sen}(2n\pi \cdot d_1) - 2n\pi \cdot d_1 \cos(2n\pi \cdot d_1) \quad (5.61)$$

Sendo assim a corrente no barramento V1 pode ser escrita na forma decomposta em série de Fourier como mostra a equação 5.62.

$$I_1(t) = \frac{V}{2fL} \left(d_1^2 - \frac{d_2^2}{2} \right) + \left(\frac{V}{2\pi^2 f L} \right) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}{n^2} \cdot \cos(n\pi f \cdot t) + \frac{(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)}{n^2} \cdot \operatorname{sen}(n\pi f \cdot t) \right] \quad (5.62)$$

Para realizar o teste da equação 5.62, foi implementado o seguinte código no Matlab:

```
clear all
close all
clc

%Especificações dos parâmetros
%=====
V=311;
L=1.0201043e-3;
fs=20000;           %switching frequency
```

```

i_t=0;
d1=0.45;
d2=0.3;
%=====

%Decomposição em série de Fourier
%=====
a0=(V/(fs*L))* (d1.^2-(d2/2).^2);
T=1/fs;
t=[0:0.0000001:299.999999*T];
for n=1:1000
    k=V/(2*pi.^2*fs*L*n.^2);
    fi1 = k*(n*pi*(d1-d2)*sin(n*pi*(d1-d2))+cos(n*pi*(d1-d2))-1);
    fi2 = k*(n*pi*d2*sin(n*pi*d1)*cos(n*pi*d2)+sin(n*pi*d2)*(n*pi*(2*d1-
d2)*cos(n*pi*d1)-sin(n*pi*d1)));
    fi3 = k*(pi*n*(2*d1*sin(2*pi*d1*n)-(d1+d2)*sin(pi*n*(d1+d2))-
cos(pi*n*(d1+d2))+cos(2*pi*d1*n));
    an = fi1+fi2+fi3;
    teta1 = k*(sin(n*pi*(d1-d2))-n*pi*(d1-d2)*cos(n*pi*(d1-d2)));
    teta2 = k*(n*pi*(2*d1-
d2)*sin(n*pi*d1)*sin(n*pi*d2)+cos(n*pi*d1)*(sin(n*pi*d2)-
n*pi*d2*cos(n*pi*d2)));
    teta3 = k*(-
sin(n*pi*(d1+d2))+n*pi*(d1+d2)*cos(n*pi*(d1+d2))+sin(2*n*pi*d1)-
2*n*pi*d1*cos(2*n*pi*d1));
    bn = teta1+teta2+teta3;
    i_t=i_t+an*cos(2*pi*fs*n*t)+bn*sin(2*pi*fs*n*t);
end
%=====

%sinal no domínio do tempo
%=====
i_t=(a0/2+i_t)*V/480;
figure
plot(t,i_t)
title('Corrente I1')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('I (A)')
%=====

```

Para alguns valores de d_2 (mantendo d_1 igual a 0,45) temos os seguintes gráficos das correntes no barramento primário gerados no Matlab, e mostrados na Figura 40.

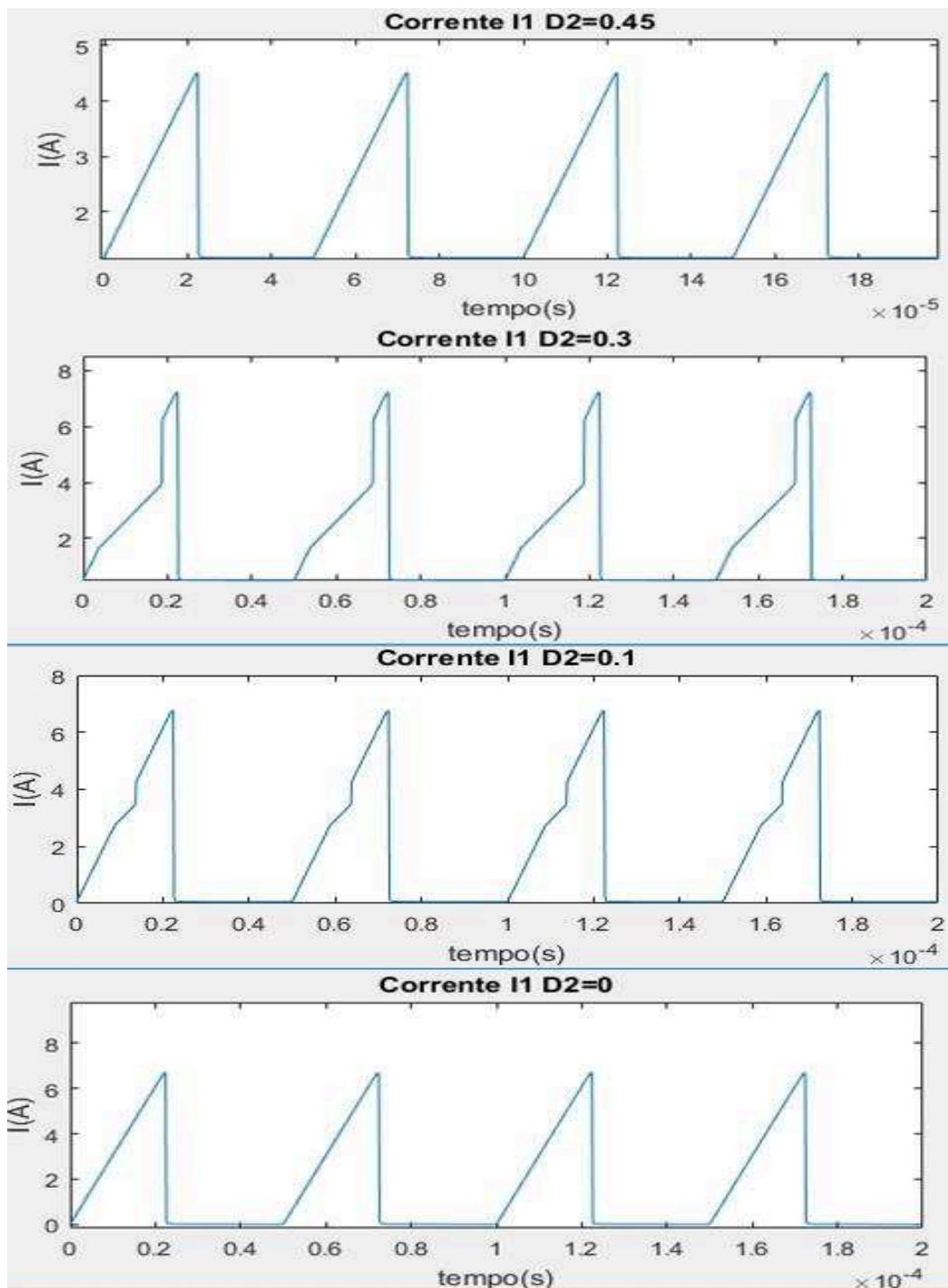


Figura 40 - Gráfico das correntes no primário para a Equação 4.62 variando o valor de d_2 .

Da mesma forma pode-se analisar o comportamento destas correntes no domínio da frequência implementando o seguinte código no Matlab:

```
%sinal no domínio da frequência
```

```

%=====
L=length(i_t); %Comprimento do vetor I(t)
I=fft(i_t); %Transformada de Fourier do vetor I
P2=abs(I/L); %Módulo da amplitude do sinal na Frequênci
P1=P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1)=2*P1(2:end-1);
fh=fs/2*(0:(L/2))/L;
figure
plot(fh,P1)
title('Corrente I1 no domínio da frequênci')
xlabel('frequênci(kHz)')
ylabel('I(A)')
%=====

```

A corrente I_1 no domínio da frequência para variações de d_2 (mantendo $d_1 = 0,45$) é mostrada na Figura 41.

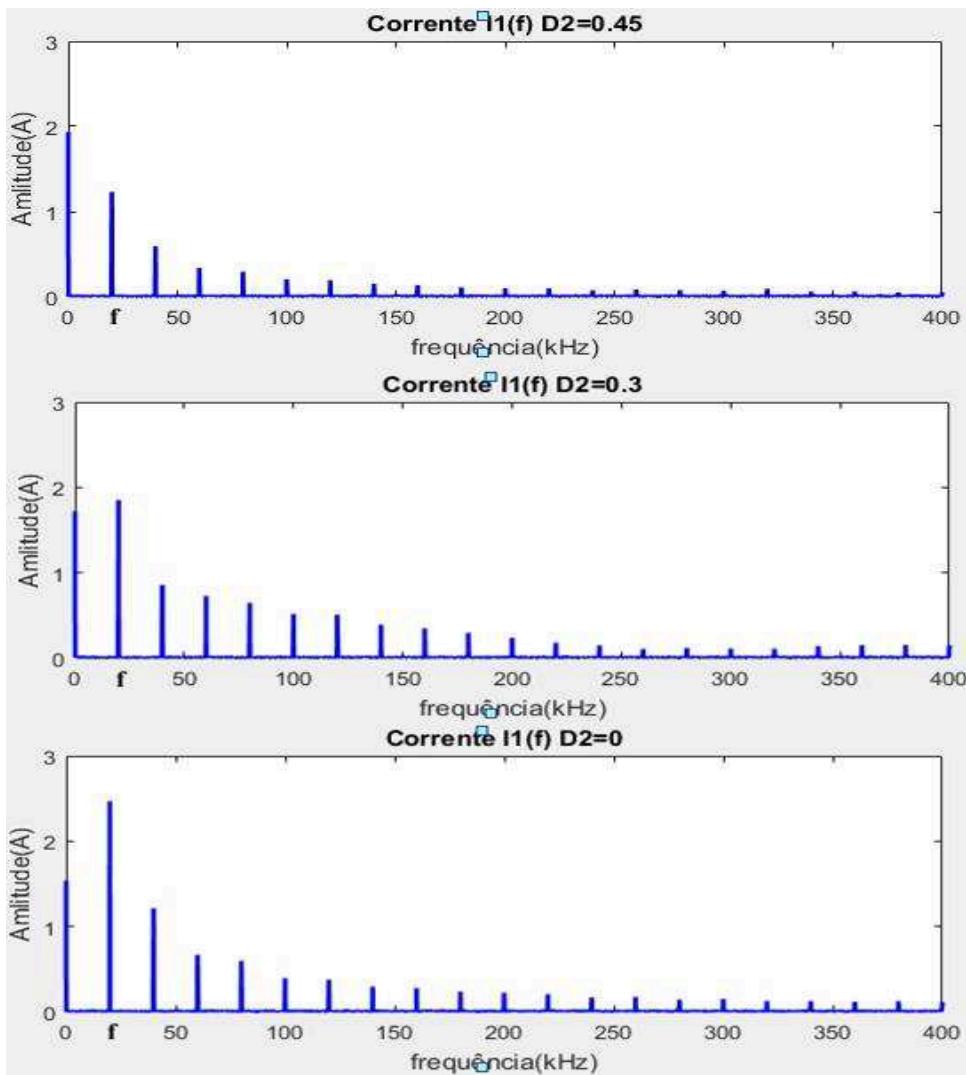


Figura 41 - Correntes da Figura 41 no domínio da Frequênci

Na Figura 41, f (20kHz) é a frequência fundamental. Nota-se que quanto menor o valor de d_2 , maiores são as amplitudes da componente fundamental e suas harmônicas. Isto implica que quando apenas um barramento está fornecendo energia, as amplitudes das altas frequências sobrepõem-se à componente CC, já quando dois ou mais barramentos fornecem energia simultaneamente a componente CC tem maior dominância em amplitude sobre as altas frequências.

Estabelecendo-se a frequência de corte do filtro passa baixa, temos que o filtro analógico possui como função de transferência $G(s)$ a Equação 5.63.

$$G(s) = \frac{k\omega_c^2}{s^2 - 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.63)$$

Em que ω_c é a frequência de corte do filtro e equivale a $2\pi f_c$, ζ é a taxa de amortecimento e k a constante de proporcionalidade do filtro.

Para analisar o comportamento do filtro foi utilizado o seguinte código no Matlab:

```
%Resposta do Filtro analógico
%=====
wc = 2*pi*2000; %frequência de corte
zeta = 0.7; %dumping ratio
num = [0 0 wc.^2]; %numerador da ft do filtro
den = [1 2*zeta*wc wc.^2]; %denominador da ft do filtro 2nd order low
pass
G=tf(num,den); %função de transferência
[h,w]=freqs(num,den); %resposta em frequência do filtro analógico
figure
plot(w/(2*pi),abs(h)) %gráfico da amplitude
title('Resposta em freqüência do filtro analógico')
xlabel('frequência(Hz)')
ylabel('Amplitude')
```

O gráfico de saída fornece a resposta do filtro no domínio da frequência. As Figuras 42 e 43 mostram as respostas do filtro analógico em escala linear e logarítmica, bem como a fase em função da frequência (diagrama de Bode).

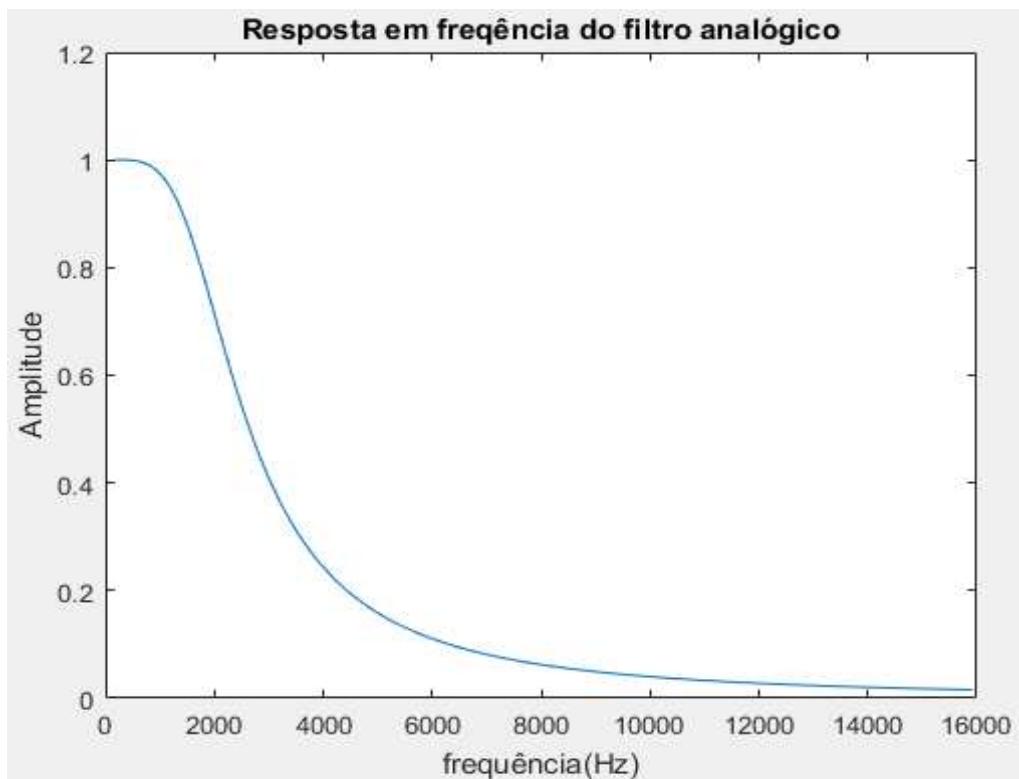


Figura 42 - Resposta em Frequência do filtro analógico com amplitude em escala linear.

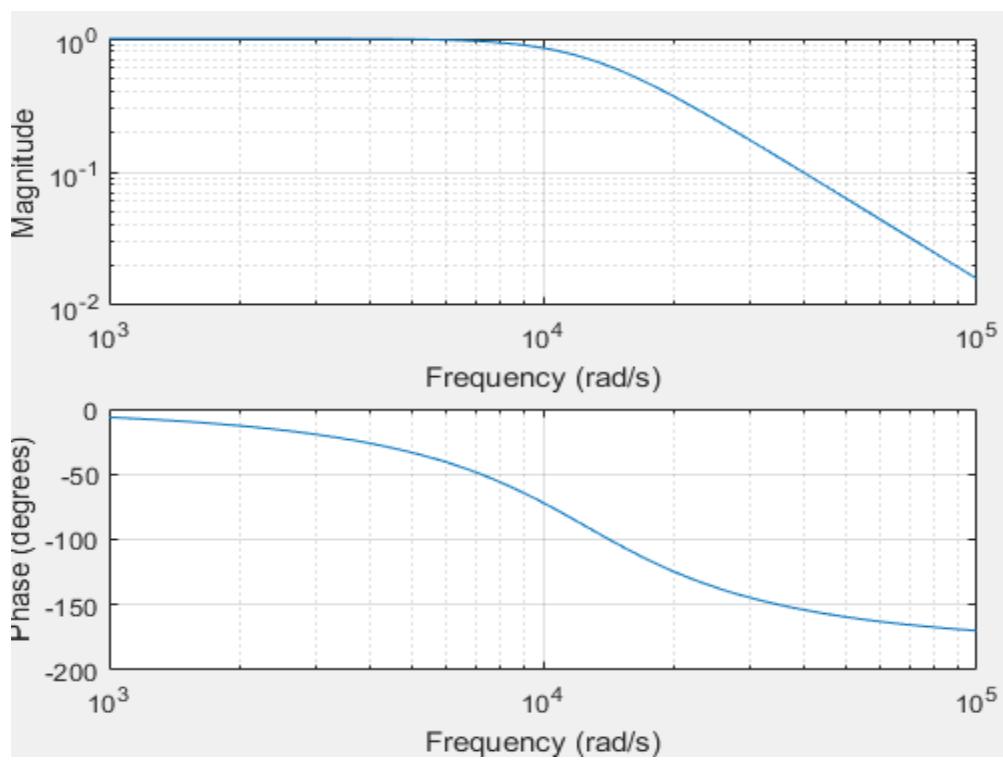


Figura 43 - Diagrama de Bode para o filtro analógico com freqüência de corte de 20kHz.

Para realizar o teste do filtro, realiza-se a conversão do filtro analógico para digital, utilizando o seguinte código no Matlab:

```
%Conversão do filtro analógico para digital
%=====
wc = 2*pi*2000; %frequência de corte
zeta = 0.7; %dumping ratio
num = [0 0 wc.^2]; %numerador da ft do filtro
den = [1 2*zeta*wc wc.^2]; %denominador da ft do filtro 2nd order low
pass
G=tf(num,den); %função de transferência
[h,w]=freqs(num,den); %resposta em frequência do filtro analógico
figure
plot(w/(2*pi),abs(h))
title('Resposta em freqüência do filtro analógico')
xlabel('frequência(Hz)')
ylabel('Amplitude')
famos = 9*10.^6; %freq. de amostragem
[N,D]=bilinear(num, den, famos) %conversão analógico - digital
[X,Y]=freqz(N,D,1000); %resposta em freq. do filtro digital
figure
plot(Y/(2*pi),abs(X))
title('Resposta em freqüência do filtro digital')
xlabel('f/famos [normalized freq](kHz)')
ylabel('Amplitude')
```

A resposta em frequência do filtro digital está mostrada na Figura 44.

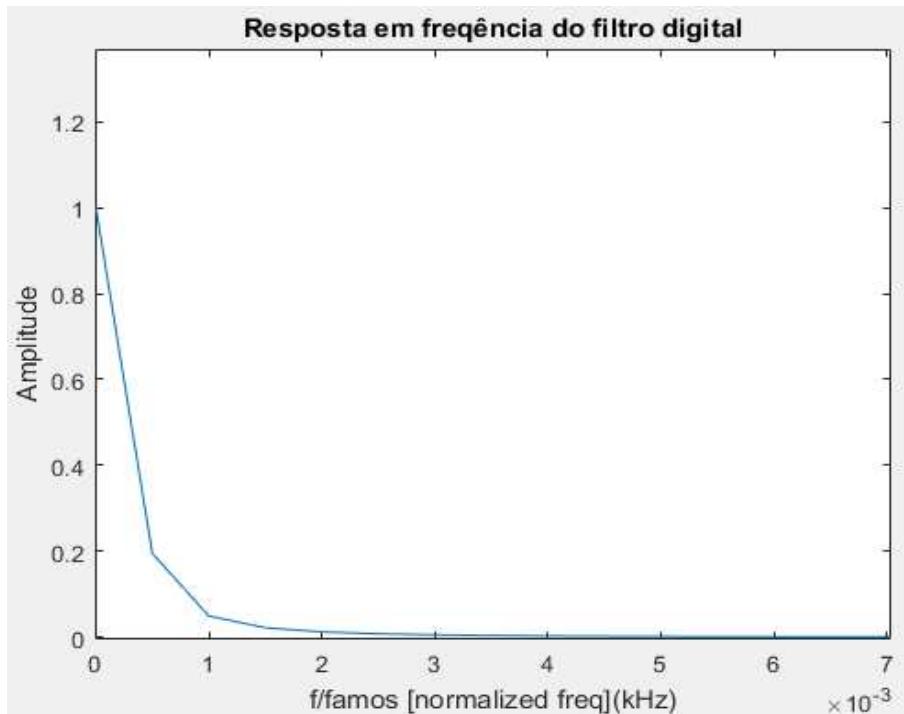


Figura 44 - Resposta em freqüência do Filtro Digital, com amplitude em escala linear.

O seguinte código possibilita realizar a filtragem da corrente, testando assim a eficácia do filtro digital.

```
%Realização da filtragem da Corrente
%=====
i_f=filter(N,D,i_t); %realiza filtragem do sinal da corrente
i_f=corrente filtrada
figure
plot(t,i_f)
title('Corrente I filtrada')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('I (A)')
Lf=length(i_f); %comprimento do vetor da corrente filtrada
If=fft(i_f); %transformada de Fourier da corrente
filtrada
P2f=abs(If/Lf);
P1f=P2f(1:Lf/2+1);
P1f(2:end-1)=2*P1f(2:end-1);
fhf=fs/2*(0:(Lf/2))/Lf;
figure
plot(fhf,P1f)
title('Resposta em frequência da Corrente filtrada')
xlabel('freq. (kHz)')
ylabel('Amplitude')
%=====
```

A corrente filtrada é mostrada nas Figuras 45 e 46, na Figura 45 pode se observar a comparação entre a corrente não filtrada com a corrente filtrada, já na Figura 46 é mostrada a corrente durante o intervalo de 0 a 7 milissegundos.

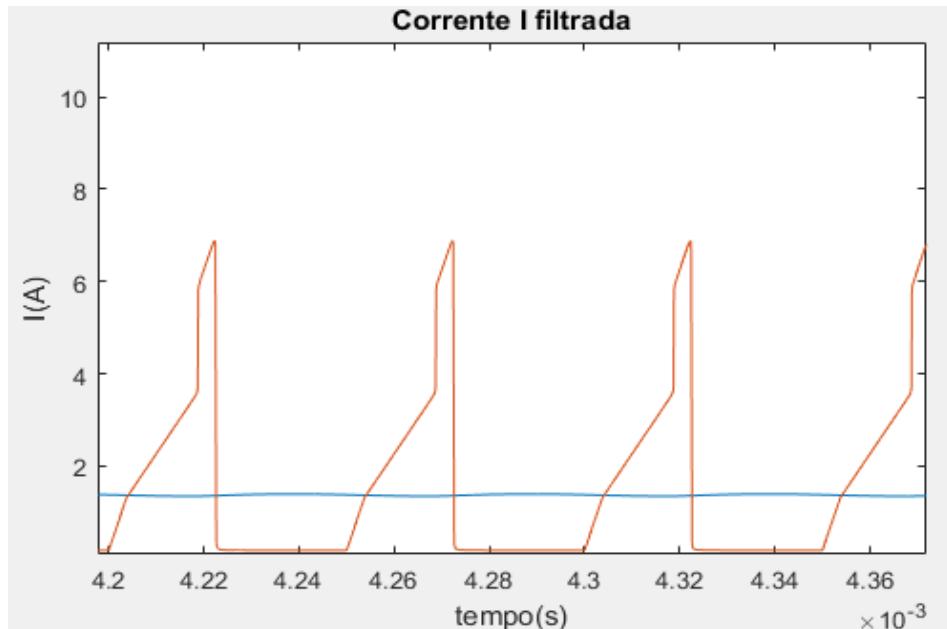


Figura 45 - Comparaçāo entre a corrente nāo filtrada e a corrente filtrada.

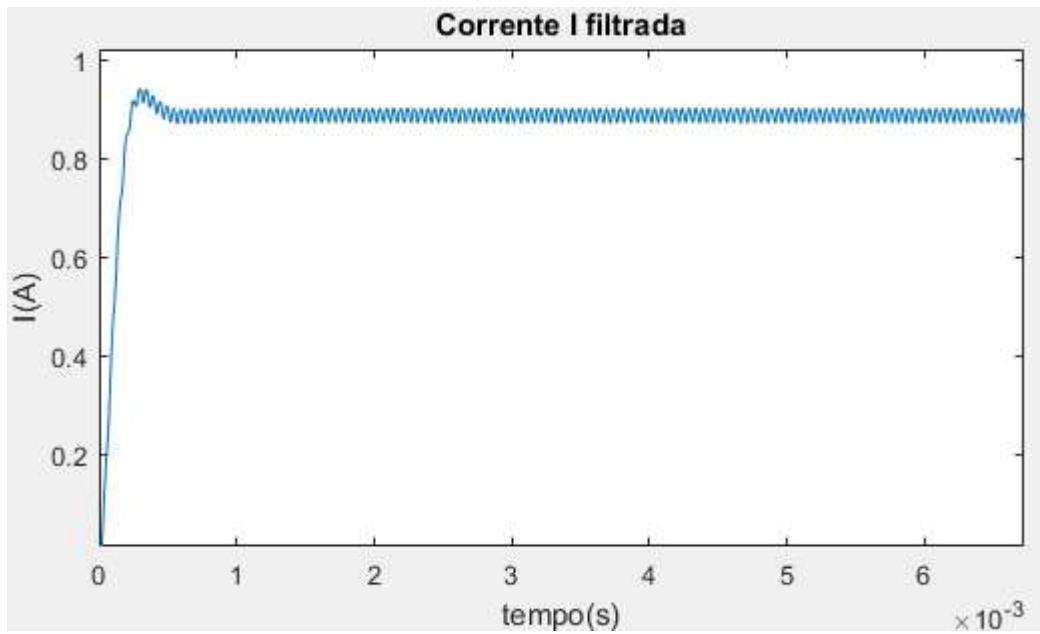


Figura 46 - Corrente filtrada no intervalo de zero a sete milissegundos.

5.3 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para apresentar os resultados da simulação foi utilizado o software PSIM (*Power Simulation*). O conversor simulado é um conversor Flyback bidirecional com quatro enrolamentos com quatro níveis de tensão 311V – 48V – 24V – 12V e potência de saída de 500W.

Os parâmetros para projeto são:

- Tensões nos barramentos

$$V_1 = 311V$$

$$V_2 = 48V$$

$$V_3 = 24V$$

$$V_4 = 12V$$

- Potência na saída:

$$P_o = 500W$$

- Rendimento:

$$\eta = 0,9$$

- Frequência de chaveamento:

$$f_s = 20\text{kHz}$$

- Máxima razão cíclica:

$$D_{\max} = 0,45$$

- Parâmetros do núcleo:

$$J_{\max} = 450\text{A/cm}^2$$

$$\Delta B = 0,25\text{T}$$

$$k_p = 0,25$$

$$k_w = 0,4$$

A seguir utilizando as equações desenvolvidas neste capítulo, calcular-se-á os parâmetros para a simulação. A simulação aproxima-se de uma característica ideal do conversor, portanto alguns parâmetros não são necessários de se obter, como por exemplo: dimensionamento do núcleo, cálculo das perdas no núcleo, dimensionamento dos semicondutores, cálculo do entreferro, entre outros. Entretanto será estabelecido no Apêndice A todos os parâmetros obtidos para a montagem experimental. Havendo tempo hábil, serão apresentados os resultados experimentais.

I – Indutância total do indutor acoplado referida ao primário:

$$L_t = L_m + L_d = \frac{V_1^2 D_{\max}^2 \cdot \eta}{2f_s P_o} = \frac{311^2 \cdot 0,45^2 \cdot 0,9}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 500} = \mathbf{0,88137\text{mH}} \quad (5.64)$$

Considerando a indutância de dispersão como sendo $1\mu\text{H}$, temos que a indutância de magnetização será:

$$\begin{aligned} L_d &= 0,001\text{mH} \\ L_m &= 0,88037\text{mH} \end{aligned} \quad (5.65)$$

II – Queda de tensão nos semicondutores:

Para todos os semicondutores será considerada uma tensão de polarização direta igual a $0,7\text{V}$.

III – Perdas totais

$$Perdas = \frac{P_o}{\eta} (1 - \eta) = 55,556W \quad (5.66)$$

As perdas devem dividir-se em:

- perdas nos enrolamentos do indutor acoplado (50%);
- perdas no núcleo (10%)
- perdas nos semicondutores: resistências intrínsecas (40%)

Todas as perdas serão representadas por resistências. O software de simulação permite a inserção dos parâmetros intrínsecos dos enrolamentos e dos semicondutores. Para efetuar o cálculo dos valores das resistências, considera-se o valor da corrente RMS do circuito para máxima potência.

$$I_{1_RMS} = \frac{V}{fL_t} \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{3}} = \frac{311}{20 \cdot 0,88137} \sqrt{\frac{0,45^3}{3}} = 3,074895 \text{ A} \quad (5.67)$$

Sendo assim a resistência dos enrolamentos referida ao primário será:

$$P_w = R_w I_{RMS}^2 \rightarrow R_w = \frac{\frac{0,5}{4} \cdot perdas}{I_{RMS}^2} = 0,734475 \Omega \quad (5.68)$$

As perdas no núcleo podem ser representadas na simulação por uma resistência em série com os enrolamentos.

$$R_c = \frac{\frac{0,1}{4} \cdot perdas}{I_{RMS}^2} = 0,147 \Omega \quad (5.69)$$

Nos semicondutores, a máxima perda ocorrerá quando o barramento estiver fornecendo energia, em que a corrente circulará através de três interruptores. Para três enrolamentos fornecendo simultaneamente, a corrente circulará através de nove interruptores. Sendo assim a resistência dos semicondutores referida ao primário será:

$$R_s = \frac{\frac{0,4}{9} \cdot \text{perdas}}{I_{RMS}^2} = 0,2611\Omega \quad (5.70)$$

IV – Base para as correntes

A potência de base para a simulação em pu será a potência de saída de 500W. Sendo assim as correntes médias serão:

$$I_n[\text{pu}] = \frac{V_n}{550} \cdot I_n[\text{A}] \quad (5.71)$$

V – Controladores

A razão cíclica e o ângulo dos pulsos serão gerados através de controladores proporcionais integrais PIs, em que o erro é gerado a partir da corrente de referência comparada com a corrente média do barramento. A função de transferência dos controladores de razão cíclica será:

$$P(s) = k \frac{(1+sT)}{sT} = 15 \cdot 10^{-3} \frac{(1+10^{-6}s)}{10^{-6}s} \quad (5.72)$$

Para os controladores da fase dos pulsos, a função de transferência utilizada para os controladores PI será:

$$H(s) = -\frac{(1+10^{-6}s)}{10^{-6}s} \quad (5.73)$$

Definidos os parâmetros, os resultados da simulação serão apresentados a seguir, para todas as possibilidades de operação do conversor.

- **Um barramento fornecendo energia para um barramento**

A Figura 47 mostra as formas de onda das correntes médias no primário e secundário para três degraus de referência. Nota-se que inicialmente as correntes estão zeradas em $t = 0.1s$ é aplicado um degrau no primário para fornecer 1pu de corrente para o

secundário, em $t = 0.15\text{s}$ inverte-se o sentido da corrente e o primário passa a fornecer 1 pu de corrente para o secundário. Em $t = 0.2\text{s}$ ocorre novamente a inversão e o primário passa a fornecer 0.2 pu de corrente para o secundário.

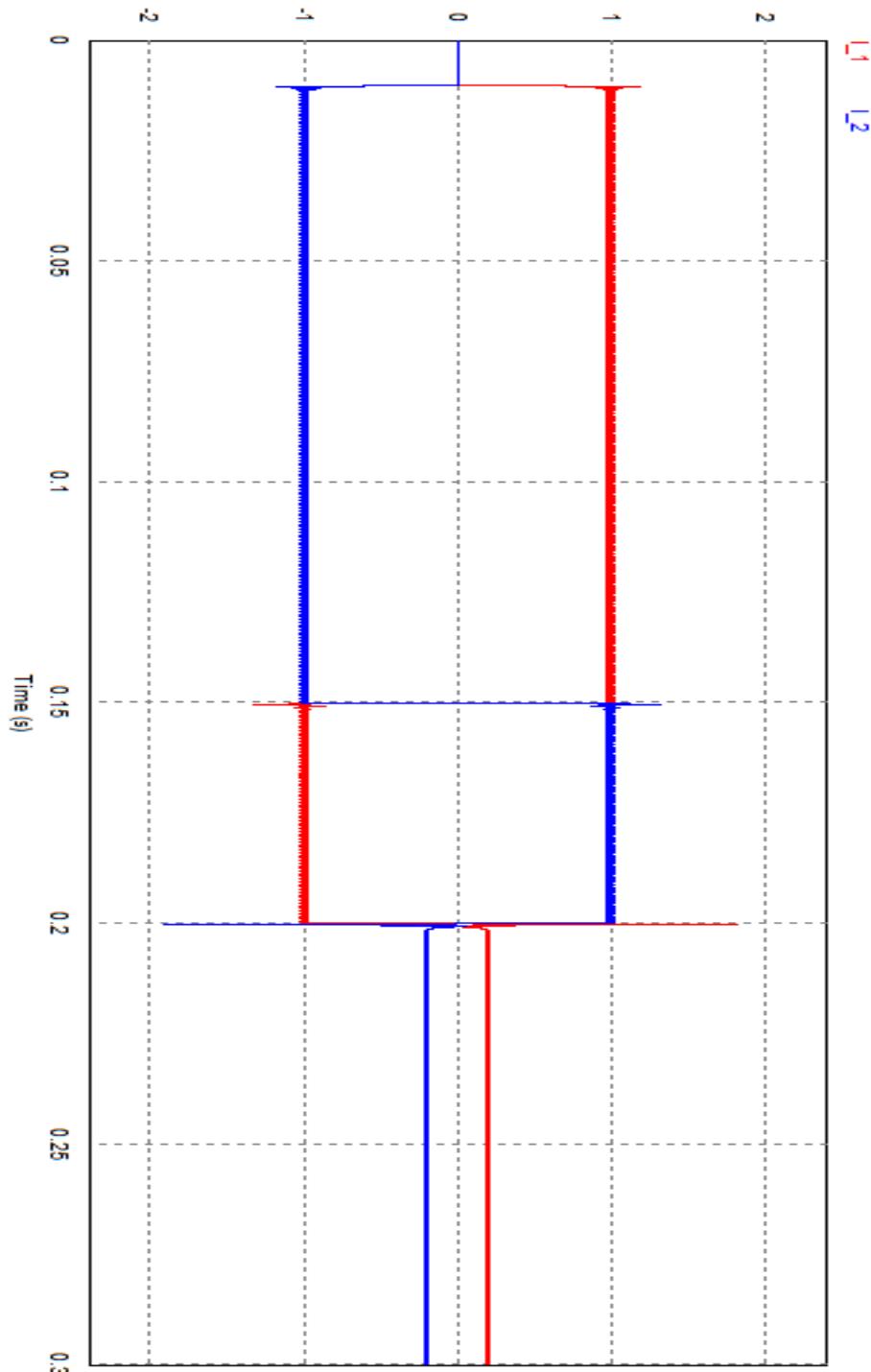


Figura 47 - Correntes médias nos enrolamentos primário e secundário para três degraus de corrente, mostrando a bidirecionalidade do fluxo de potência.

Nos intervalos em que o barramento fornece energia o parâmetro de controle é a razão cíclica e quando o barramento recebe energia o parâmetro de controle é o ângulo de fase do PWM dos interruptores com índice “a”. Nesse caso o interruptor $S1a$ e $S2a$ permanecem sempre fechados quando o respectivo barramento está recebendo energia, uma vez que é o único barramento a receber, descarregando totalmente o indutor. A Figura 48 mostra os pulsos nas chaves e as correntes nos interruptores durante o primeiro intervalo.

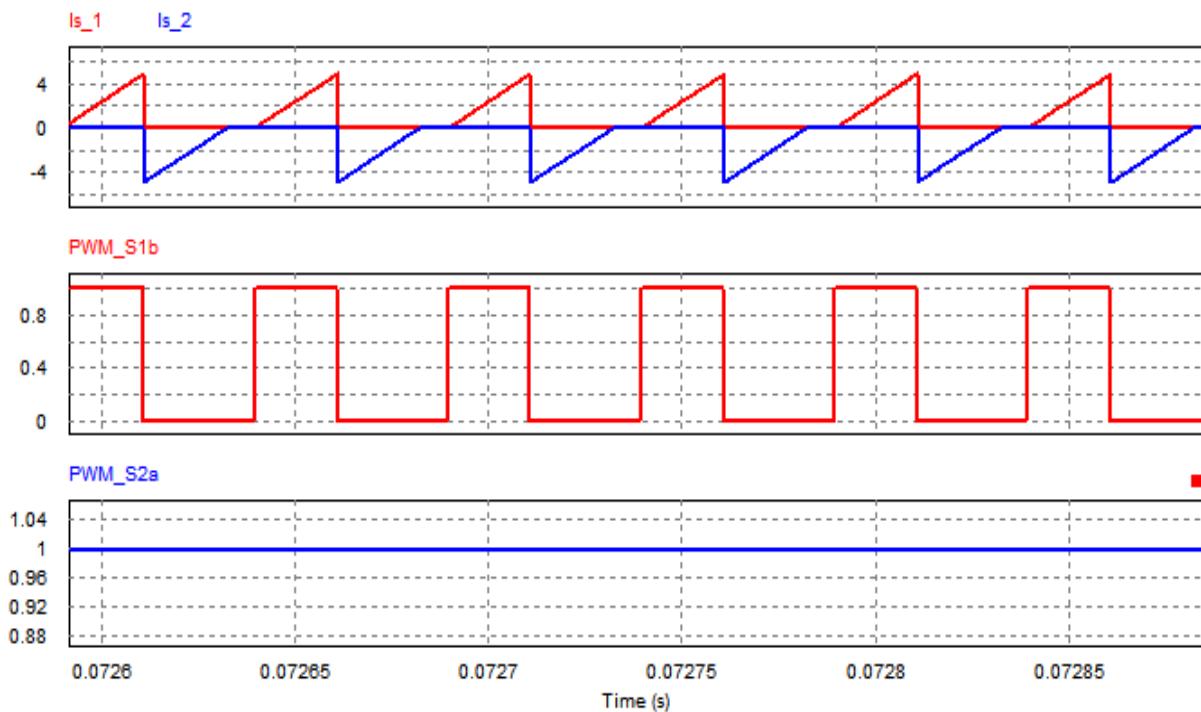


Figura 48 - Forma de onda das correntes no primário e secundário e forma de onda dos pulsos nos interruptores S1bb e S2a

- **Um barramento fornecendo energia para dois ou três barramentos**

Na Figura 49 a seguir, inicialmente as correntes nos quatro barramentos eram iguais a zero. Em $t = 0.01s$ foi aplicado um degrau de 1 pu no barramento $V3$, fornecendo energia para $V1$, $V2$ e $V4$, este degrau se estende até $t=0.15s$ em que $V1$ passa a fornecer energia e $V3$ consumir, $V4$ não se altera e $V2$ deixa de consumir potência. Em $t = 0.2s$ $V3$ volta a fornecer energia e $V1$, $V2$ passam a consumir e $V4$ recebe o restante fornecido por $V3$ que não é consumido em $V1$ e $V2$.

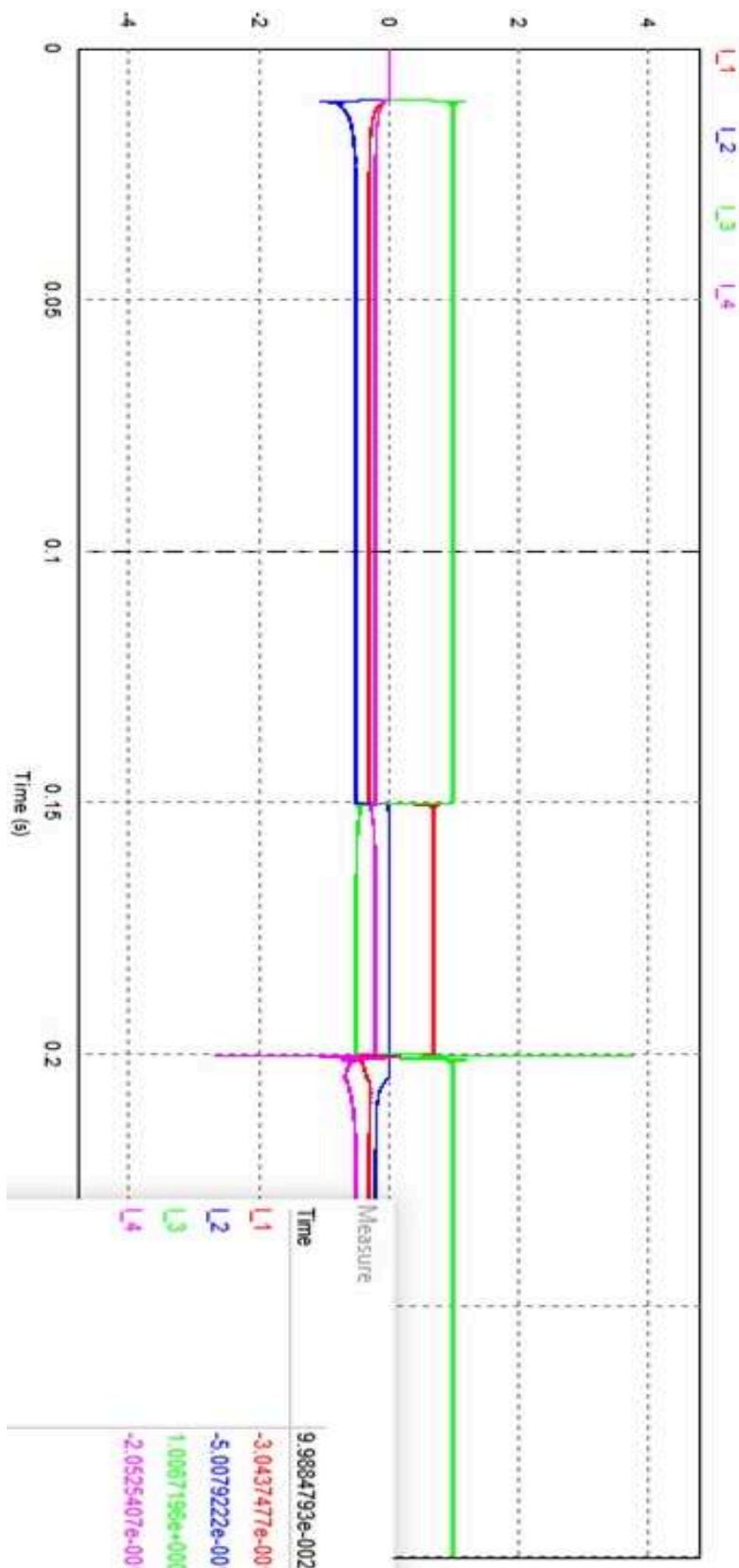


Figura 49 - Correntes nos barramentos para três degraus, mostrando a bidirecionalidade de corrente, bem como o recebimento simultâneo de energia. Valores para t=0s a t=0,15s

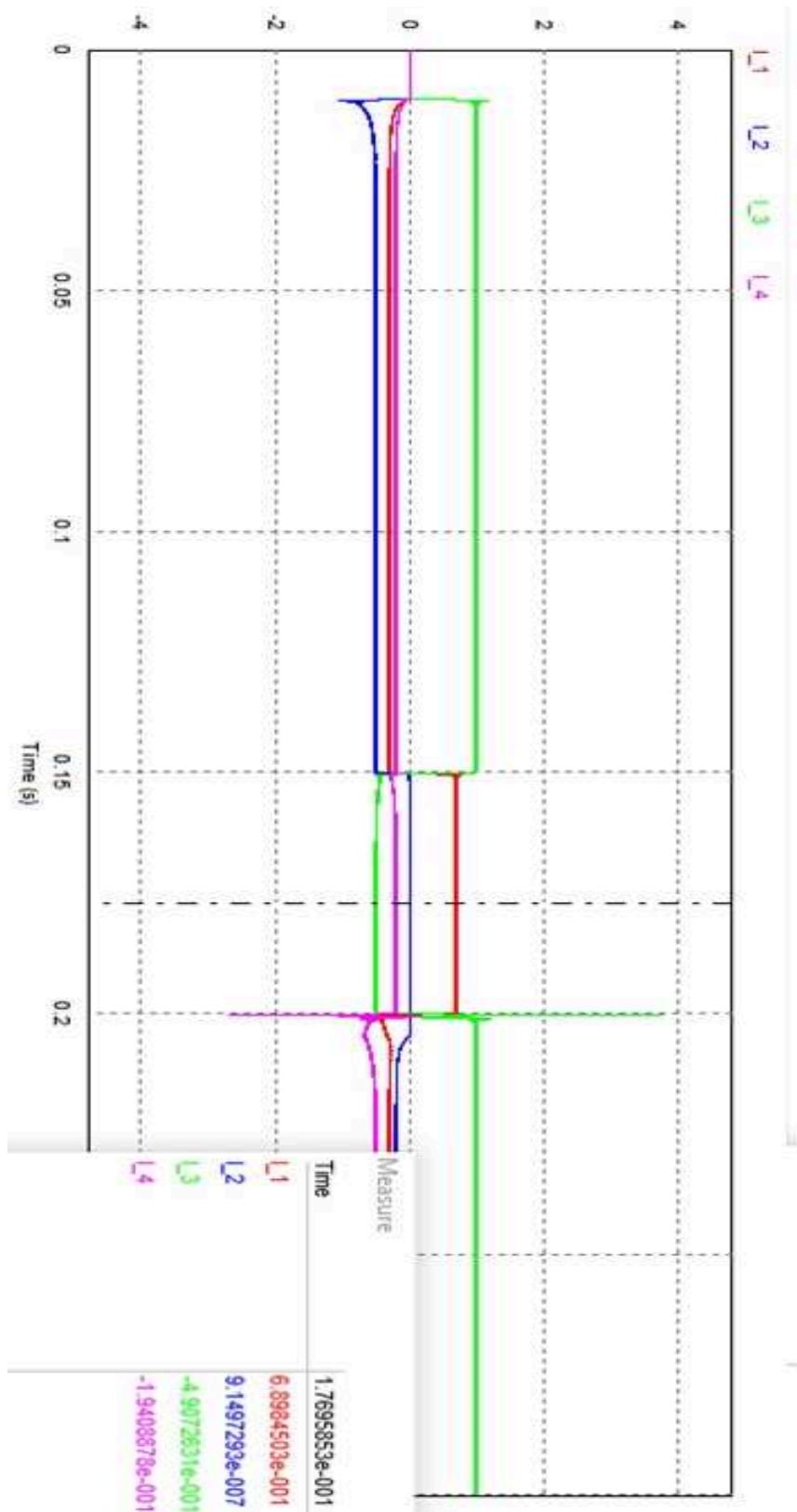


Figura 50 - Correntes nos barramentos para três degraus, mostrando a bidirecionalidade de corrente, bem como o recebimento simultâneo de energia. Valores para t=0,15s a t=0,2s

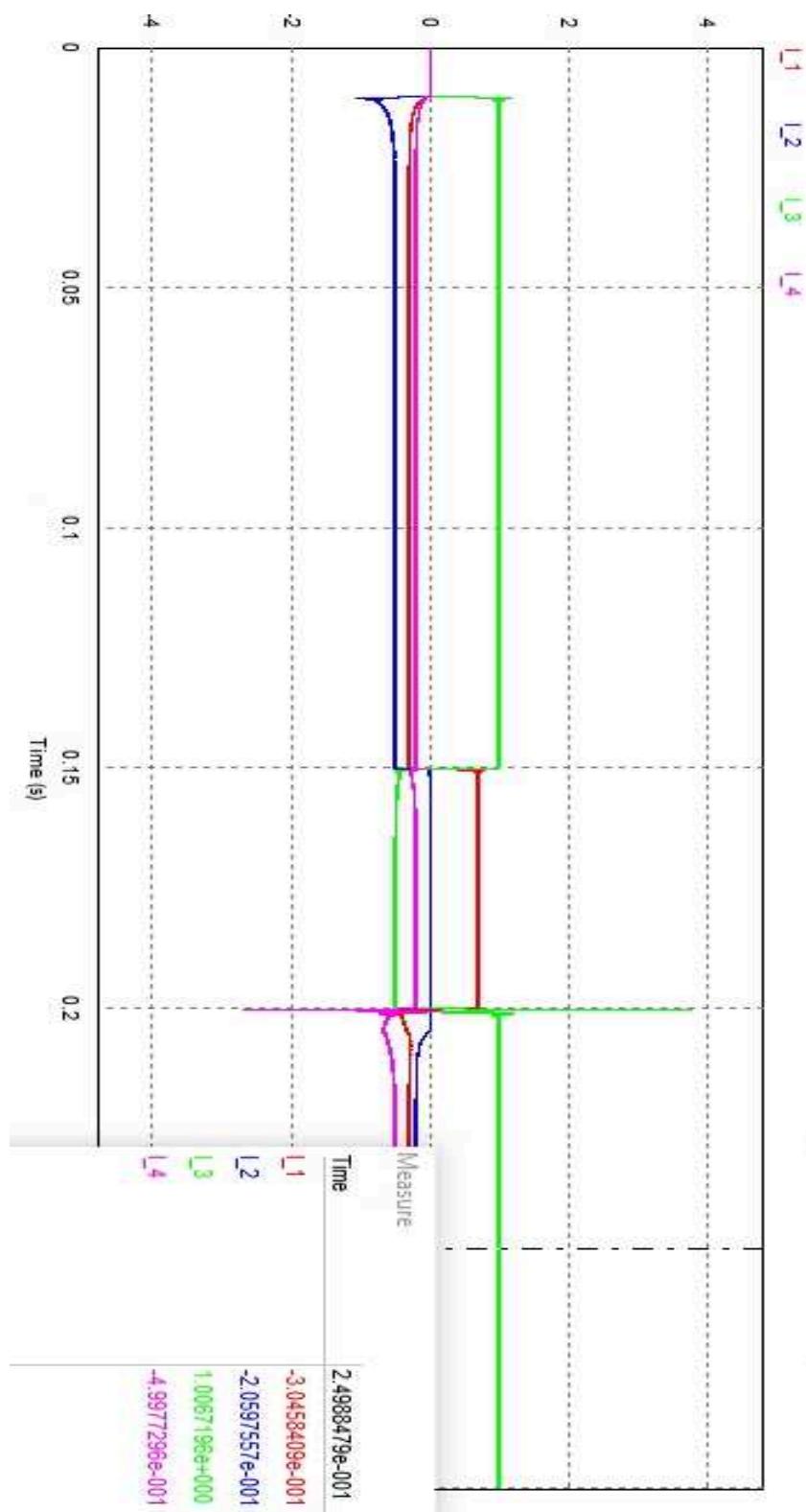


Figura 51 - Correntes nos barramentos para três degraus, mostrando a bidirecionalidade de corrente, bem como o recebimento simultâneo de energia. Valores para $t > 0,2s$

- **Dois ou três barramentos fornecendo simultaneamente**

Para exemplificar este modo de operação os barramentos foram submetidos a três degraus. No instante $t = 0,01s$, os barramentos V1 e V2 fornecem 0,2 e 0,6pu de corrente para o barramento V4, em $t = 0,15s$ é aplicado um degrau no barramento V3 que o mesmo passa a receber 0,2pu, e para compensar, o barramento V1 passa a fornecer 0,4pu. Em $t = 0,2s$ o barramento V3 passa a fornecer 1pu e os barramentos V2 e V1 consumir 0,2 e 0,8 pu respectivamente. Neste instante a corrente no barramento V4 zera.

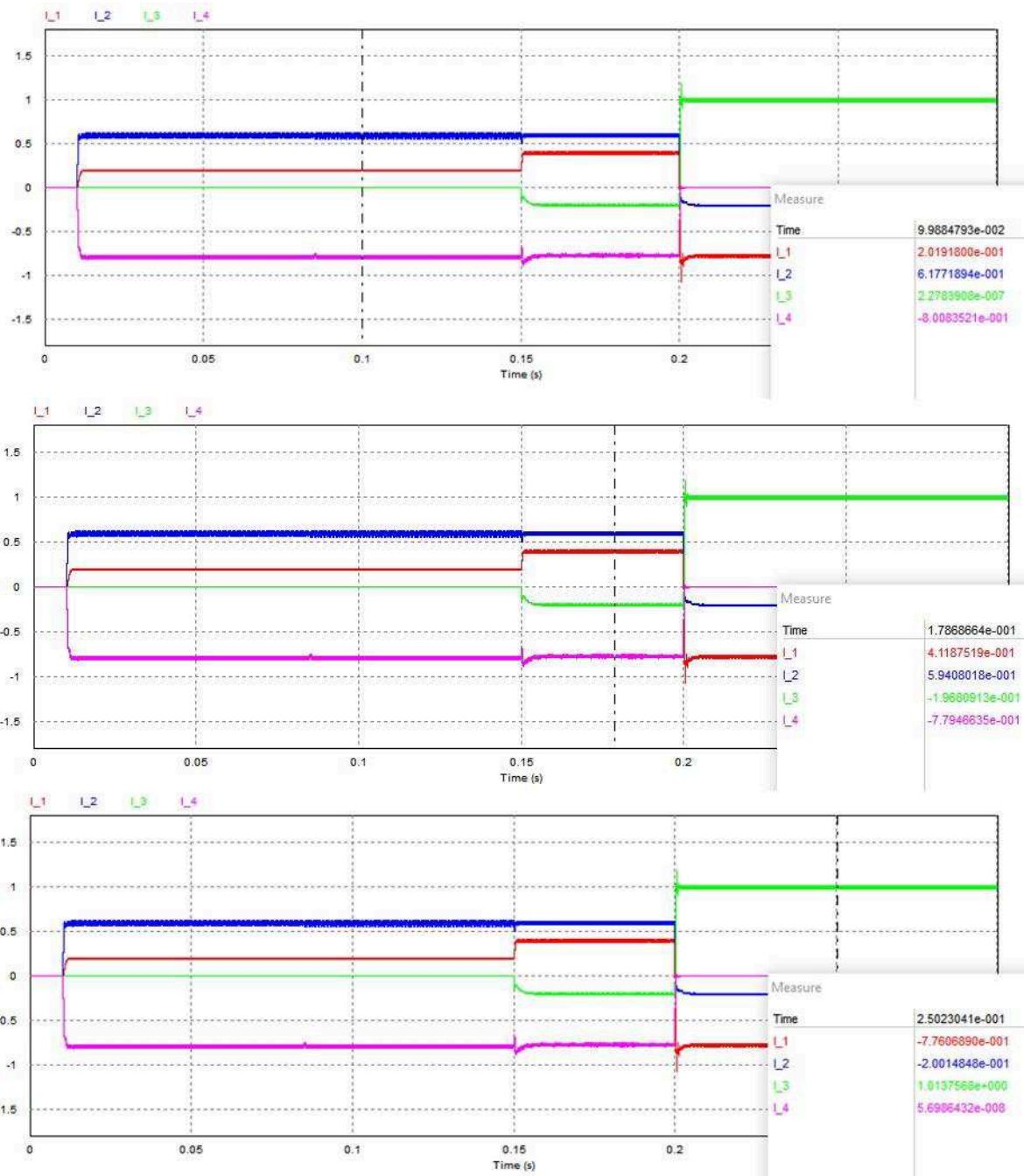


Figura 52 - Correntes nos barramentos para três degraus, mostrando a bidirecionalidade de corrente, bem como o recebimento e envio simultâneo de energia.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Este trabalho propôs a modelagem e a simulação de um conversor Flyback bidirecional com múltiplos enrolamentos, operando em modo de condução descontínuo.

No capítulo 3 foi abordado o funcionamento do conversor em regime permanente, foi apresentada a topologia, os métodos de controle empregados e as etapas de operação do conversor. Nota-se a capacidade de operar com múltiplos enrolamentos, porém cabe ressaltar que a quantidade de enrolamentos pode interferir no rendimento do conversor, visto que no Capítulo 5 foram realizados os cálculos das perdas no conversor e nota-se que aumentando a quantidade de barramentos enviando e recebendo energia simultaneamente, as perdas no cobre são diretamente proporcionais à quantidade de enrolamentos envolvidos no processamento da corrente elétrica. Utilizando-se uma grande quantidade de enrolamentos, outro fator limitante que pode ser encontrado é o fornecimento do núcleo do indutor acoplado que atenda às necessidades do conversor, como por exemplo, larguras das janelas de fluxo e de enrolamento. Abstendo-se das características físicas, teoricamente o conversor poderia apresentar quantos enrolamentos fossem necessários à aplicação.

No Capítulo 4 foi realizado o equacionamento e a modelagem do conversor, analisando-se o comportamento de cada variável de controle e sua influência sobre o comportamento da corrente dos barramentos do conversor. Nota-se que o conversor Flyback Bidirecional Multi Enrolamentos apresenta uma boa controlabilidade, uma vez que apresenta mais entradas do que saídas. Todas as variáveis de controle influenciam diretamente em cada saída do sistema, o valor da razão cíclica ou do ângulo do PWM para um interruptor, dependerá do valor dos outros. A modelagem desse conversor por espaço de estados ainda demanda mais aprofundamento na área, pois surge a necessidade da inclusão de outros elementos de armazenamento, como capacitores nas saídas e elementos que representam as perdas, para que a modelagem possa ser realizada da forma mais completa possível. Para possibilitar este estudo, faz-se necessário o procedimento experimental para a validação do funcionamento do conversor em regime permanente.

No Capítulo 5 foi realizado todo o equacionamento para projeto do conversor, sendo que é possível observar a exequibilidade do mesmo para as características desejadas.

Nota-se que existe uma dificuldade em encontrar um núcleo de ferrite pré-fabricado que atenda à demanda da janela dos condutores, uma vez que cada barramento deverá possuir o dobro do número de espiras de um conversor Flyback tradicional. Considerando este aspecto, será realizado para os próximos trabalhos, a montagem experimental do conversor com três enrolamentos, pois dessa forma é possível avaliar todas as possibilidades de operação, sem causar prejuízo ao que foi exposto neste trabalho. Ainda neste Capítulo foram apresentadas as etapas para projeto e validação do filtro digital implementado no conversor, bem como a simulação final apresentando todas as formas de operação do conversor. Cabe ressaltar aqui outra dificuldade encontrada que deverá ser solucionada para a montagem experimental: a queda de tensão nos semicondutores faz com que a relação entre as espiras seja diferente da relação entre as tensões. Isto ocorre, pois a queda de tensão nos semicondutores é constante e varia de 0,3 a 0,7V, independente se o semicondutor estiver no primário ou no secundário. Na seção 5.1.2 do Capítulo 5, foi demonstrado o comportamento das tensões considerando-se as quedas nos semicondutores, através das equações desenvolvidas nota-se que o conversor apresenta essa diferença de 1,4V aproximadamente entre a tensão induzida e a tensão da fonte, quando há recebimento de energia. Esta característica faz com que, no recebimento simultâneo de energia, a corrente não se distribua igualmente entre os barramentos quando ambos estão com os respectivos interruptores “a” fechados. É óbvia esta conclusão, pois o barramento em que a tensão estiver menor, representará uma “carga” maior vista do indutor acoplado. Para solucionar este problema, faz-se necessária a implementação de um controle de tensão, técnica esta que está sendo desenvolvida similar à $G_{vi} \rightarrow G_{id}$ encontrada em [13].

REFERÊNCIAS

- [1] MA, K.; LEE, Y. An integrated flyback convener for dc uninterruptible power supplies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. XI. pp, 318-327, Mar. 1996.
- [2] JAIN, M.; DANIELE, M.; JAIN, P. A bidirectional dc-dc converter topology for low power application. *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. IS, no. 4, pp. 595-606, Jul. 1996.
- [3] SHIN, J. W.; BAEK, J.B.; CHO, B. H. Bridgeless isolated PFC rectifier using bidirectional switch and dual output windings. in *Froc. IEEE ECCE*, 2011, pp. 2879-2884. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6064156>
- [4] YIE-TONE, C.; SIAN-YOU, W. A multiple-winding bidirectional flyback converter used in the solar system. *International Symposium on Next-Generation Electronics*, pp. 130-133, 2013. <https://doi.org/10.1109/ISNE.2013.6512307>
- [5] SUBRAHMANYA, V.V.; BHAJANA, U. K.; REDDY, S. R.; P. Chandra SEKHAR, P. C. A Novel ZVS-ZCS Bi-directional Flyback DC-DC Converter For Low power Application. *IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 507-512, 2011. <https://doi.org/10.1109/PEDS.2011.6146805>
- [6] CHEN, G.; LEE, Y.-S.; HUI, S. Y. R.; XU, D.; WANG, Y. Actively clamped bidirectional flyback converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.47, pp. 770-779, 2000. <https://doi.org/10.1109/41.857957>
- [7] SARANYA, P. S.; LEKSHMI R. C. Analysis of bidirectional flyback converter. *International Conference on Computation of Power, Energy, Information and*

Communication (ICCP-EIC), pp. 425-429, 2015.
<https://doi.org/10.1109/ICCP-EIC.2015.7259496>

[8] ANNO, T.; KOIZUMI, H. Double-Input Bidirectional DC/DC Converter Using Cell-Voltage Equalizer With Flyback Transformer. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.30, pp. 2923-2934, 2015.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2316201>

[9] SHIN, J.-W.; CHOI, S.-J.; CHO, B.-H. High-Efficiency Bridgeless Flyback Rectifier With Bidirectional Switch and Dual Output Windings. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.29, pp. 4752-4762, 2014.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2283073>

[10] KIM, H.-W.; PARK, J.-H. Isolated bidirectional switched-capacitor Flyback converter. International Power Electronics and Application Conference and Exposition, pp. 279-284, 2014. <https://doi.org/10.1109/PEAC.2014.7037868>

[11] RAMYA, C. V.; RENJINI, G. Voltage mode control of improved bridgeless Flyback rectifier with bidirectional switch for adapter applications. International Conference on Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization (EESCO), pp. 1-6, 2015. <https://doi.org/10.1109/EESCO.2015.7253735>

[12] SILVA, W. W. A. G. “Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional como Interface na Regulação de Tensão em Barramento CC e Carregamento de Baterias em um Sistema de Nanorrede”. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – UFMG. Belo Horizonte, Setembro de 2013.

[13] GARCIA, F. S. “Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados”. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação – UNICAMP. Campinas 13 de Agosto de 2010.

[14] BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas. UFSC, Florianópolis, 2006.

[15] ERICKSON, R. W.; MAXIMOVIC, D. Fundamentals of Power Electronics. 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers, New York 2001.

[16] GUEDES, L. F. A. Conversor CA-CC Flyback com Elevado Fator de Potência Orientado ao Acionamento de LEDs de Potência. 2013. 259 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2013.

[17] SUCU, M. Parametric Average Value Modeling of Flyback Converters in CCM and DCM Including Parasitics and Snubbers. 2011. 91f. Thesis (Master's Degree in Electrical Engineering). University Of British Columbia, Vancouver, 2011.

[18] BARBI, I. Modelagem de Conversores CC-CC Empregando o Modelo Médio em Espaço de Estados. 206 p. UFSC, Florianópolis, 2015.

[19] THORNTON. Catálogo de Ferrites THORNTON Eletrônica Ltda. 2008. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/home.htm> Acesso em: 13/12/2017.

[20] INSTRUMENTS, T. Magnetics Design 5 – Inductor and Flyback Transform Design. 2001.

APÊNDICE A

Projeto experimental para um conversor Flyback bidirecional com três enrolamentos

Neste apêndice está inserido todo o projeto para a montagem experimental de um conversor Flyback bidirecional com três enrolamentos. O projeto foi realizado no Excel e os componentes foram escolhidos de acordo com suas características comerciais. As equações utilizadas foram similares às equações desenvolvidas no Capítulo 5.

Dados de projeto:

Os parâmetros para projeto são:

- Tensões nos barramentos

$$V_1 = 31V$$

$$V_2 = 48V$$

$$V_3 = 24V$$

- Potência na saída:

$$P_o = 500W$$

- Rendimento:

$$\eta = 0,9$$

- Frequência de chaveamento:

$$f_s = 20kHz$$

- Máxima razão cíclica:

$$D_{max} = 0,45$$

- Parâmetros do núcleo:

$$J_{max} = 450A/cm^2$$

$$\Delta B = 0,25T$$

$$k_p = 0,25$$

$$k_w = 0,4$$

Com os dados acima, foram determinados os valores de correntes de pico, correntes eficazes, número de espiras, dimensionamento do núcleo, entreferro e condutores dos enrolamentos. A Figura 51 mostra os dados obtidos no Excel para o projeto do indutor acoplado.

Planilha de Cálculo para conversor Flyback-MCD

Especificações para o conversor

V_{in}	311 [V]	Rendimento	0,9
f	20000 [Hz]	D _{max}	0,45
P_o	500 [W]	V _{o_48}	48 [V]
K_p	0,25	V _{o_24}	24 [V]
K_w	0,4	ripple tensão	0,01 [V]
J	450 [A/cm ²]		
ΔB	0,25 [T]		

Cálculo do núcleo do transformador

A _{eAw}	24,4444444
------------------	------------

Núcleo escolhido	NEE-65/33/26
-------------------------	--------------

A _e	5,211 [cm ²]
A _w	5,478 [cm ²]
A _{eAw}	28,545858 [cm ⁴]

Considerando relações de um indutor de Flyback normal em MCD

Considerando relações de um indutor de Flyback com fontes ligadas em todos os enrolamentos (relações de transformador)

Entreferro	1,071238193 [mm]
Corrente de pico no primário	7,939343416 [A]
Corrente de eficaz no primário	3,074894483 [A]
Indutância no primário	0,00088137 [H]
Número de espiras no primário	54 [Espiras]

Diâmetro máximo (Efeito Skin)	0,106066017 [cm]
Seção máxima para o condutor	0,00883125 [cm ²]
Bitola máxima	18 AWG

Seção condutor_primário	0,006833099 [cm ²]
Número de condutores	1
Bitola do condutor	19 AWG

Número de espiras no secundário_48V	10 [Espiras]	8,334405145
Indutância no secundário_48V	3,02253E-05 [H]	2,09952E-05
Seção condutor_secundário_48V	0,023148148 [cm ²]	
Número de condutores_48V	4	
Bitola do condutor_48V	18 AWG	0,0082 [cm ²]

Número de espiras no secundário_24V	5 [Espiras]	4,167202572
Indutância no secundário_24V	7,55633E-06 [H]	5,2488E-06
Seção condutor_secundário_24V	0,046296296 [cm ²]	
Número de condutores_24V	7	
Bitola do condutor_24V	18 AWG	0,0082 [cm ²]

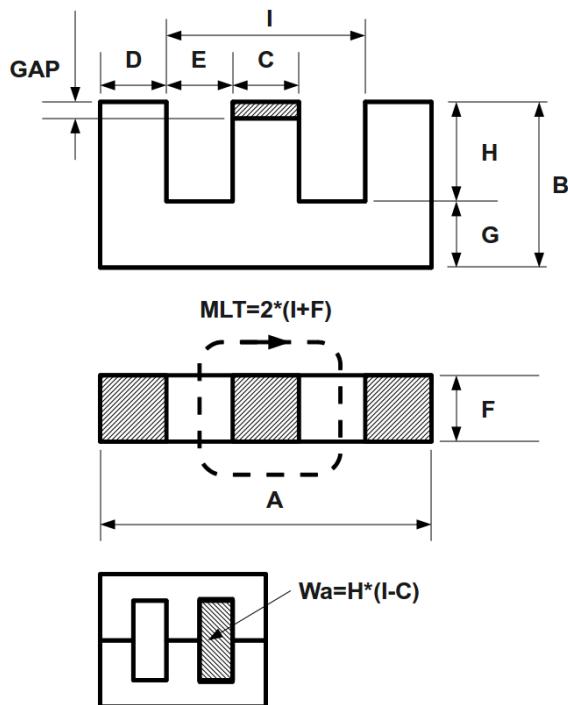
Possibilidade de Execução	1,80E-01	O projeto pode ser executado, pois é menor que 1	1,61E-01
---------------------------	----------	--	----------

Com os dados obtidos na planilha da Figura 51, foram projetados os condutores dos enrolamentos, através da tabela da Tabela 3 (*Tabela de condutores esmaltados*).

Tabela de fios esmaltados			
Bitola	Seção [mm²]	Seção [cm²]	Diâmetro [mm]
40 AWG	0,00005	0,005	0,079808688
39 AWG	0,00006	0,006	0,087426038
38 AWG	0,00008	0,008	0,100950893
37 AWG	0,0001	0,01	0,11286653
36 AWG	0,00013	0,013	0,128687643
35 AWG	0,00016	0,016	0,142766122
34 AWG	0,0002	0,02	0,159617377
33 AWG	0,00025	0,025	0,178457653
32 AWG	0,00032	0,032	0,201901786
31 AWG	0,0004	0,04	0,225733059
30 AWG	0,00051	0,051	0,254888511
29 AWG	0,00064	0,064	0,285532244
28 AWG	0,00081	0,081	0,321223775
27 AWG	0,001	0,1	0,356915305
26 AWG	0,0013	0,13	0,40694606
25 AWG	0,0016	0,16	0,451466118
24 AWG	0,0021	0,21	0,517219415
23 AWG	0,0026	0,26	0,575508637
22 AWG	0,0033	0,33	0,64836885
21 AWG	0,0041	0,41	0,722698411
20 AWG	0,0052	0,52	0,813892119
19 AWG	0,0065	0,65	0,909959053
18 AWG	0,0082	0,82	1,022049895
17 AWG	0,01	1	1,128665296
16 AWG	0,013	1,3	1,286876434
15 AWG	0,017	1,7	1,471599502
14 AWG	0,021	2,1	1,635591402
13 AWG	0,026	2,6	1,819918106
12 AWG	0,033	3,3	2,05032233
11 AWG	0,042	4,2	2,313075544
10 AWG	0,053	5,3	2,598382642
9 AWG	0,066	6,6	2,899593646
8 AWG	0,084	8,4	3,271182805
7 AWG	0,1	10	3,569153051

6 AWG	0,13	13	4,069460597
5 AWG	0,17	17	4,653606231
4 AWG	0,21	21	5,172194153
3 AWG	0,27	27	5,864716912
2 AWG	0,34	34	6,581193046
1 AWG	0,42	42	7,314587118
1/0 AWG	0,54	54	8,293962197
2/0 AWG	0,67	67	9,238523609
3/0 AWG	0,85	85	10,40577987
4/0 AWG	1,07	107	11,6750046
250 MCM	1,2	120	12,36390885

Definidos os enrolamentos é possível calcular a taxa de ocupação da janela do núcleo, e assim determinar o melhor núcleo para construção do indutor acoplado. As Figuras 52, 53 e 54 mostram as características dos núcleos disponíveis pelo fabricante Thornton.



Modelo	mm										mm ²		mm ⁵
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	MLT	Ae = Ac	Aw = Wa	Kg
NEE-13/6/6	13	6	2,75	1,45	3,68	6,1	1,4	4,6	10,1	32,4	16,78	33,81	293,65
NEE-16/7,0/4	16	7	4,1	2	3,95	4	2	5	12	32	16,4	39,5	332
NEE-16/7,2/5	16	7,1	4,1	2	3,95	5	2	5,1	12	34	20,5	40,29	498
NEE-16/7,3/5	16	7,4	4,1	2	3,95	5	2,15	5,2	12	34	20,5	41,08	507,76
NEE-19/8/5	19,2	8,2	4,65	2,2	5,05	4,8	2,4	5,75	14,75	39,1	22,32	58,08	739,95
NEE-19/8/5,3	19,2	8,2	4,65	2,2	5,05	5,3	2,4	5,75	14,75	40,1	24,65	58,08	879,63
NEE-19/8/6	19,2	8,2	4,65	2,2	5,05	6	2,4	5,75	14,75	41,5	27,9	58,08	1089,31
NEE-20/10/5	20	10	5,2	3,6	3,8	5,3	3,9	6,3	12,8	36,2	27,56	47,88	1004,63
NEE-25/10/6	25,4	9,8	6,25	3,1	6,48	6,25	3,2	6,6	19,2	50,9	39,06	85,47	2562,22
NEE-28/10/11	28	11	7,2	4,7	5,7	10,7	4,3	6,3	18,6	58,6	77,04	71,82	7274,12
NEE-30/15/7	30	15	7,2	5,25	6,15	7,3	4,8	10,2	19,5	53,6	52,56	125,46	6466,23
NEE-30/15/11	30	15	7,2	5,25	6,15	11	5,3	9,7	19,5	61	79,2	119,31	12268,67
NEE-30/15/14	30	15	7,2	5,25	6,15	14,6	5,3	9,7	19,5	68,2	105,12	119,31	19331,39
NEE-40/17/12	40,5	17	12,05	6,5	7,73	12,05	7	10	27,5	79,1	145,2	154,5	41181,31
NEE-42/21/15	42	21	12,2	6,25	8,65	15,5	6,4	14,8	29,5	90	189,1	256,04	101729,8
NEE-42/21/20	42	21	12,2	6,25	8,65	20	6,4	14,8	29,5	99	244	256,04	153975,7
NEE-55/28/21	55	28	17,2	8,75	10,15	21	9,3	18,5	37,5	117	361,2	375,55	418771,8
NEE-65/33/13	66,5	32	19,3	11,15	12,45	13,7	10,2	22	44,2	115,8	264,41	547,8	330726,7
NEE-65/33/26	66,5	32	19,3	11,15	12,45	27	10,2	22	44,2	142,4	521,1	547,8	1044610
NEE-65/33/39	66,5	32	19,3	11,15	12,45	39,9	10,2	22	44,2	168,2	770,07	547,8	1931330
NEE-65/33/52	66,5	32	19,3	11,15	12,45	52,4	10,2	22	44,2	193,2	1011,32	547,8	2899961
NEE-76/50/25	76,2	51	25,4	12,7	12,7	25,4	12,7	38,1	50,8	152,4	645,16	967,74	2643070
NEE-76/50/50	76,2	51	25,4	12,7	12,7	50,8	12,7	38,1	50,8	203,2	1290,32	967,74	7929209
NEE-76/50/76	76,2	51	25,4	12,7	12,7	76,2	12,7	38,1	50,8	254	1935,48	967,74	14272576
NEE-80/38/20	80	39	20,2	10,55	19,35	20,2	10,6	27,9	58,9	158,2	408,04	1079,73	1136355

As Figuras 55 e 56 mostram os resultados obtidos para o projeto dos semicondutores.

Determinação dos esforços de corrente nos transistores e diodos

Especificações para o conversor

Vin	311 [V]	Vo_48	48 [V]
f	20000 [Hz]	Vo_24	24 [V]
Po	500 [W]	ripple tensão	0,01 [V]
Kp	0,25	Indutância no primário	0,00088137 [H]
Kw	0,4	Indutância no secundário_48V	2,09952E-05 [H]
J	450 [A/cm ²]	Indutância no secundário_24V	5,2488E-06 [H]
ΔB	0,25 [T]	Número de espiras no secundário_48V	8,334405145 [Espiras]
Rendimento	0,9	Número de espiras no secundário_24V	4,167202572 [Espiras]
Dmax	0,45	Número de espiras no primário	54 [Espiras]

Semicondutores do enrolamento de 311 V

Transistor IGBT

Corrente de pico no primário	Ip	7,939343416 [A]
Corrente eficaz no transistor	lef	3,074894483 [A]
Corrente média no transistor	lmed	1,786352269 [A]
Tensão no transistor	Vtrans	622 [V]
IGBT escolhido	Transistor NGTB20N120LWG Igbt 20a 1200v	2 [Unidade]
Tensão Drain-Gate	VDS	1200 [V]
Tensão Gate-Source	VGS	20 [V]
Resistência Drain-Source	RDS	0,5 [ohm]
Temperatura máxima de operação	Tjmax.IGBT	423,15 [K]
Resistência térmica entre junção e cápsula	Rthj_case.IGBT	274,65 [K/W]
Resistência térmica entre cápsula e dissipador	Rthc_sink.IGBT	313,15 [K/W]
Tempo de subida do IGBT (rise time)	tr	2,60E-08 [s]
Tempo de descida do IGBT (fall time)	tf	1,80E-07 [s]

Diodo

Corrente de pico no primário	Ip	7,939343416 [A]
Corrente eficaz no diodo	lef	3,074894483 [A]
Corrente média no diodo	lmed	1,786352269 [A]
Tensão no diodo	Vdiodo	622 [V]
Diodo escolhido	APT30D100B diodo 30a 1000v	2 [Unidade]
Temperatura máxima de operação	Tjmax.diodo	423,15 [K]
Resistência térmica entre junção e cápsula	Rthj_case.diodo	274,05 [K/W]

Cálculo do dissipador

Temperatura ambiente	Ta	298,15 [K]
Perdas por condução no IGBT	P_IGBT.cond	4,727488041 [W]
Perdas por comutação no IGBT	P_IGBT.comut	10,17283951 [W]
Perdas totais no IGBT	P_IGBT	14,90032755 [W]
Resistência térmica máxima permitida entre junção e ambiente	Rthja_IGBTmax	8,389077328 [K/W]

Semicondutores do enrolamento de 48 V

Transistor MOSFET

Corrente de pico	Ip	42,08754209 [A]
Corrente eficaz no transistor	lef	16,30043496 [A]
Corrente média no transistor	lmed	11,57407407 [A]
Tensão no transistor	Vtrans	96 [V]
IGBT escolhido	MOSFET IRFP260N 200V 50A	2 [Unidade]
Tensão Drain-Gate	VDS	200 [V]
Tensão Gate-Source	VGS	20 [V]
Resistência Drain-Source	RDS	0,04 [ohm]
Temperatura máxima de operação	Tjmax.IGBT	448,15 [K]
Resistência térmica entre junção e cápsula	Rthj_case.IGBT	273,8 [K/W]

Resistência térmica entre cápsula e dissipador	Rthc_sink.IGBT	273,65 [K/W]
Tempo de subida do IGBT (rise time)	tr	6,00E-08 [s]
Tempo de descida do IGBT (fall time)	tf	4,80E-08 [s]

Diodo

Corrente de pico	Ip	42,08754209 [A]
Corrente eficaz no diodo	lef	16,30043496 [A]
Corrente média no diodo	lmed	11,57407407 [A]
Tensão no diodo	Vdiodo	96 [V]
Diodo escolhido	<u>DIODO UF MUR2020R</u>	
Temperatura máxima de operação	Tjmax.diodo	448,15 [K]
Resistência térmica entre junção e cápsula	Rthj_case.diodo	274,15 [K/W]

Cálculo do dissipador

Temperatura ambiente	Ta	298,15 [K]
Perdas por condução no IGBT	P_IGBT.cond	10,62816719 [W]
Perdas por comutação no IGBT	P_IGBT.comut	4,36E+00 [W]
Perdas totais no IGBT	P_IGBT	14,99180356 [W]
Resistência térmica máxima permitida entre junção e ambiente	Rthja_IGBTmax	10,00546728 [K/W]

Semicondutores do enrolamento de 24 V

Transistor MOSFET

Corrente de pico	Ip	84,17508418 [A]
Corrente eficaz no transistor	lef	32,60086992 [A]
Corrente média no transistor	lmed	23,14814815 [A]
Tensão no transistor	Vtrans	48 [V]
IGBT escolhido	<u>MOSFET NDPL100N10B-D 100V 100A</u>	
Tensão Drain-Gate	VDS	100 [V]
Tensão Gate-Source	VGS	20 [V]
Resistência Drain-Source	RDS	7,20E-03 [ohm]
Temperatura máxima de operação	Tjmax.IGBT	448,15 [K]
Resistência térmica entre junção e cápsula	Rthj_case.IGBT	274,51 [K/W]
Resistência térmica entre cápsula e dissipador	Rthc_sink.IGBT	344,55 [K/W]
Tempo de subida do IGBT (rise time)	tr	3,85E-07 [s]
Tempo de descida do IGBT (fall time)	tf	5,20E-08 [s]

Diodo

Corrente de pico	Ip	84,17508418 [A]
Corrente eficaz no diodo	lef	32,60086992 [A]
Corrente média no diodo	lmed	23,14814815 [A]
Tensão no diodo	Vdiodo	48 [V]
Diodo escolhido	<u>DIODO UF MUR3040</u>	
Temperatura máxima de operação	Tjmax.diodo	448,15 [K]
Resistência térmica entre junção e cápsula	Rthj_case.diodo	274,15 [K/W]

Cálculo do dissipador

Temperatura ambiente	Ta	298,15 [K]
Perdas por condução no IGBT	P_IGBT.cond	7,65228038 [W]
Perdas por comutação no IGBT	P_IGBT.comut	0,00E+00 [W]
Perdas totais no IGBT	P_IGBT	7,65228038 [W]
Resistência térmica máxima permitida entre junção e ambiente	Rthja_IGBTmax	19,602 [K/W]