

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE ALEXANDRE CASTELARI

**PROJETO DE INDUTORES ACOPLADOS PARA
CONVERSORES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2014

FELIPE ALEXANDRE CASTELARI

**PROJETO DE INDUTORES ACOPLADOS PARA CONVERSORES EM
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial à
obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica, da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná,
Câmpus Pato Branco.

Orientador: Prof. Dr. Jorge Luis Roel
Ortiz

PATO BRANCO
2014

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado **PROJETO DE INDUTORES ACOPLADOS PARA CONVERSORES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**, do aluno **FELIPE ALEXANDRE CASTELARI** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **59** de 2014.

Fizeram parte da banca os professores:

Jorge Luis Roel Ortiz

Diogo Ribeiro Vargas

Kathya Silvia Collazos Linares

EPÍGRAFE

O êxito da vida não se mede pelo caminho que
você conquistou, mas sim pelas dificuldades
que superou no caminho.

(LINCOLN, Abraham)

RESUMO

CASTELARI, F. A. **Projeto de Indutores Acoplados para Conversores em Sistemas Fotovoltaicos**. 2014. 123 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2014.

A sociedade de hoje se depara com o problema da alta dependência energética baseada em combustíveis fósseis, e objetivando solucionar este problema tem-se desenvolvido um grande número de pesquisas e se buscado soluções para a maior inserção e utilização de energias renováveis na matriz energética global. O destaque é para a energia solar, a qual é disponível em qualquer local do mundo, dependendo das condições climáticas da região, mas com um alto percentual de aproveitamento comparado a outros métodos. O aproveitamento pode ser feito a partir de sistemas solares fotovoltaicos, que podem ser instalados em diversos lugares, os quais trabalham na captação da energia solar transformando-a em energia elétrica, podendo ser utilizada de diversas formas. Para o melhoramento desses sistemas e para sua maior aceitabilidade, faz-se necessária a diminuição dos custos produtivos e dos custos da energia gerada, assim sendo, os conversores de energia, que processam a energia CC gerada para um maior nível e posteriormente transformando em CA por um inversor para o uso, devem ser otimizados à custa de melhorar o sistema empregado. Os conversores estáticos utilizados neste trabalho se fundamentam na integração de duas topologias, *Boost* e *Flyback*. Elas promovem um alto ganho de tensão e se baseiam no uso de indutores acoplados, componentes magnéticos utilizados pelos dois conversores resultando num ganho de tensão elevado na saída do circuito. Por serem os componentes maiores, mais volumosos e que produzem perdas que reduzem a eficiência do conversor, os indutores acoplados serão amplamente estudados nesse trabalho, onde será implementada uma metodologia de estudo e de projeto, a qual levará ao uso do melhor componente para o conversor em questão, na tentativa de melhorar seu desempenho.

Palavras-chave: Sistemas fotovoltaicos, Conversores, *Boost*, *Flyback*, Indutores Acoplados, Núcleos de Ferrite.

ABSTRACT

CASTELARI, F. A. **Design of Coupled Inductors for Converters in Photovoltaic Systems**. 2014. 123 f. Monograph (Bachelors in Electrical Engineering) - Federal Technology University of Paraná. Pato Branco, 2014.

Modern society is faced with the problem of high dependency on fossil fuels based energy. To solve this problem has developed a large number of researches and is seeking solutions for greater inclusion and use of renewable energy in the global energy matrix. The main highlight is for solar energy, which is available anywhere in the world, depending on the climatic conditions of the region, but with a higher harnessing compared with other used methods. The use of this can be done from solar photovoltaic systems, which can be installed in various locations, which work in collecting solar energy, transforming it into electrical energy that can be used in several ways. To improve these systems and for greater acceptability, reduction of production and generating energy costs are necessary, thus, power converters, that process the DC power generated to a higher level and transforming it into AC for users, must be optimized. Static converters used in this work are based on the integration of two topologies, named Boost and Flyback. They get a high voltage gain, and are based on the use of coupled inductors, magnetic components that are used by the two converters resulting in an integrated high output voltage gain in the circuit. The magnetic component is the largest, bulkier and produces losses that reduce the efficiency of the converter. Coupled inductors are widely studied in this work, where a design methodology is implemented, which will lead to use the best component for the proposed converter in an attempt to improve their performance.

Keywords: Photovoltaic Systems, Converters, *Boost*, *Flyback*, Coupled Inductors, Ferrite Cores.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Evolução da matriz energética mundial.....	21
Figura 2 – Corte transversal e vista frontal de uma célula fotovoltaica	23
Figura 3 – Conexão em série de células fotovoltaicas com as características de tensão-corrente resultantes.....	24
Figura 4 – Conexão em paralelo de células fotovoltaicas com as características de tensão-corrente resultantes.....	24
Figura 5 – Célula, módulo, série e arranjo fotovoltaico	25
Figura 6 – Curva $V \times I$ de uma célula fotovoltaica relacionada à irradiação solar, sendo esse modelo também válido para módulos e arranjos fotovoltaicos.....	26
Figura 7 – Curva $V \times I$ do módulo BP350 para uma temperatura constante de 25°C.....	27
Figura 8 – Curva $V \times I$ do módulo BP350 para uma radiação constante de 1000 W/m ²	27
Figura 9 – Arquitetura de um sistema fotovoltaico: (a) Sistema com MPPT centralizado e (b) Sistema com MPPT distribuído.....	28
Figura 10 – Principais configurações de sistemas fotovoltaicos: (a) Configuração com Inversor central (b) Inversor multi-linhas (c) Inversor linha e (d) Inversor integrado	30
Figura 11 – Circuito do conversor abaixador <i>buck</i>	32
Figura 12 – Circuito do conversor elevador <i>boost</i>	33
Figura 13 – Circuito do conversor abaixador/elevador <i>Ćuk</i>	33
Figura 14 – Circuito do conversor abaixador/elevador <i>buck-boost</i>	33
Figura 15 – Circuito do conversor abaixador/elevador <i>SEPIC</i>	34
Figura 16 – Circuito do conversor <i>flyback</i>	35
Figura 17 – Circuito do conversor <i>forward</i>	35
Figura 18 – Circuito do conversor <i>Ćuk</i> isolado.....	36
Figura 19 – Circuito do conversor <i>SEPIC</i> isolado	36
Figura 20 – Seções de entrada em paralelo dos conversores <i>boost</i> e <i>flyback</i>	38
Figura 21 – Conversores estáticos <i>boost</i> e <i>flyback</i> : (a) e (b) mostram a etapa de magnetização no tempo (t_0-t_1); (c) e (d) mostram a etapa de desmagnetização no tempo (t_1-t_2); (e) e (f) gráfico da tensão nos indutores.....	38
Figura 22 – Circuito de entrada modificado, com a união dos ramos iguais e a troca das chaves por uma única.....	39
Figura 23 – Conversores <i>boost</i> e <i>flyback</i> integrados pela chave eletrônica: (a) magnetização (t_0-t_1); (b) desmagnetização (t_1-t_2)	40
Figura 24 – Integração dos indutores dos dois conversores: (a) indutores em paralelo; (b) indutor equivalente	42
Figura 25 – Seções de saída dos conversores: (a) <i>boost</i> , (b) <i>flyback</i>	43
Figura 26 – Conversor na representação do modelo <i>N-port</i> : (a) seção intermediária e de saída do conversor <i>flyback</i> ; (b) conversor com as seções de saída em cascata	43
Figura 27 – Circuito encontrado a partir da integração dos conversores <i>boost</i> e <i>flyback</i> utilizando a associação cascata.....	45
Figura 28 – Intervalo de magnetização do conversor <i>boost-flyback</i> cascata: (a) etapa 1 (t_0-t_1); (b) etapa 2 (t_1-t_2).....	46
Figura 29 – Intervalo de desmagnetização do conversor <i>boost-flyback</i> cascata: (a) etapa 3 (t_2-t_3); (b) etapa 4 (t_3-t_4)	50
Figura 30 – Formas de onda do conversor <i>boost-flyback</i> cascata nos períodos de	

chaveamento.....	55
Figura 31 – Modelo do transformador: (a) Modelo do transformador, (b) modelo ideal, (c) modelo completo, (d) modelo usado em vários circuitos de eletrônica de potência	60
Figura 32 – Diagrama de blocos dos procedimentos	62
Figura 33 – (a) Núcleo EE mostrando a área do núcleo e (b) carretel mostrando a área de janela.....	66
Figura 34 – (a) Geometria de um indutor (b) circuito magnético	67
Figura 35 – Preenchimento da área de janela do núcleo pelos condutores	69
Figura 36 – a) Topologia básica de núcleo; b) alocação dos vários enrolamentos na janela do núcleo	72
Figura 37 – Alocação dos enrolamentos em um componente magnético	72
Figura 38 – a) Circuito do modelo elétrico do indutor acoplado com k-enrolamentos; b) Circuito magnético.....	74
Figura 39 – Exemplo de um laço B-H onde é mostrada a variação de ΔB	77
Figura 40 – Exemplo de curva para determinar as perdas no núcleo pela variação da densidade de fluxo e frequência.....	78
Figura 41 – Diagrama geral do funcionamento do programa EFCAD	90
Figura 42 – Inserção dos dados da curva BxH do material IP6.....	91
Figura 43 – Dados computados pelo programa da curva BxH do material	92
Figura 44 – Curva BxH para o material IP6 da Thornton.....	92
Figura 45 – Esboço das dimensões do núcleo EC	93
Figura 46 – Desenho do núcleo EC-41 no EFD	93
Figura 47 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o calculo por MEF do núcleo EC-41.....	94
Figura 48 – Tensão no enrolamento primário a partir de simulação no PSIM	95
Figura 49 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo EC-41	96
Figura 50 – Distribuição dos vetores de campo EC-41	96
Figura 51 – Esboço das dimensões do núcleo PC	97
Figura 52 – a) seção longitudinal do núcleo PC-43622, b) metade a qual será representada no EFD	97
Figura 53 – Desenho do núcleo PC-43622 no EFD	98
Figura 54 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o calculo por MEF do núcleo EC-43622.....	98
Figura 55 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo PC-43622	99
Figura 56 – Distribuição dos vetores de campo PC-43622	99
Figura 57 – Esboço das dimensões do núcleo EE	100
Figura 58 – Desenho do núcleo EE-21 no EFD	100
Figura 59 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o calculo pelo MEF do núcleo EE-21	101
Figura 60 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo EE-21.....	101
Figura 61 – Distribuição dos vetores de campo para o núcleo EE-21.....	102
Figura 62 – Esboço das dimensões do núcleo ETD	102
Figura 63 – Desenho do núcleo ETD-39 no EFD	103
Figura 64 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o calculo pelo MEF do núcleo ETD-39.....	103
Figura 65 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo ETD-39	104
Figura 66 - Distribuição dos vetores de campo para o núcleo ETD-39	104
Figura 67 – Esboço das dimensões do núcleo DS	117
Figura 68 – Conversor integrado boost-flyback cascata simulado no PSIM.....	122

Figura 69 - Forma de onda da corrente de entrada.....	122
Figura 70 - Tensão na saída do conversor.....	122
Figura 71 - Formas de onda de tensão na saída Boost e Flyback	123

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Quantias especificadas para o projeto do indutor acoplado	79
Tabela 2 – Quantias referentes às dimensões do núcleo	79
Tabela 3 – Valores de corrente, tensão e potência para o módulo KC200GT	82
Tabela 4 – Valores a serem utilizados no projeto.....	82
Tabela 5 – Tabela de dados dos núcleos de ferrite escolhidos pelo critério do valor de $K_g \geq 0,121$ e pela classificação seguindo a importância de cada um ao projeto...	86
Tabela 6 – Tamanhos dos entreferros.....	86
Tabela 7 – Valores de espiras do enrolamento primário	87
Tabela 8 – Valores aproximados de espiras do enrolamento primário.....	87
Tabela 9 – Valores de espiras do enrolamento secundário.....	87
Tabela 10 – Valores de ocupação.....	88
Tabela 11 – Tamanhos da área dos fios	88
Tabela 12 – Bitolas dos condutores AWG a serem utilizadas	89
Tabela 13 – Teste para os condutores AWG encontrados.....	89
Tabela 14 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite EE.....	114
Tabela 15 – Dados das dimensões dos núcleos EE	114
Tabela 16 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite EC.....	114
Tabela 17 – Dados das dimensões dos núcleos EC	115
Tabela 18 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite ETD	115
Tabela 19 – Dados das dimensões dos núcleos ETD	115
Tabela 20 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite PC.....	116
Tabela 21 – Dados das dimensões dos núcleos PC	116
Tabela 22 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite DS.....	117
Tabela 23 – Dados das dimensões dos núcleos	117
Tabela 24 – Dados de bitolas de fios AWG.....	119

LISTA DE ACRÔNIMOS, SIGLAS E SÍMBOLOS

LISTA DE ACRÔNIMOS E SIGLAS

AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
EFCAD	<i>Electromagnetic Field Computer Aided Design</i>
MCC	Modo de condução contínua
MEF	Método de Elementos Finitos
MLT	<i>Mean length per turn</i>
MnZn	Manganês-Zinco
MPL	<i>Mean Path Length</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_C	Área transversal do núcleo
A_P	Produto da Área
A_t	Área da superfície do componente magnético
A_{Wj}	Área transversal do condutor j
B	Densidade de fluxo magnético
$B_{Máx}$	Máxima densidade de fluxo magnético
B_{Sat}	Densidade de fluxo magnético de Saturação
D	Razão cíclica
D_n	Razão cíclica no período n
D_{oB}	Diodo da seção <i>Boost</i>
D_{oF}	Diodo da seção <i>Flyback</i>
F_S	Frequência de chaveamento
G_a	Irradiação solar no painel fotovoltaico
i_1	Corrente na entrada do circuito

i_{Si}	Corrente na chave
i_{LB}	Corrente de magnetização do indutor <i>Boost</i>
i_{LF}	Corrente de magnetização do indutor <i>Flyback</i>
i_{L1}	Corrente de magnetização do indutor acoplado
i_{oB}	Corrente na saída <i>Boost</i>
i_{oF}	Corrente na saída <i>Flyback</i>
$I_{Leq(m)}$	Corrente inicial no indutor equivalente
$I_{Leq(M)}$	Corrente máxima no indutor equivalente
$I_{LB(m)}$	Corrente inicial no indutor <i>Boost</i>
$I_{LF(m)}$	Corrente inicial no indutor <i>Flyback</i>
$I_{LB(M)}$	Corrente máxima no indutor <i>Boost</i>
$I_{LF(M)}$	Corrente máxima no indutor <i>Flyback</i>
$I_{L1(m)}$	Corrente inicial de magnetização do indutor acoplado
$I_{L1(M)}$	Corrente máxima de magnetização do indutor acoplado
$I_{oF(M)}$	Corrente máxima no enrolamento secundário do indutor acoplado
$I_{1(avg)}$	Corrente média de entrada
$I_{oF(avg)}$	Corrente média no enrolamento secundário do indutor acoplado
$I_{1(rms)}$	Corrente eficaz de entrada
$I_{oF(rms)}$	Corrente eficaz no enrolamento secundário do indutor acoplado
$I_{Máx}$	Corrente máxima
I_{MPPT}	Corrente no ponto de máxima potência
K_g	Constante geométrica do núcleo
K_n	Constante numérica n
K_u	Fator de preenchimento
l_c	Comprimento do caminho magnético
l_g	Comprimento do entreferro
l_b	Comprimento do condutor
L_B	Indutor <i>Boost</i>
L_F	Indutor <i>Flyback</i>
$L_{eq.}$	Indutor equivalente
L_{o2}	Indutância de dispersão do indutor acoplado
L_{k1}	Indutância de dispersão refletida ao primário

M_v	Ganho estático de tensão
MLT	Comprimento médio por espiras
MPL	Comprimento do caminho magnético
n_k	Número de espiras do enrolamento k
N	Relação de transformação
P_{cu}	Perdas no cobre
P_{fe}	Perdas no ferro
R	Resistência
S_B	Chave conversor <i>boost</i>
S_F	Chave conversor <i>Flyback</i>
S_i	Chave conversor integrado
t	Tempo
t_n	Tempo de duração do período n
T_{off}	Período de desmagnetização
T_{on}	Período de magnetização
T_S	Período de chaveamento
V_{DS}	Tensão na chave
V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
V_{DoB}	Tensão no diodo da saída <i>Boost</i>
V_{DoF}	Tensão no diodo da saída <i>Flyback</i>
V_{MPPT}	Tensão no ponto de máxima potência
V_{oB}	Tensão na saída <i>Boost</i>
V_{oF}	Tensão na saída <i>Flyback</i>
W_A	Área de janela
W_{tCu}	Peso do cobre
W_{tFe}	Peso do núcleo
α_j	Fração da janela que contem o enrolamento j
Δi_{LM}	Ripple de corrente de magnetização
ΔB	Variação da densidade de fluxo magnético
μ_c	Permeabilidade do núcleo
μ_o	Permeabilidade do ar
Φ	Fluxo magnético

ρ	Resistividade do condutor
\mathfrak{R}_c	Relutância do núcleo
\mathfrak{R}_g	Relutância do entreferro

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 OBJETIVOS	16
1.1.1 Objetivo Geral	16
1.1.2 Objetivos Específicos	16
1.2 JUSTIFICATIVA	17
2 REFERENCIAL TEÓRICO	20
2.1 FONTES ALTERNATIVAS DE ENERGIA	20
2.2 GERAÇÃO DE ENERGIA POR SISTEMA FOTOVOLTAICO	22
2.2.1 Princípios e Conceitos	22
2.2.2 Sistemas Fotovoltaicos	22
2.2.3 Conversores Estáticos de Energia	30
2.2.3.1 Conversores Integrados	36
2.2.3.2 Indutores Acoplados	59
3 METODOLOGIA E PROCEDIMENTOS	62
3.1 MÉTODOS DE PESQUISA	62
3.2 PLANO DE TRABALHO	63
4 DESENVOLVIMENTO DO INDUTOR ACOPLADO	65
4.1 METODOLOGIA PARA O DESENVOLVIMENTO	65
4.1.2 Procedimento para o Desenvolvimento do Indutor Acoplado	78
4.2 LEVANTAMENTO DOS DADOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO INDUTOR ACOPLADO	81
4.3 SIMULAÇÃO DOS NÚCLEOS DE FERRITE ESCOLHIDOS	89
4.3.1 O Programa EFCAD	89
4.3.2 Simulação dos Núcleos de Ferrite	91
5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	107
REFERÊNCIAS	110
APÊNDICE A – Tabelas de dados de núcleos de ferrite comerciais	113
APÊNDICE B – Tabela de bitolas de fios AWG	118
APÊNDICE C – Simulação do conversor no software PSIM ®	121

1 INTRODUÇÃO

No último século, a partir das crises energéticas ocorridas nos anos 70, a sociedade percebeu a sua grande dependência por combustíveis fósseis e vários países aproveitaram esse evento para repensar sobre a necessidade de se buscar fontes alternativas de geração de energia, sem o uso das fontes fósseis. Para se obter uma energia limpa, outras fontes de geração foram estudadas e empregadas, entre elas a biomassa, eólica e a solar. A geração de energia elétrica, a partir da energia solar, começou a ser explorada aproveitando o efeito fotovoltaico, produzido pela radiação solar em alguns materiais. Dessa forma começaram a serem utilizados sistemas de energia solares fotovoltaicos para produção de energia elétrica em residências, comércios e sistemas ligados à rede elétrica. Com a evolução desses sistemas foi necessária a redução do seu custo de produção, das dimensões e o aumento do rendimento para maior aceitabilidade, resultando em um gradativo aumento de seu uso em diversas esferas de nossa sociedade. (Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação, 2009).

A geração de energia fotovoltaica é feita por um sistema composto por painéis fotovoltaicos, feitos a partir de materiais semicondutores, e conversores de energia, que realizam o processamento da energia proveniente dos painéis fotovoltaicos para direcioná-la ao estágio de saída, que pode ser, a rede de distribuição de energia elétrica ou uma residência por exemplo. Os conversores tem como base um sistema que pode conter um circuito CC-CA com apenas um inversor, ou que possua dois estágios sendo um CC-CC e outro CC-CA, o qual será mais claramente abordado nesse trabalho (ACANSKI et al., 2012; CALAIS et al., 2002).

Os conversores CC-CC utilizados devem possuir um alto ganho, resultando, na sua saída, um valor de tensão conforme a necessidade, de maneira que os painéis, com seus reduzidos valores de tensão, alimentem os conversores CC-CC, e a saída destes conversores tenham a capacidade de alimentar o inversor CC-CA e ter a capacidade de se ligar na rede elétrica. Quando se pensa em melhorar o rendimento de um sistema como este, é necessário se ter como foco principal a conversão de energia, tendo como grande necessidade para o projetista o correto dimensionamento do circuito conversor e dos componentes elétricos

utilizados por ele. Na abordagem do conversor estático há vários circuitos que podem ser utilizados, dependendo apenas do tipo de aplicação a que ele é submetido, que no caso abordado por esse trabalho consiste em elevar a tensão na saída do conversor.

Existem várias maneiras de se construir um circuito conversor com a finalidade de se obter um alto ganho de tensão, em algumas aplicações é utilizado a integração de duas topologias conhecidas em uma só, seguindo vários passos para se obter o correto circuito a ser empregado (TSENG; LIANG, 2004). Em seguida, são determinados os valores em que o conversor estará sujeito a trabalhar, para depois poder ser feita a escolha dos componentes do circuito (diodos, chaves eletrônicas, capacitores e o componente magnético).

Um dos principais componentes considerados no dimensionamento do circuito é o elemento magnético a ser usado, pois esse geralmente é um dos maiores, mais pesados e que causam maiores perdas no circuito, causando a redução na eficiência do conversor. Em conversores integrados é feito o uso de indutores acoplados, que são componentes magnéticos parecidos com transformadores, porém com a importante finalidade de armazenar energia durante um dos estágios de chaveamento que o circuito trabalha e liberar essa energia para o resto do circuito em outro estágio (BARBI; FONT; ALVES, 2002; ERICKSON, 2000).

Um correto projeto para esses indutores acoplados é necessário para se melhorar uma das deficiências dos sistemas fotovoltaicos que é a de possuírem perdas inseridas por esse, sendo evidente neste trabalho o desenvolvimento de uma metodologia de cálculos e testes que promovam uma gama adequada de indutores acoplados, que sejam corretamente dimensionados para não trabalharem em regiões de saturação e que possam ser utilizados por um determinado conversor tomado como base para o estudo, podendo a metodologia mostrada ser aplicada a outros conversores estáticos.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

Esse trabalho tem como objetivo geral o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de um indutor acoplado otimizado que será utilizado em um conversor CC-CC *Boost-Flyback* para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Efetuar a revisão bibliográfica sobre sistemas fotovoltaicos e sobre os conversores estáticos de energia utilizados por eles, considerando os componentes magnéticos aplicados no circuito;
- Fazer a modelagem do conversor CC-CC e definir as características de funcionamento do dispositivo magnético, a serem consideradas no projeto do indutor acoplado;
- Fazer uma revisão bibliográfica dos métodos de projeto de indutores acoplados para conversores CC-CC;
- Definir as variáveis a serem consideradas no projeto do indutor acoplado e utilizar uma metodologia de projeto para um indutor acoplado;
- Realizar a simulação do conversor e usar os dados obtidos para simular o componente magnético escolhido a partir do uso de *software* para o cálculo de campos através do método de elementos finitos em 2D;
- Usar os resultados obtidos para se avaliar e validar o uso de diferentes geometrias de indutores acoplados em circuitos conversores.

1.2 JUSTIFICATIVA

Com a expansão dos sistemas distribuídos de geração de energia e a crescente demanda energética mundial por energias menos poluentes, a geração de energia com sistemas fotovoltaicos vêm tendo um grande destaque recebendo grandes investimentos e fomentos, para a sua ampliação e regularização, por parte do governo e instituições de estudos em pesquisas energéticas, para permitir ampliar o seu acesso (FARRET; SIMÕES, 2006). Segundo Acanski et al. (2012) grandes esforços econômicos e tecnológicos estão sendo feitos com o objetivo de diminuir custos, melhorar o rendimento, a eficiência e a confiabilidade dos sistemas fotovoltaicos, considerando que esses sistemas são um dos que apresentam maior crescimento e participação no mercado mundial de energias renováveis. Em muitos países a quantidade de sistemas de geração fotovoltaica vem aumentando a taxas exponenciais com uma larga utilização em grandes plantas geradoras, sistemas residenciais, no meio urbano e industrial (GRUPO SETORIAL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DA ABINEE, 2012).

Segundo Dreher (2012) a geração fotovoltaica é composta por um sistema o qual pode ser descrito por um arranjo básico onde se tem células fotovoltaicas construídas, em geral, em silício cristalino formando um sistema de um módulo ou vários módulos. Esses módulos possuem um controle de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), o qual tem a função de rastrear o ponto de extração de maior potência nas condições de operação. Os módulos são ligados a um estágio inversor que possui a função de elevar a tensão a níveis compatíveis com a rede básica, ou seja, transformá-la de CC em CA com frequência de 60 Hz e tensão nominal adequada. Os sistemas chamados de centralizados possuem apenas um inversor central o qual processa toda a energia, já os sistemas descentralizados podem usar vários conversores estáticos tendo vários tipos de modos de ligação.

Os dois sistemas devem ser ligados à rede obedecendo ao sincronismo e a tensão nominal da mesma, e como a tensão gerada nos módulos possui um valor pequeno faz-se necessário à adequação dela aos valores nominais. Para isso, pode-se ligar um transformador elevador após o estágio inversor para conectar a geração ao sistema em 60 Hz, mas com objetivo de redução de espaço e peso pode ser feito

o uso de um estágio conversor de energia CC-CC o qual eleva a tensão, ligando-o a um barramento CC com valores compatíveis para que o inversor possa em seguida ser ligado diretamente a rede. Essa técnica é usada em sistemas descentralizados, tendo a vantagem de se possuir vários pontos MPPT independentes do estágio inversor, o qual é projetado com valores otimizados para a tensão do barramento CC (DREHER, 2012; ACANSKI et al., 2012).

Os conversores estáticos CC-CC usados têm a importante tarefa de realizar a conversão da energia elétrica de uma forma para outra, utilizando a capacidade de comutação dos interruptores eletrônicos de potência, objetivando a modificação de tensão e corrente gerada. Para isso, devem ser projetados conversores que permitam aproveitar a máxima potência com a maior eficiência do sistema possível e um alto ganho de tensão. Dreher (2012) cita várias topologias e métodos de se obter um elevado ganho estático no circuito conversor, e faz isso baseando-se na associação e integração de topologias conhecidas de conversores, o qual entre outros apresenta um comportamento adequado nesse tipo de aplicação. Para extrair máxima potência e uma eficiência considerável são utilizados conversores com alto ganho, que operam em frequências elevadas, e que utilizam um indutor acoplado, sendo esse o componente magnético do circuito o qual trabalha na troca de energia entre dois enrolamentos dispostos em diferentes partes do conversor.

Barbi et. al. (2002) enfatiza que o êxito no funcionamento e na construção de conversores CC-CC está diretamente ligado com um projeto adequado dos elementos magnéticos que estão conectados ao circuito. No projeto do indutor acoplado para o conversor devem-se atender os requisitos impostos por ele para o adequado funcionamento, sendo um dos principais a obtenção da indutância requerida para o correto funcionamento, e também evitar a saturação de seu núcleo para não se atingir grandes perdas (ERICKSON, 2000).

A otimização dos componentes magnéticos traz uma melhor performance para o circuito e diminui seus custos, então é de grande importância a otimização desses dispositivos através dos seus aspectos magnéticos, elétricos e mecânicos. Os componentes magnéticos em conversores são os mais pesados, com maior tamanho e que geram perdas, como por exemplo, por aquecimento no momento que saturam e perdas no cobre caso estes não sejam corretamente dimensionados, assim seu correto projeto e melhoramento é indispensável quando se deseja

sistemas que alcancem maior eficiência (KOSAI et al., 2009)

Este trabalho propõe a implementação de uma metodologia para o projeto de indutores acoplados, de modo a otimizar o funcionamento de um conversor CC-CC integrado *Boost-Flyback*, reduzindo o tamanho do componente e diminuindo suas perdas por saturação trazendo benefícios para todo o sistema empregado. Este processo procura obter indutores que possuam menores geometrias, sem saturação magnética e que proporcionem ao conversor melhor funcionamento, e também disponibilize um método de projeto que pode ser aplicado à outros sistemas de conversão de energia.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 FONTES ALTERNATIVAS DE ENERGIA

Desde o surgimento da humanidade, o principal meio de sobrevivência foi a habilidade de se obter energia das mais variadas formas, sendo isso evidente em nosso dia-a-dia. Com o surgimento da revolução industrial na Europa, a sociedade evoluiu e teve um salto em sua densidade populacional, fazendo com que as pessoas buscassem maior comodidade e a energia passou a trazer um grande avanço para os países. Dessa maneira, combustíveis fósseis se tornaram essenciais à sociedade moderna em pleno crescimento, fazendo que estratégias para seu fornecimento ininterrupto fossem criadas (FARRET; SIMÕES, 2006).

A partir do desenvolvimento da indústria e da sociedade, o consumo energético teve um elevado incremento, consistindo inicialmente em energia solar renovável incluindo suas formas diretas e indiretas, tais quais produtos de processos fotossintéticos compreendidos nas formas da extração de lenha, tração animal, energia hídrica e eólica, sendo que durante o século XIX iniciou-se a gradativa substituição desse modelo energético pelo uso de recursos fósseis. Desde então, esse panorama sofreu algumas mudanças, de forma que o uso da madeira como fonte primária decaiu e a hidroeletricidade ganhou destaque (PALZ, 2002).

Embora que desde os primórdios até os dias de hoje a humanidade venha utilizando fontes renováveis de energia, como solar, do vento, biomassa, geotermal e hídrica, apenas uma pequena fração de seu potencial técnico e econômico tem sido explorado e utilizado, mesmo se conhecendo que essas fontes oferecem uma energia segura, limpa, confiável, com grande potencial de expansão, trazendo soluções eficazes para nossas necessidades energéticas. Nos últimos anos, é visto que as grandes potências mundiais e os países emergentes tem vivenciado um grande aumento no total demandado de energia (FARRET; SIMÕES, 2006).

As fontes não renováveis de energia podem se esgotar nas próximas décadas, não sendo possível continuar confiando a elas a maior participação no suprimento mundial de energia. Portanto, tem surgido nos últimos anos um grande interesse no desenvolvimento de novas fontes de energias não dependentes dos

combustíveis fósseis (PALZ, 2002). Na Figura 1, pode-se observar a evolução da matriz energética mundial nas últimas décadas, sendo visto que foi pequena a mudança no uso dos combustíveis fósseis, mas que a partir do ano de 2001 houve um incremento substancial na utilização de energias renováveis.

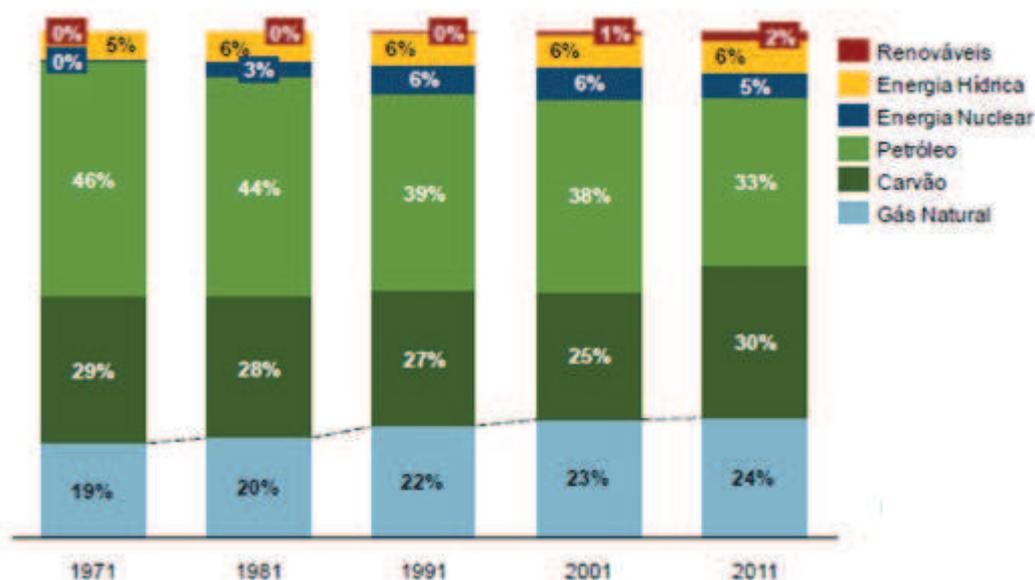


Figura 1 – Evolução da matriz energética mundial
 Fonte: +Gás Brasil (2013).

É perceptível que o aproveitamento das energias renováveis irá se expandir rapidamente nos próximos anos, devido em boa parte aos alarmes sobre o aquecimento global e as medidas que os governos têm tomado para seu controle. De todas as formas renováveis de produção de energia, a solar fotovoltaica vem se destacando no cenário energético atual, devido ao aumento de sua eficiência e seu custo que vem sendo reduzido. No futuro próximo, será de grande vantagem o uso de sistemas fotovoltaicos em edificações, ainda mais em países e localidades onde se tem um grande percentual de radiação solar e em que combustíveis fósseis são importados para o uso. A tecnologia dos sistemas fotovoltaicos vem sendo desenvolvida há algum tempo, mas seu sucesso ainda depende da diminuição do custo da energia produzida por ele (SEQUEIRA, 2009).

2.2 GERAÇÃO DE ENERGIA POR SISTEMA FOTOVOLTAICO

2.2.1 Princípios e Conceitos

Todos os dias a terra recebe uma grande quantidade de energia proveniente do sol, que é bem superior do que a demandada por todos os habitantes do planeta no decorrer de um ano. Essa energia pode ser aproveitada de diversas formas, sendo uma delas a geração de energia elétrica através do efeito fotovoltaico (RÜTHER, 2004).

A energia solar fotovoltaica possui um grande diferencial que é a abundância de sua fonte primária, que faz com que ela seja única, podendo ter um aumento em seu uso rapidamente, de modo que a tecnologia empregada na mesma pode ser desenvolvida a partir de infraestrutura existente, acarretando em uma taxa de inovação no segmento muito maior que nos demais setores de energia distribuída (GRUPO SETORIAL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DA ABINEE, 2012).

Os sistemas solares fotovoltaicos funcionam basicamente através do denominado efeito fotovoltaico, que consiste na produção de eletricidade por determinados materiais quando estes são expostos a luz. A conversão da radiação solar em eletricidade ocorre por meio de um material semicondutor como seu elemento transformador, ou seja, por meio do efeito fotovoltaico elétrons livres se desprendem e circulam entre as camadas do material semicondutor utilizado, sendo que esse constitui a célula solar ou célula fotovoltaica. (Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação, 2009).

2.2.2 Sistemas Fotovoltaicos

Na utilização de um material semicondutor para a construção de células fotovoltaicas é necessário que este passe primeiramente por uma etapa de purificação e depois por uma dopagem para que se consiga a formação de uma camada do tipo p-n, como representa a Figura 2, de modo que essa dopagem é feita

com a adição de elementos químicos como boro e fósforo (Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação, 2009).

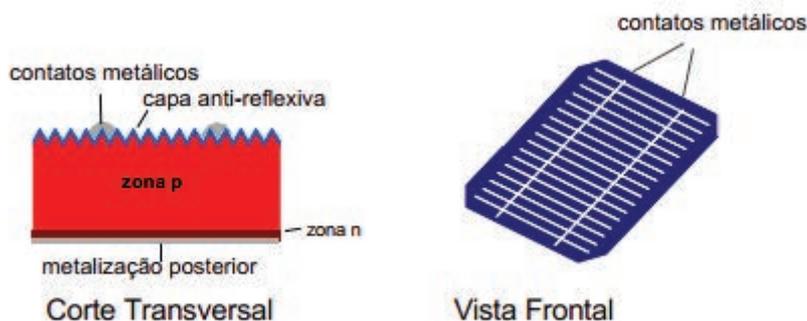


Figura 2 – Corte transversal e vista frontal de uma célula fotovoltaica
Fonte: Fedrizzi (1997).

As células utilizadas comercialmente podem ser constituídas de silício nas formas monocristalinas, policristalinas e amorfo. Também existem células compostas de outros materiais, tais como telureto de cádmio (CdTe), disselureto de cobre-indio (CIS) e arseaneto de gálio (AsGa) sendo que esses não se encontram disponíveis em quantidade considerável no mercado, por isso não possuem utilização em grande escala (FEDRIZZI, 1997). Uma única célula fotovoltaica produz uma tensão muito baixa, na ordem de 0,6 V e também uma corrente pequena, isso significa que ela tem uma baixa capacidade de geração de energia. Para um incremento na corrente e tensão onde se consiga um maior volume de energia, as células podem ser dispostas em conexões que aumentem essas grandezas, sendo utilizadas as conexões série ou paralelas, formando então módulos de várias células agrupadas (FARRET; SIMÕES, 2006).

Quando o módulo possui células dispostas em sua montagem em série uma com as outras a corrente produzida em cada célula é igual, mas a tensão no conjunto aumenta na relação em que se aumenta o número de células, como representado na Figura 3, onde se pode ver o arranjo delas e o gráfico do sistema com apenas uma célula e com adição de outras (ARCHER; HILL, 2001).

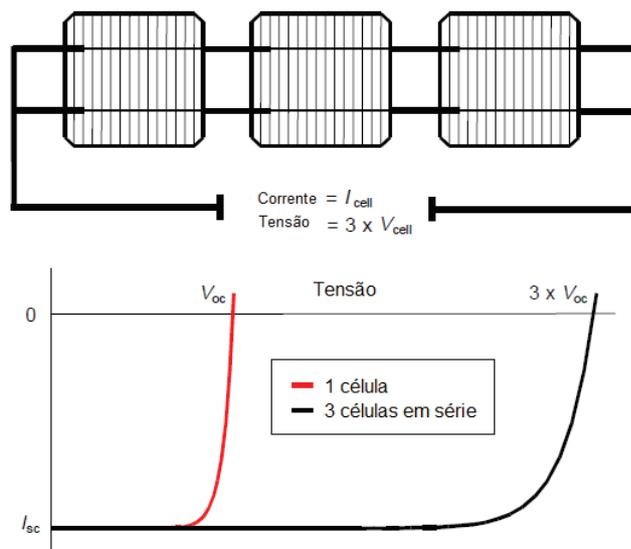


Figura 3 – Conexão em série de células fotovoltaicas com as características de tensão-corrente resultantes
 Fonte: Adaptado de Archer e Hill (2001).

O outro método de se agrupar células fotovoltaicas em um módulo é a partir da ligação delas em paralelo (Figura 4), sendo que quando é feita essa ligação o que se altera é a corrente no módulo, e a tensão fica igual em todas as células (ARCHER; HILL, 2001).

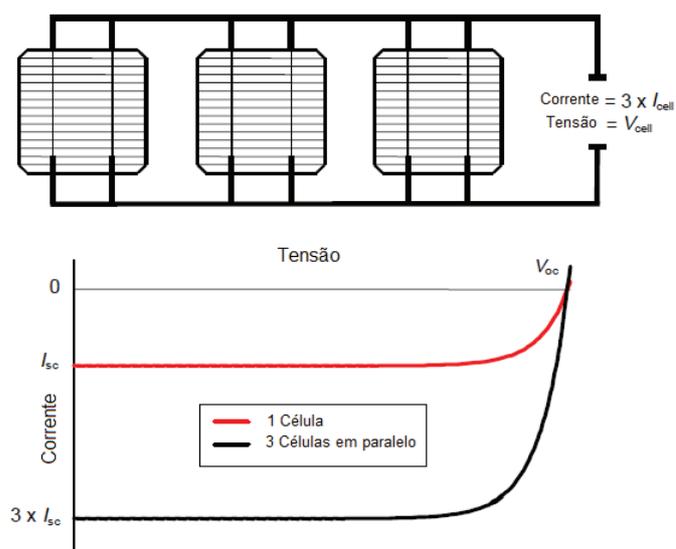


Figura 4 – Conexão em paralelo de células fotovoltaicas com as características de tensão-corrente resultantes
 Fonte: Adaptado de Archer e Hill (2001).

Na maioria dos casos é feito o uso de células dispostas em série no

módulo, e os vários módulos também ligados em série, tendo assim a possibilidade do aumento da tensão produzida no sistema, e caso seja necessário um maior aumento da potência gerada é feita a ligação das séries de módulos fotovoltaicos em paralelo formando então um sistema composto por um arranjo de vários módulos, conforme a Figura 5 (ALMEIDA, 2012).

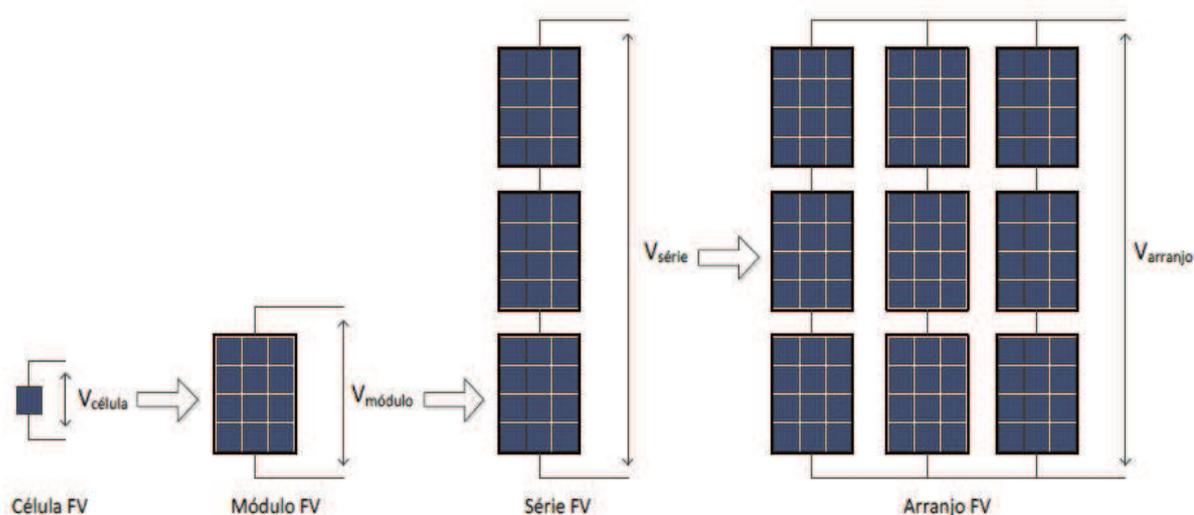


Figura 5 – Célula, módulo, série e arranjo fotovoltaico
Fonte: Almeida (2012).

Diariamente a luz solar incide no planeta por algumas horas, mas essa luz não é disponível igualmente em todos os momentos, e a radiação que chega à superfície terrestre também depende das estações do ano e do clima na região onde o sistema fotovoltaico for instalado. Essas considerações são importantes no estudo desse sistema, pois a geração depende exclusivamente da radiação a que os módulos estão sujeitos para a geração de energia. Com o intuito de ter um melhor aproveitamento dos módulos, tanto em sistemas distribuídos como naqueles conectados a rede, deve-se utilizar um controlador eletrônico que faz a busca do melhor ponto de operação do sistema, onde se almeja a máxima extração de energia. Esse controle é chamado de MPPT, o qual tem a finalidade de maximizar a extração de energia quando houver sombreamento total ou parcial nos módulos, variações climáticas ou variações de temperatura, mudando assim o ponto de operação fazendo que o sistema tenha a capacidade de obter a máxima geração para a radiação incidente disponível (XIAO; OZOG; DUNFORD, 2007).

O mecanismo de MPPT trabalha sobre a curva característica obtida dos

módulos, que é a curva tensão x corrente ($V \times I$), a qual representa os pontos de operação em que o sistema trabalha para as tensões e correntes, como também para cada irradiação nos painéis como ilustrado na Figura 6 (ARCHER; HILL, 2001).

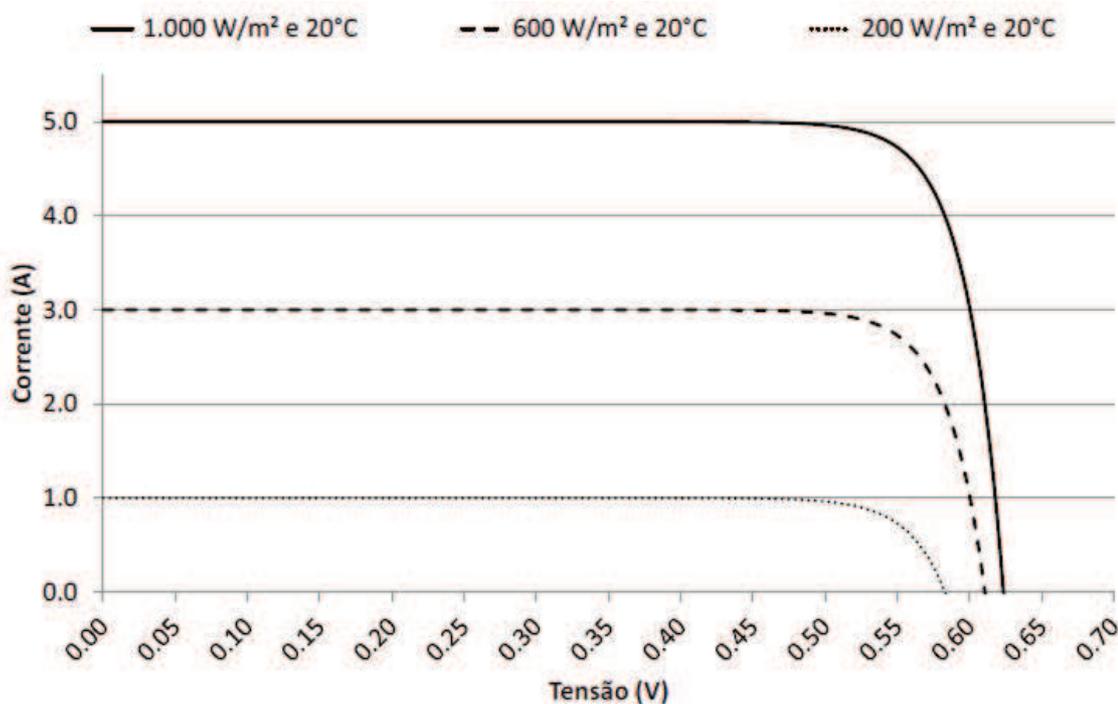


Figura 6 – Curva $V \times I$ de uma célula fotovoltaica relacionada à irradiação solar, sendo esse modelo também válido para módulos e arranjos fotovoltaicos
Fonte: Almeida (2012).

O exemplo da Figura 7 a seguir mostra as curvas $V \times I$ do modelo comercial de painel fotovoltaico BP350, para uma temperatura constante de 25°C, onde é visto cada ponto de operação que o MPPT excursiona sobre a curva para cada irradiação (G_a), que corresponde a irradiação à que o módulo está submetido, e sua unidade é o W/m^2 , sendo que os locais marcados mostram os pontos ótimos de operação para cada grau de irradiação. A eficiência do sistema depende de quantos watts por m^2 o módulo está submetido, o que mostra que locais onde se tem uma maior radiação solar o sistema poderá extrair maior potência (XIAO; OZOG; DUNFORD, 2007).

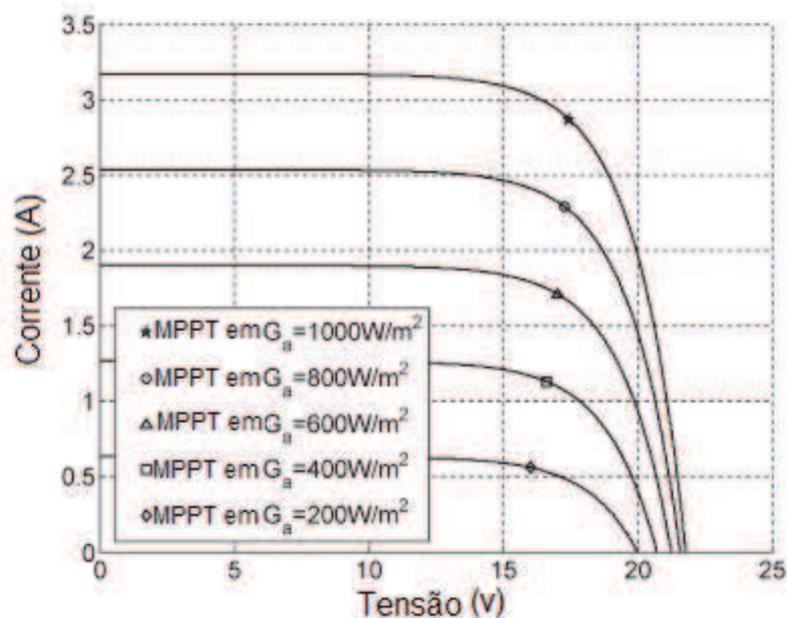


Figura 7 – Curva V x I do módulo BP350 para uma temperatura constante de 25°C
 Fonte: Adaptado de Xiao, Ozog e Dunford (2007).

Para a mudança na temperatura dos painéis, nota-se que por se tratar de material semicondutor na constituição das células, ocorrerá uma mudança na eficiência dos módulos, como mostra a Figura 8, sendo que nesse gráfico foi considerada a irradiação solar constante de 1000 W/m^2 (XIAO; OZOG; DUNFORD, 2007).

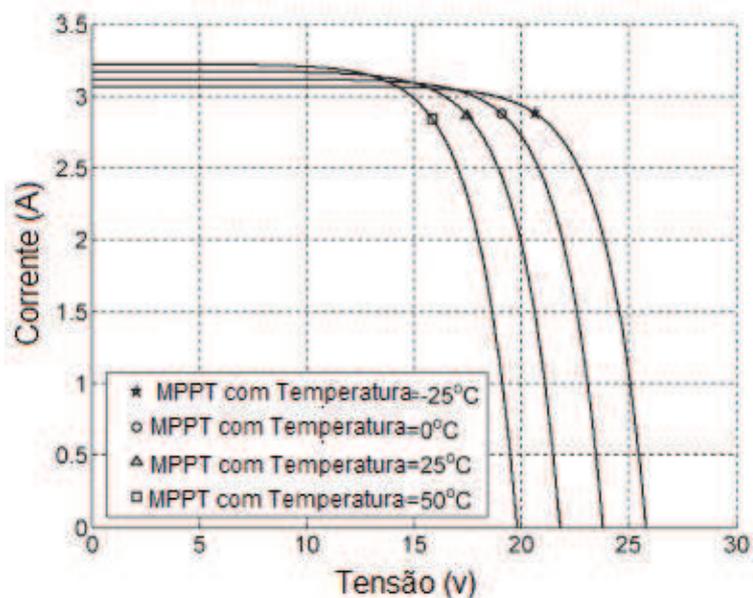


Figura 8 – Curva V x I do módulo BP350 para uma radiação constante de 1000 W/m^2
 Fonte: Adaptado de Xiao, Ozog e Dunford (2007).

Para um melhor aproveitamento desses sistemas foram criados novos métodos de extração de energia, que são mais eficientes na geração de energia,

sendo que os primeiros controladores MPPT eram centralizados, feitos em uma única malha de controle que atendia a todos os módulos, e esse controle era feito no inversor CC-CA (Figura 9(a)). Esta forma de controle está sendo modificada por um controle individual e distribuída para cada módulo fotovoltaico (Figura 9(b)), fazendo que esse novo método corrija as perdas de potência, que no caso de apenas um sistema de controle não conseguiria corrigir quando utilizado em uma grande linha de geração. Essas perdas são causadas pela disparidade da irradiação nos módulos, pois é possível que alguns deles estejam em áreas sombreadas e outros em áreas com alta incidência solar, fazendo que cada módulo tenha diferentes pontos de operação na curva $V \times I$ e o MPPT centralizado não consiga discriminar isso na procura do melhor ponto de trabalho (ACANSKI et al., 2012).

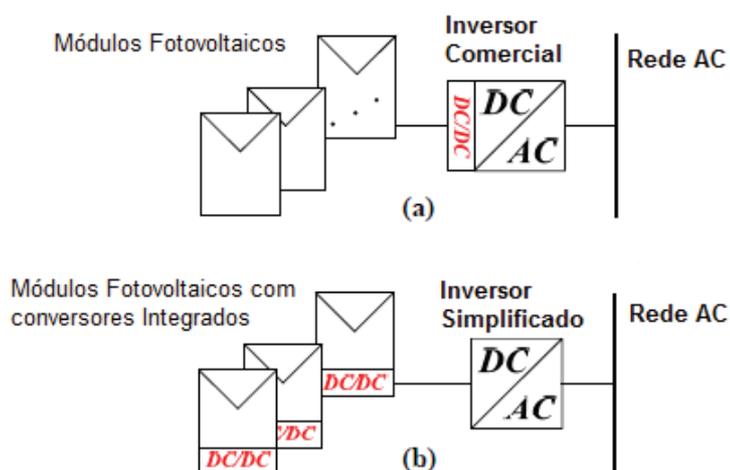


Figura 9 – Arquitetura de um sistema fotovoltaico: (a) Sistema com MPPT centralizado e (b) Sistema com MPPT distribuído
Fonte: Adaptado de Acanski et al. (2012).

O diagrama de blocos mostrado na Figura 9 ilustra as etapas do processamento da energia elétrica. Inicialmente a luz incide na superfície dos módulos fotovoltaicos, gerando energia elétrica através do efeito fotovoltaico. A energia gerada pelos painéis é conduzida através do cabeamento aos conversores, que possuem a tarefa de converter a energia de uma forma contínua (CC) a uma forma alternada (CA) igual ao da rede de energia (CALAIS et al., 2002).

Para se ligar à rede de uma concessionária é necessário existir o sincronismo entre a energia gerada nos módulos e a rede elétrica. O conversor CC-CA deve trabalhar sempre na manutenção e controle do sistema fotovoltaico para se

obter os valores de tensão e frequência nominais. Para conseguir isso, podem ser utilizados os sistemas centralizados (Figura 9(a)), que utilizam um inversor central para, em apenas um estágio, efetuar a conversão de energia, ou podem ser utilizados os sistemas descentralizados (Figura 9(b)) que trabalham para um número menor de módulos fotovoltaicos utilizando vários conversores estáticos CC-CC locais ligados em um inversor CC-CA de menor tamanho (CALAIS et al., 2002).

Os sistemas descentralizados usam mais componentes eletrônicos e circuitos se comparados aos sistemas centralizados, pois cada módulo terá seu próprio conversor CC-CC, porém esse sistema garante que a partir do controle MPPT distribuído em cada estágio seja possível um maior aproveitamento do sistema de geração, trazendo então um maior benefício desse sistema no uso em determinadas plantas geradoras (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

A definição de qual configuração deve ser usada geralmente depende da potência na qual a central geradora irá trabalhar. A Figura 10 mostra cada configuração existente, sendo elas divididas entre os sistemas centralizados, onde se pode ter centrais e mini-centrais as quais utilizam no processamento de energia apenas um inversor central, e os sistemas descentralizados, onde são usados inversores multi-linhas para uma maior potência e vários arranjos fotovoltaicos, o inversor linha e inversor integrado (CASARO; MARTINS, 2010; KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Na maioria dos sistemas empregados a tensão gerada no conjunto dos painéis é menor do que o valor de pico nominal da rede de distribuição, portanto para que seja possível a conexão é necessário o ajuste desse valor. Para isso, podem-se usar transformadores elevadores, no entanto esses equipamentos se tornam dispendiosos em algumas aplicações, pois são caros, pesados e possuem um grande tamanho, e há a possibilidade do uso de estágios CC-CC, para que haja um aumento na tensão gerada nos módulos, elevando a tensão contínua de um valor a outro maior, conectando-os assim a um barramento CC, que tenha um valor adequado de tensão para que em seguida o inversor trabalhe com esse nível CC e o transforme em CA, finalmente ligando o sistema a rede elétrica. Outra vantagem desse tipo de configuração como observado é o MPPT independente do estágio inversor, o que faz com que haja uma redução desse seguimento (DREHER, 2012).

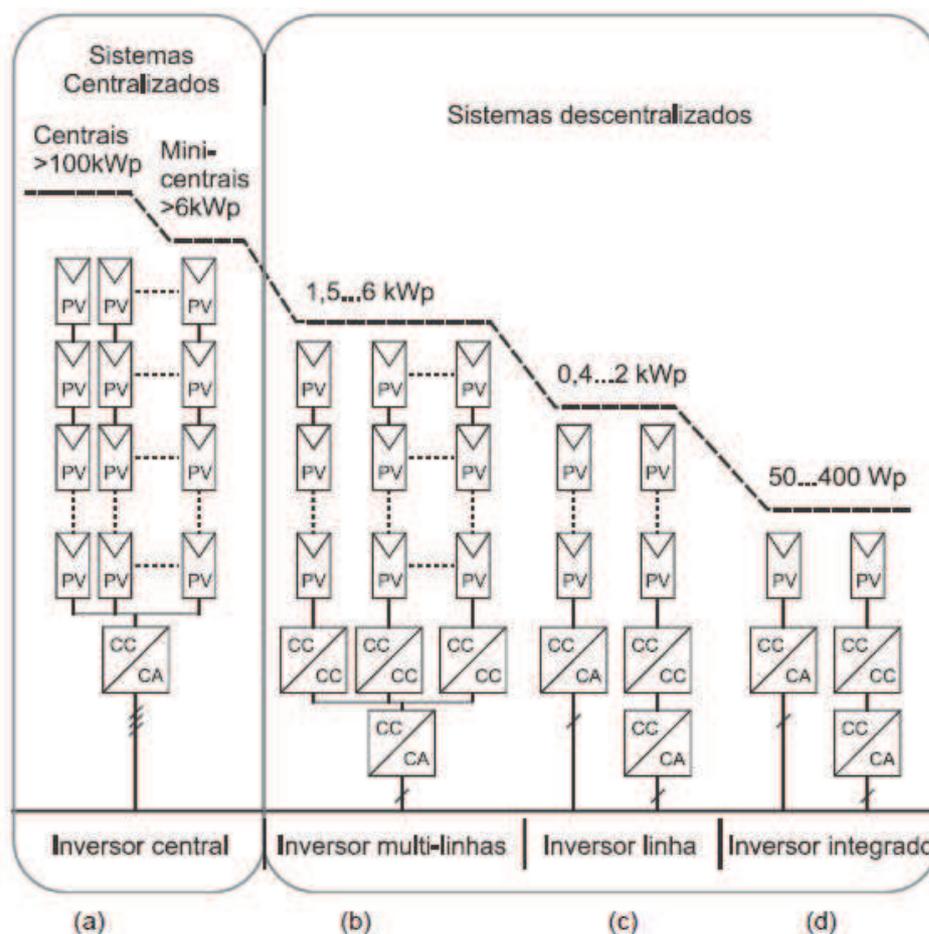


Figura 10 – Principais configurações de sistemas fotovoltaicos: (a) Configuração com Inversor central (b) Inversor multi-linhas (c) Inversor linha e (d) Inversor integrado
Fonte: Dreher (2012).

2.2.3 Conversores Estáticos de Energia

O conversor estático de energia tem a função de processar potência elétrica através de circuitos eletrônicos, e são também chamados de conversores chaveados. Tem como característica de seu circuito uma porta onde entra a potência e uma saída controlada, onde o controle é feito por chaveamento eletrônico. Dessa maneira se controla uma entrada CC para que seja processada a energia e no final se tenha uma tensão controlada de saída para a carga, de menor ou maior magnitude, com a possibilidade da troca de polaridade e isolamento entre entrada e saída do circuito.

Na eletrônica de potência os conversores mais utilizados trabalham com chaveamento a base de um sinal PWM (*Pulse Width Modulation*), usando as

conhecidas chaves eletrônicas, que são compostas de dispositivos semicondutores que trabalham em dois estados, em condução e bloqueio, sendo que idealmente são considerados como curto-circuito ou circuito aberto, mesmo que na realidade esses dispositivos consumam uma pequena parcela de energia no seu estado ligado e na transição de um estado para outro. Os dispositivos usados vão desde o mais simples que é o transistor, até o uso de tiristores e mosfets, sendo os últimos preferíveis nas aplicações onde a frequência de comutação é alta, pois esses dispositivos possuem uma alta velocidade de chaveamento (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991).

Os conversores básicos utilizam também outros componentes elétricos, que são resistores, dispositivos capacitivos e dispositivos magnéticos que incluem indutores e transformadores. Capacitores e indutores trabalham no armazenamento de energia, e também na regulação de variações de tensão e corrente na entrada e saída do circuito, fazendo assim a transferência de energia do estágio de entrada para o de saída conforme o funcionamento do sistema (HART, 2012). Os conversores CC-CC podem ser divididos em diferentes categorias segundo sua finalidade, sendo elas a de abaixador, onde a tensão é regulada para um valor menor do que o de entrada e o ganho estático do circuito é menor do que um, e elevador, que como o nome já diz, faz que a tensão na saída possua valores maiores do que a de entrada com o ganho estático sendo maior do que a unidade, e ainda podem ser abaixadores/elevadores sendo que possuem as duas funções dependendo da razão cíclica D escolhida e seu ganho variando em valores menores e maiores do que um (HART, 2012).

Erickson (2012) apresenta a possibilidade de construir conversores de modos diferentes com relação a estes serem isolados e não isolados, sendo essa isolamento elétrica entre a entrada e saída feita por meio galvânico, ou seja, através de um elemento magnético que separa o circuito em duas partes. O ganho estático de tensão nos conversores de energia CC-CC é obtido da relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, onde a relação (1) mostra como esse ganho é relacionado.

$$M_V = \frac{V_0}{V_i} \quad (1)$$

Entre os conversores não isolados pode-se citar os mais comumente utilizados na eletrônica como o *buck*, *boost*, *Ćuk*, *buck-boost* e o *SEPIC*. O Conversor *buck* tem a finalidade de um circuito abaixador de tensão, seu circuito pode ser visto na Figura 11, onde se exalta o uso de semicondutores como chaves, no caso do diodo e mosfet na etapa de entrada. O ganho estático do circuito, que neste caso é igual a razão cíclica, é encontrado a partir do cálculo do balanço de energia nos seus componentes de armazenamento, que para esse caso é dada pela equação (2) abaixo:

$$\frac{V_0}{V_i} = D \quad (2)$$

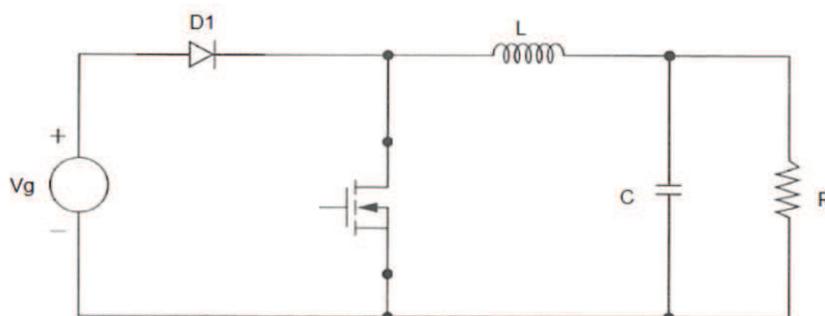


Figura 11 – Circuito do conversor abaixador *buck*
Fonte: Adaptado de Hart (2012).

O uso do conversor *boost* é feito quando há necessidade de se elevar a tensão, o circuito dele é apresentado na Figura 12, e seu ganho é dado pela equação (3):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (3)$$

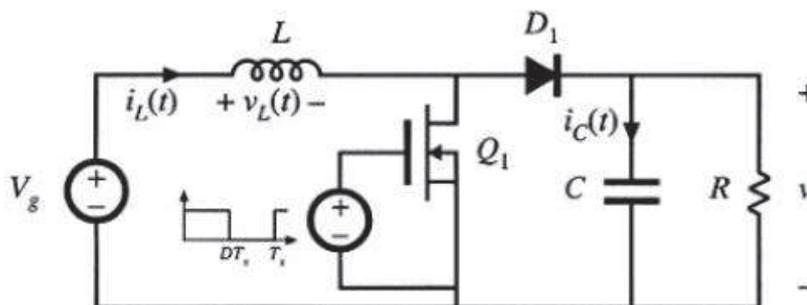


Figura 12 – Circuito do conversor elevador *boost*
Fonte: Erickson (2000).

Quando é preciso um circuito conversor que possa tanto abaixar quanto elevar a tensão na saída pode-se usar as topologias *Buck-boost* (Figura 13), *Ćuk* (Figura 14) e *SEPIC* (Figura 15), sendo que estes possuem a mesma equação que descreve seu ganho estático, dada por (4):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (4)$$

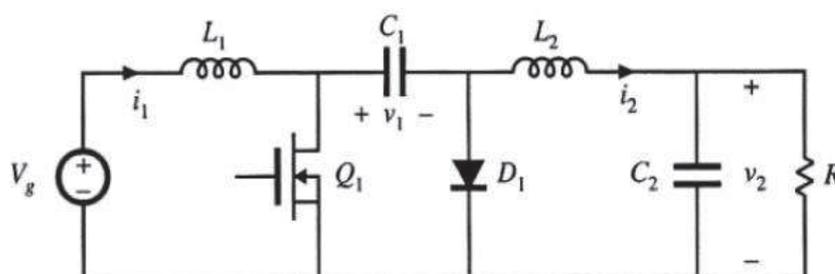


Figura 13 – Circuito do conversor abaixador/elevador *Ćuk*
Fonte: Erickson (2000).

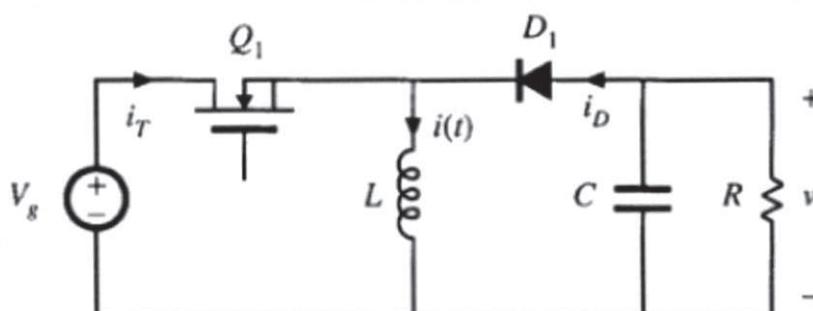


Figura 14 – Circuito do conversor abaixador/elevador *buck-boost*
Fonte: Erickson (2000).

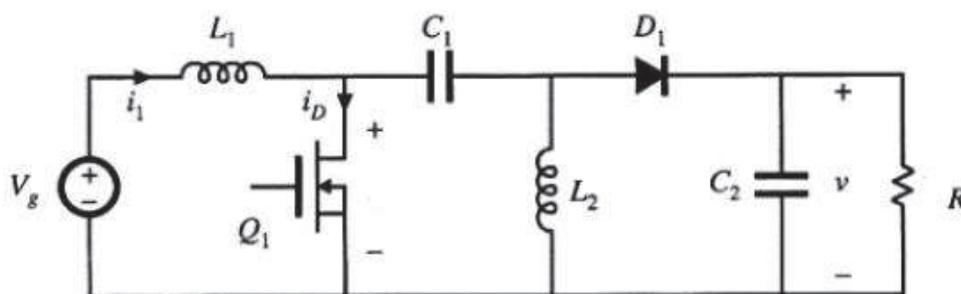


Figura 15 – Circuito do conversor abaixador/elevador *SEPIC*
 Fonte: Erickson (2000).

O uso da topologia isolada de conversores requer que esses possuam um elemento magnético que separe o primeiro estágio do segundo, com a vantagem de ser desnecessário o uso do mesmo ponto de aterramento entre entrada e saída. O componente magnético utilizado pode ser um transformador ou um indutor acoplado. Os principais conversores isolados utilizados são o *flyback* (Figura 16), *forward* (Figura 17), *Ćuk* isolado (Figura 18) e o *SEPIC* isolado (Figura 19), e o ganho estático desses circuitos depende do valor da razão cíclica (D) como os não isolados e da relação de transformação (N), dada pela equação (5), do transformador ou indutor acoplado utilizado (ERICKSON, 2000).

$$N = \frac{n_2}{n_1} \quad (5)$$

O ganho do conversor *flyback* é encontrado a partir do balanço de energia no circuito, e é dado pela equação (6):

$$\frac{V_0}{V_i} = N \frac{D}{1 - D} \quad (6)$$

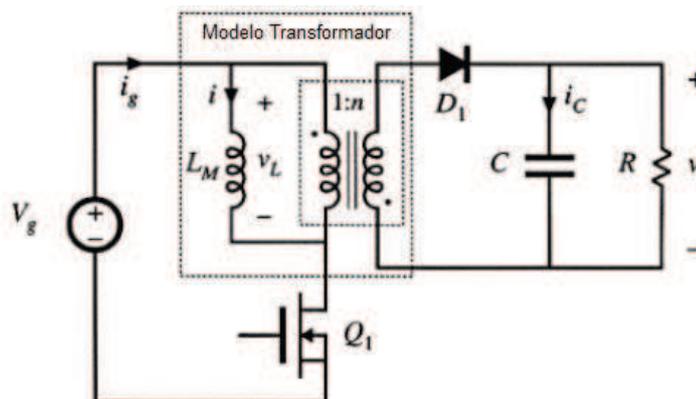


Figura 16 – Circuito do conversor *flyback*
Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

O ganho do conversor *forward* é dado pela equação (7) abaixo:

$$\frac{V_0}{V_i} = ND \quad (7)$$

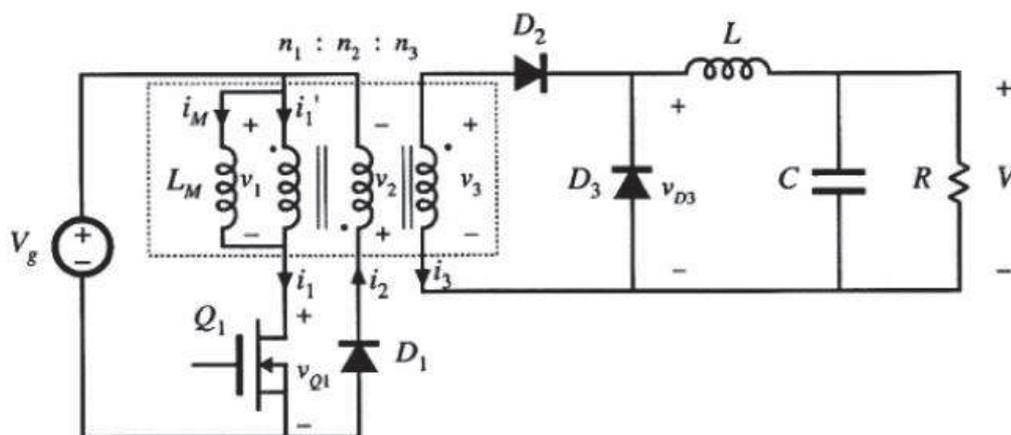


Figura 17 – Circuito do conversor *forward*
Fonte: Erickson (2000).

Os conversores *Ćuk* isolado e *SEPIC* isolado possuem o ganho definido pela equação (6), ou seja, igual ao ganho estático do *flyback*.

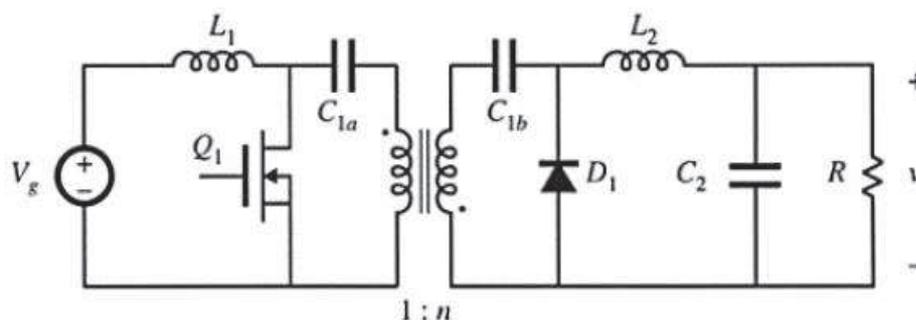


Figura 18 – Circuito do conversor Ćuk isolado
Fonte: Erickson (2000).

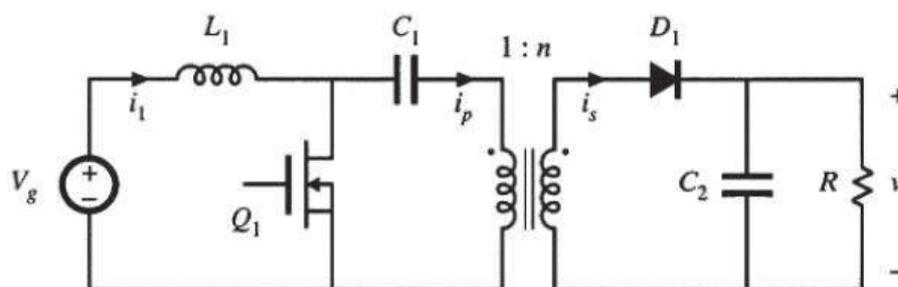


Figura 19 – Circuito do conversor SEPIC isolado
Fonte: Erickson (2000).

2.2.3.1 Conversores Integrados

No uso de conversores CC-CC em sistemas fotovoltaicos, se deseja que esses circuitos trabalhem para que haja a elevação da tensão produzida nos módulos, ou seja, é necessário que o circuito eletrônico produza um alto ganho estático de tensão. Existem várias maneiras para se conseguir um conversor de energia que produza um alto ganho estático de tensão, os quais permitam o uso de várias razões cíclicas, podendo ser pela conexão de estágios idênticos em cascata, circuitos dobradores de tensão, conversores com célula de elevação de tensão, conversores baseados apenas no uso de indutores acoplados e outros constituídos na associação e integração de conversores. O último método citado consiste na associação e integração de dois conversores estáticos CC-CC em apenas um estágio, o que quer dizer que as topologias são associadas, e as partes comuns são integradas em uma só, sendo assim possível diminuir o número de componentes utilizados, fazendo que entradas e saídas de ambos os conversores utilizados sejam conectados possibilitando um aumento nos ganhos estáticos de tensão (DREHER,

2012).

Tseng e Liang (2004) mostram a possibilidade de se obter um conversor estático utilizando a integração de duas topologias conhecidas, sendo a *boost* e a topologia *flyback*, com a possibilidade do uso desse circuito resultante em sistemas que operam a partir de energia solar. O conversor *boost* pode ser usado para se obter um alto ganho, a partir da troca de um simples indutor para o uso de um indutor acoplado, fazendo que seja diminuído o *ripple* na corrente de saída, mas o seu uso cria uma indutância de dispersão, a qual pode induzir altos picos de tensão no circuito, fazendo que sua eficiência seja reduzida. O conversor *flyback* também pode ser usado para se obter alto ganho de tensão, sendo obtido através da relação de transformação de um transformador ou indutor acoplado, mas que tem o mesmo problema apresentado da indutância de dispersão. Com a integração dessas duas topologias e com o correto cálculo do indutor acoplado, é possível se obter um conversor que apresente alto ganho de tensão com uma eficiência satisfatória (TSENG; LIANG, 2004).

Dreher (2012) descreve uma forma de se obter um conversor estático com alto ganho de tensão utilizando a integração de conversores conhecidos na literatura, sendo um deles não isolado, o *boost*, e outro isolado, o *flyback*, encontrando modelos da topologia *boost-flyback* integrados. O processo de integração realizado se inicia pela divisão dos conversores em seções, sendo estas seções a de entrada, intermediária e de saída, observado se essas seções são idênticas em cada conversor ou se são equivalentes (equivalência em termos de sua representação poder ser feita através de fontes de corrente ou tensão). Outro ponto relevante é que deve ser feita a observância das condições de magnetização e desmagnetização de cada conversor, para que seja possível que estes trabalhem corretamente nos intervalos onde o elemento magnético encontre-se em processo de magnetização e desmagnetização.

Primeiramente é feita a integração das seções de entrada dos conversores, sendo apresentado por Dreher (2012) através da associação em paralelo do bloco da seção de entrada dos dois conversores como mostrado na Figura 20.

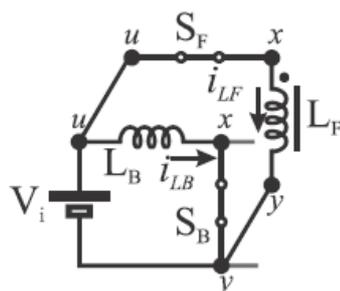


Figura 20 – Seções de entrada em paralelo dos conversores *boost* e *flyback*
Fonte: Dreher (2012).

Como dito acima, é feito inicialmente o estudo sobre a possibilidade da integração através da análise da tensão nos indutores *boost* e *flyback*, para ter-se a certificação que esses apresentam os mesmos intervalos de magnetização e desmagnetização. A Figura 21 apresenta os dois conversores e seus níveis de tensão nos indutores, mostrando que ambos compartilham o mesmo nível de tensão nos intervalos.

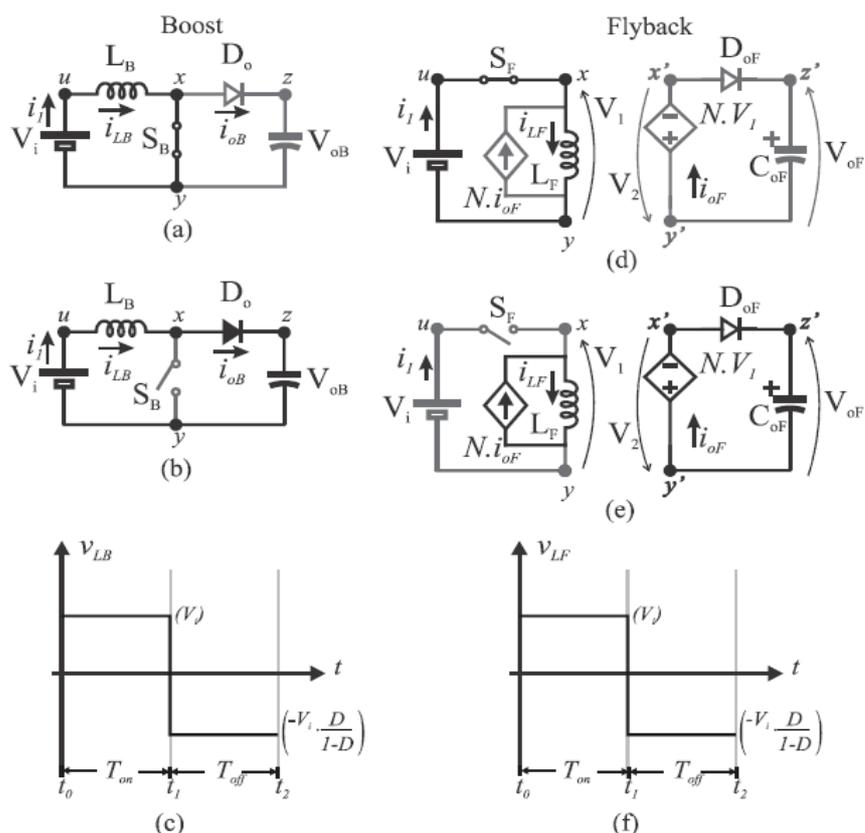


Figura 21 – Conversores estáticos *boost* e *flyback*: (a) e (b) mostram a etapa de magnetização no tempo (t_0 - t_1); (c) e (d) mostram a etapa de desmagnetização no tempo (t_1 - t_2); (e) e (f) gráfico da tensão nos indutores
Fonte: Dreher (2012).

As tensões de saída dos conversores são dadas pelas equações (8) e (9)

abaixo:

$$V_{oB} = \frac{V_i}{1-D} \quad (8)$$

$$V_{oF} = V_i \cdot \frac{N \cdot D}{1-D} \quad (9)$$

Partindo da ideia que as fontes de tensão de entrada V_i são iguais nos dois conversores, os indutores L_B e L_F compartilham o mesmo nível de tensão, pode-se modificar a organização do circuito da entrada unindo os ramos dos indutores e os das chaves e trocar as chaves S_B e S_F por uma única chave S_i , reduzindo assim o número de componentes, como visto na Figura 22.

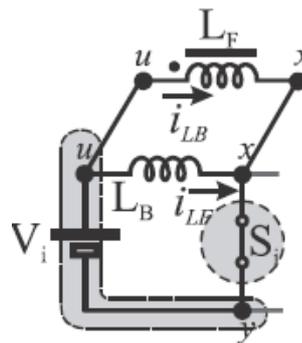


Figura 22 – Circuito de entrada modificado, com a união dos ramos iguais e a troca das chaves por uma única
Fonte: Adaptado de Dreher (2012).

Feito a integração das chaves, Dreher (2012) analisa o comportamento dos componentes ativos durante o período de magnetização e desmagnetização, conforme a Figura 23.

A partir da Figura 23 pode ser feita a análise das etapas de operação, sendo primeiramente analisado o período de magnetização (T_{on}) onde a chave S_i encontra-se fechada. As correntes de magnetização dos indutores são dadas pelas equações (10) e (11), sendo $I_{LF(m)}$ e $I_{LB(m)}$ as correntes iniciais nos indutores *boost* e *flyback*:

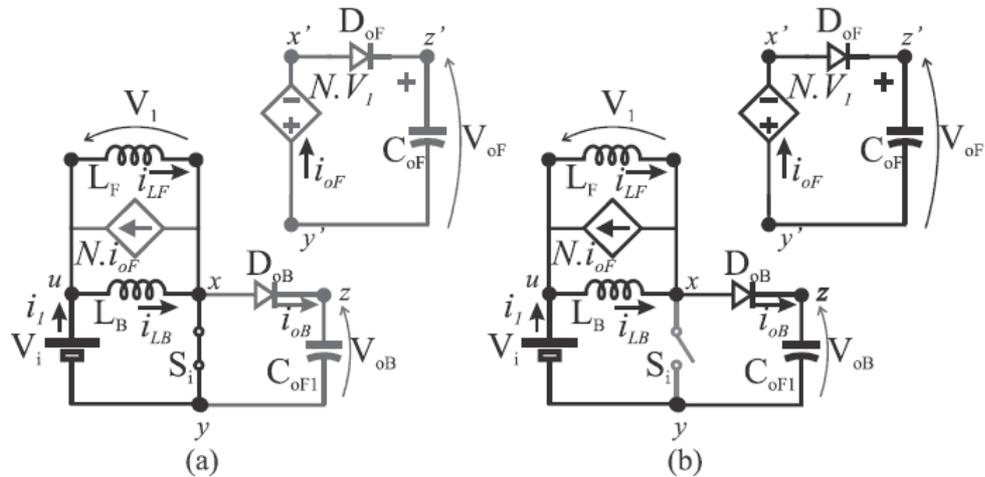


Figura 23 – Conversores *boost* e *flyback* integrados pela chave eletrônica: (a) magnetização (t_0-t_1); (b) desmagnetização (t_1-t_2)
Fonte: Dreher (2012).

$$i_{LF} = \frac{V_i}{LF} \cdot t + I_{LF(m)} \quad (10)$$

$$i_{LB} = \frac{V_i}{LB} \cdot t + I_{LB(m)} \quad (11)$$

As correntes de saída e as de entrada neste período são dadas pelas equações (12), (13) e (14) a seguir:

$$i_{oF} = 0 \quad (12)$$

$$i_{oB} = 0 \quad (13)$$

$$i_1 = i_{LB} + i_{LF} \quad (14)$$

Pode ser feita a mesma análise acima para a etapa de desmagnetização (T_{off}) do circuito unido pela chave da seção de entrada. Nessa etapa as seções de saída estão ativas. As correntes de magnetização, de saída e de entrada estão relacionadas por (15), (16), (17), (18) e (19) abaixo.

$$i_{LF} = \frac{V_i - V_{oB}}{L_F} \cdot t + I_{LF(M)} \quad (15)$$

$$i_{LB} = \frac{V_i - V_{oB}}{L_B} \cdot t + I_{LB(M)} \quad (16)$$

$$i_{oF} = \frac{i_{LF}}{N} \quad (17)$$

$$i_{oB} = i_{LB} \quad (18)$$

$$i_1 = i_{LB} \quad (19)$$

O próximo passo é a integração dos indutores, sendo feito a troca das indutâncias L_B e L_F , que se encontram em paralelo como visto na Figura 23 por uma equivalente (Figura 24). Usando as equações (10) e (11) em (14) pode se encontrar a corrente de entrada em T_{on} (20):

$$i_1 = V_i \left(\frac{1}{L_F} + \frac{1}{L_B} \right) \cdot t + (I_{LF(m)} + I_{LB(m)}) \quad (20)$$

O indutor equivalente é dado pela associação entre os dois (21):

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_F} + \frac{1}{L_B} \quad (21)$$

A condição inicial é dada pela soma das parcelas individuais das correntes de cada indutor (22):

$$I_{LB(m)} + I_{LF(m)} = I_{Leq(m)} \quad (22)$$

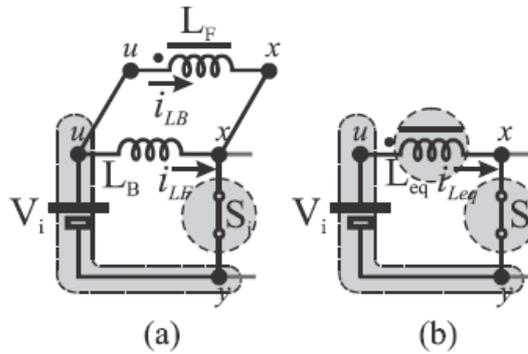


Figura 24 – Integração dos indutores dos dois conversores: (a) indutores em paralelo; (b) indutor equivalente
Fonte: Dreher (2012).

Usando as equações (22) e (21) em (20) obtém-se a corrente inicial quando se usa o indutor equivalente como visto na equação (23):

$$i_1 = \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_i \cdot t + I_{Leq(m)} \quad (23)$$

No tempo T_{off} as correntes são I_{LF} (15) e I_{LB} (16), e a tensão no de saída no conversor *boost* é dada por (8), inserindo (8) em (15) e (16) encontra-se (24) e (25):

$$i_{LF} = \frac{-V_i}{L_F} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot t + I_{LF(M)} \quad (24)$$

$$i_{LB} = \frac{-V_i}{L_B} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot t + I_{LB(M)} \quad (25)$$

Substituindo (24), (25), (21) e (22) em (19) tem-se (26):

$$i_1 = \frac{V_i}{L_{eq}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot t - N \cdot i_{oF} + I_{Leq(M)} \quad (26)$$

Em seguida, Dreher (2012) faz a análise da associação das seções de saída dos dois conversores como pode ser visto na Figura 25, sendo que cita-se a possibilidade de se fazer esta associação de diversas formas, sendo elas em série,

paralelo e cascata.

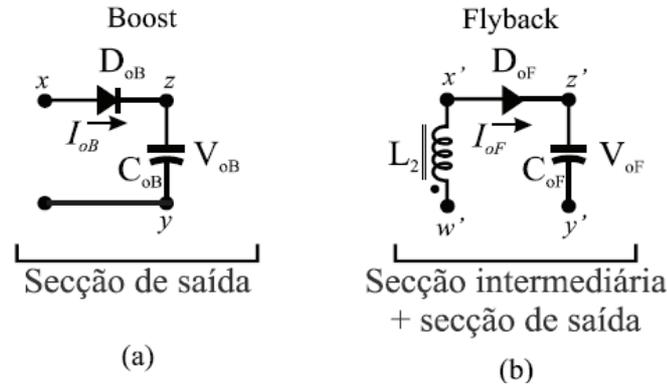


Figura 25 – Seções de saída dos conversores: (a) boost; (b) flyback
 Fonte: Dreher (2012).

No estudo deste trabalho será escolhida para análise apenas uma das associações entre as saídas descritas por Dreher (2012), sendo escolhida a associação em cascata, onde a tensão de saída do primeiro conversor, neste caso o *boost*, é aplicada no outro conversor, elevando-se assim o ganho final do circuito. A análise da associação das seções de saída pode ser feita através dos valores médios de correntes e tensões de saída utilizando o modelo *N-port* do circuito, a Figura 26 mostra o circuito nesse modelo de representação (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1998).

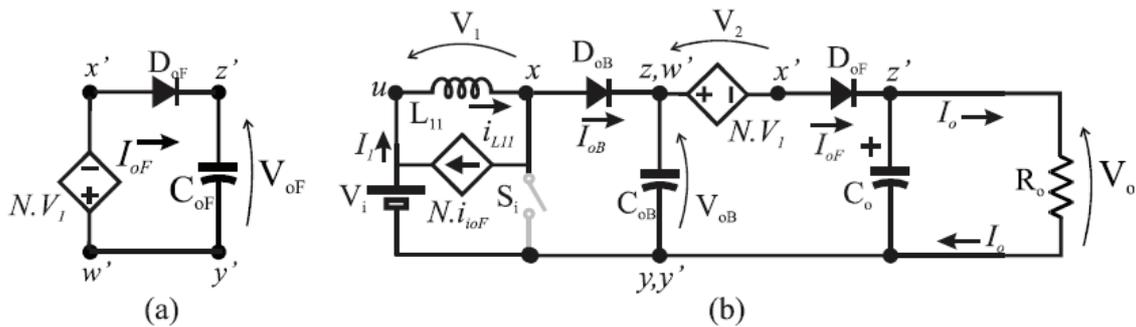


Figura 26 – Conversor na representação do modelo *N-port*: (a) seção intermediária e de saída do conversor flyback; (b) conversor com as seções de saída em cascata
 Fonte: Dreher (2012).

Pela Figura 26(a) encontra-se a relação da tensão de saída na etapa de desmagnetização como (27):

$$V_{oF} = -N \cdot V_1 \tag{27}$$

Da Figura 26(b) encontra-se outra relação das tensões (28):

$$-V_{oB} + N \cdot V_1 + V_o = 0 \quad (28)$$

Substituindo (27) em (28), tem-se (29):

$$V_o = V_{oB} + V_{oF} \quad (29)$$

É visto que o ganho final de tensão é dado pela soma das tensões ao final dos estágios de cada conversor integrado como na equação (29). Dreher (2012) faz também a análise das correntes médias nos capacitores, as quais devem ser zero, sendo obtida a relação das correntes das saídas *boost* e *flyback* como (30):

$$I_{oB} = I_{oF} \quad (30)$$

E a corrente de saída dada por (31):

$$I_{oF} = I_o \quad (31)$$

Portanto as correntes nos estágios são iguais (32).

$$I_{oB} = I_{oF} = I_o \quad (32)$$

A topologia encontrada por Dreher (2012) dos conversores integrados *boost-flyback* associados em cascata, pode ser vista na Figura 27 junto com as equações da tensão e corrente de saída. A partir do circuito descrito, ele faz uma análise do funcionamento dos elementos do circuito nas etapas de magnetização e desmagnetização para verificação da existência das mesmas, mas nesse trabalho não serão detalhadas estas etapas.

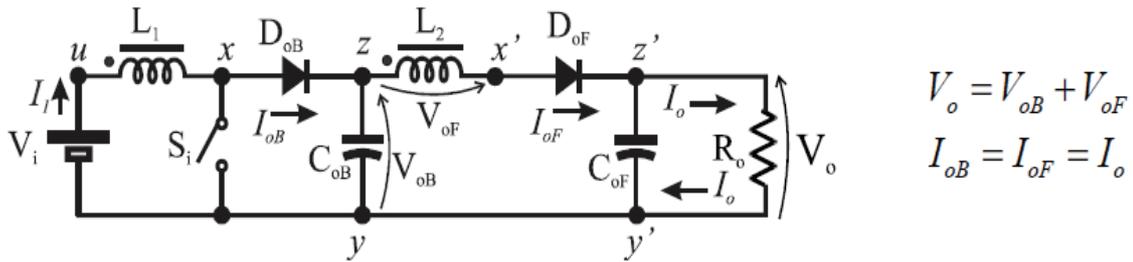


Figura 27 – Circuito encontrado a partir da integração dos conversores *boost* e *flyback* utilizando a associação cascata
 Fonte: Adaptado de Dreher (2012).

A seguir será descrita resumidamente a análise da topologia do conversor integrado *boost-flyback* cascata realizada por Dreher (2012), que a realizou baseando-se no modo de condução contínua (MCC), considerando os componentes do circuito ideais sem perdas e considerando o modelo do indutor acoplado utilizado com uma indutância de dispersão L_{o2} seguindo o modelo *N-Port* mostrado no trabalho de Erickson e Aksimovic (1998). Foram consideradas quatro etapas de operação do circuito, considerando inicialmente o diodo D_{oF} em condução, a chave S_i bloqueada, as correntes I_{oF} e i_{L1} de magnetização com valores positivos e I_{oB} e i_1 com valor nulo no instante inicial t_0 . Primeiramente é analisado o intervalo onde ocorre a condução da chave S_i , a Figura 28 mostra o comportamento do conversor para essa condição durante a etapa 1 e 2.

Etapa 1 (t_0-t_1): No momento t_0 a chave começa a conduzir, a corrente de magnetização i_{L1} cresce linearmente limitada pelo valor de L_1 , e a corrente i_1 cresce limitada por L_{o2} . A corrente I_{oF} está diminuindo nesse momento pois essa corrente ainda circula pelo circuito de outra etapa até chegar a zero.

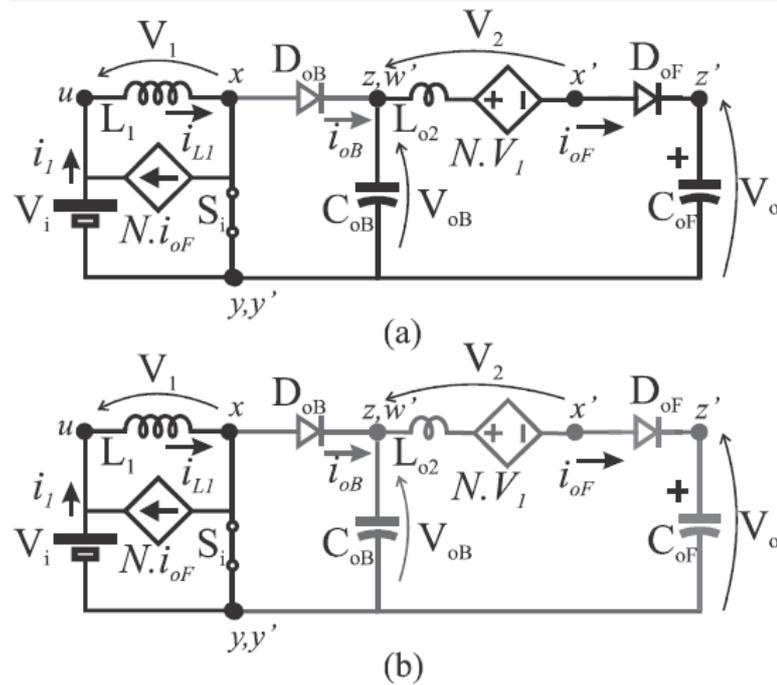


Figura 28 – Intervalo de magnetização do conversor boost-flyback cascata: (a) etapa 1 (t_0-t_1); (b) etapa 2 (t_1-t_2)
Fonte: Dreher (2012).

As principais variáveis são descritas a seguir, primeiramente é definida a corrente de magnetização (33):

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} \cdot t + I_{L1}(m) \quad (33)$$

Considerando que $I_{L1}(m) = i_{L1}(t_0)$ sendo o valor mínimo desta corrente. A corrente no enrolamento secundário é (34):

$$i_{oF} = -\frac{NV_i + V_{oF}}{L_{o2}} \cdot t + \frac{I_{L1}(m)}{N} \quad (34)$$

A corrente no enrolamento primário é dada por (35):

$$i_1 = i_{L1} - N \cdot i_{oF} \quad (35)$$

A corrente no diodo *boost* neste momento é (36):

$$i_{oB} = 0 \quad (36)$$

Substituindo (33) e (34) em (35) é encontrado i_1 (37):

$$i_1 = \left(\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right) \cdot \frac{V_i}{L_{o2}} + \frac{N \cdot V_{oF}}{L_{o2}} \right) t \quad (37)$$

Considerando que a corrente na chave i_{Si} é igual a i_1 pode-se considerar a equação (37) como (38):

$$i_{Si} = \left(\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right) \cdot \frac{V_i}{L_{o2}} + \frac{N \cdot V_{oF}}{L_{o2}} \right) t \quad (38)$$

Esta etapa possui a duração definida por (39).

$$t_1 - 0 = D_1 T_S = \frac{I_{L1(m)} \cdot L_{o2}}{N(NV_i + V_{oF})} \quad (39)$$

A tensão nos semicondutores é dada pelas equações (40), (41) e (42) abaixo, sendo V_{DS} a tensão na chave S_i .

$$V_{DoB} = -V_{oB} \quad (40)$$

$$V_{DoF} = 0 \quad (41)$$

$$V_{DS} = 0 \quad (42)$$

Etapa 2 (t_1 - t_2): Agora os dois diodos já encontram-se bloqueados pois a corrente i_{oF} chegou a zero, sendo a carga do circuito alimentada apenas pelo residual nos capacitores de saída, e a indutância magnetizante do indutor acoplado

começa a acumular energia como pode ser visto na Figura 28(b), sendo essa corrente dada por (43):

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} \cdot t + i_{L1}(t_1) \quad (43)$$

Considerando (44):

$$i_{L1}(t_1) = I_{L1(m)} \left(1 + \frac{L_{o2}}{L_1} \cdot \frac{V_i}{N(N \cdot V_i + V_{oF})} \right) \quad (44)$$

As correntes nos enrolamentos primário e secundário são apresentadas como (45) e (46):

$$i_1 = i_{L1} \quad (45)$$

$$i_{oF} = 0 \quad (46)$$

A corrente na chave e no diodo *boost* são (47) e (48):

$$i_{si} = i_1 \quad (47)$$

$$i_{oB} = 0 \quad (48)$$

Substituindo (44) e (43) em (45), tem-se (49):

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} \cdot t + I_{L1(m)} \left(1 + \frac{L_{o2}}{L_1} \cdot \frac{V_i}{N(N \cdot V_i + V_{oF})} \right) \quad (49)$$

A tensão nos semicondutores é (50), (51) e (52):

$$V_{DS} = 0 \quad (50)$$

$$V_{DoB} = -V_{oB} \quad (51)$$

$$V_{DoF} = -(V_{oF} + N \cdot V_i) \quad (52)$$

O tempo de duração da etapa 2 é dado por (53):

$$t_2 - t_1 = D_2 T_S = \frac{(I_{L1(M)} - I_{L1(m)})L_1}{V_i} - \frac{I_{L1(m)} \cdot L_{o2}}{N(N \cdot V_i + V_{oF})} \quad (53)$$

Agora serão apresentados os intervalos de bloqueio da chave, de forma que Figura 29 mostra as duas etapas do intervalo de desmagnetização segundo a análise feita por Dreher (2012).

Etapa 3 (t_2 - t_3): Nessa etapa a chave é bloqueada e os diodos das seções de saída começam a conduzir por estarem polarizados diretamente, sendo que D_{oB} assume a corrente i_{L1} no instante t_2 pois a corrente i_{oF} tem seu crescimento limitado pela indutância de dispersão L_{o2} . A corrente na saída i_{oF} cresce linearmente e a i_{oB} decresce. Já no instante t_3 a corrente i_{oF} de magnetização é transferida para o secundário do indutor acoplado e a corrente i_{oB} na saída boost chega a zero.

A corrente de magnetização é dada pela equação (54) abaixo, onde $I_{L1(M)}$ é o máximo valor dessa corrente:

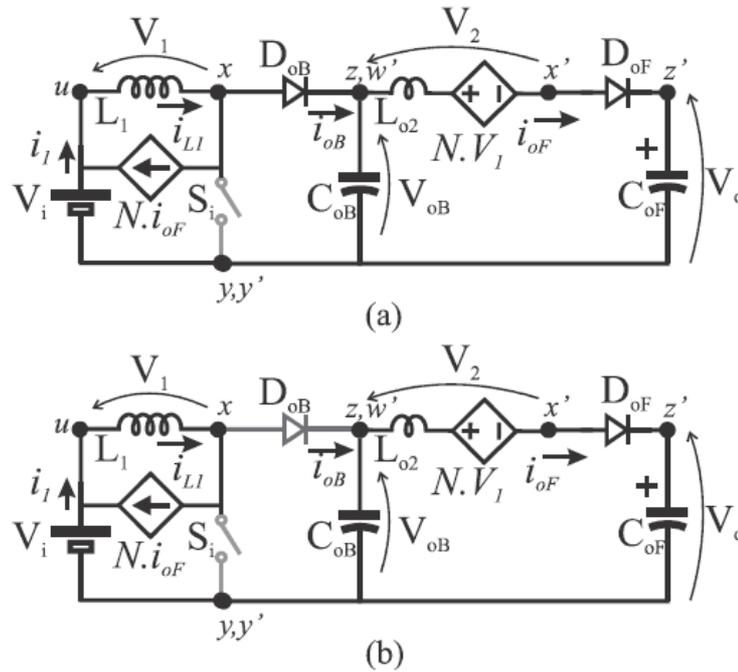


Figura 29 – Intervalo de desmagnetização do conversor *boost-flyback* cascata: (a) etapa 3 (t_2-t_3); (b) etapa 4 (t_3-t_4)
Fonte: Dreher (2012).

$$i_{L1} = \frac{V_i - V_{oB}}{L_1} \cdot t + I_{L1(M)} \quad (54)$$

As correntes presentes no primário e secundário do indutor são dadas pelas equações (55) e (56).

$$i_1 = i_{L1} - N \cdot i_{oF} \quad (55)$$

$$i_{oF} = - \left(\frac{N(V_i - V_{oB}) + V_{oF}}{L_{o2}} \right) \cdot t \quad (56)$$

Aplicando (54) e (56) em (55), obtém-se a equação (57):

$$i_1 = \frac{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right) (V_i - V_{oB}) + N \cdot V_{oF}}{L_{o2}} \cdot t + I_{L1(M)} \quad (57)$$

A corrente no diodo *boost* e na chave S_i nesse instante é dada por (58) e (59):

$$i_{oB} = i_1 \quad (58)$$

$$i_{si} = 0 \quad (59)$$

Da equação (58) e (57) encontra-se então (60).

$$i_{oB} = \frac{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2\right)(V_i - V_{oB}) + N \cdot V_{oF}}{L_{o2}} \cdot t + I_{L1(M)} \quad (60)$$

A tensão nos semicondutores é dada por (61), (62) e (63).

$$V_{DS} = V_{oB} \quad (61)$$

$$V_{D_{oB}} = 0 \quad (62)$$

$$V_{D_{oF}} = 0 \quad (63)$$

O tempo de duração dessa etapa é dada por (64):

$$t_3 - t_2 = D_3 \cdot T_S = \frac{-I_{L1(M)} \cdot L_{o2}}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2\right)(V_i - V_{oB}) + N \cdot V_{oF}} \quad (64)$$

Etapa 4 (t_3-t_S): Essa etapa é descrita pelo circuito da Figura 29(b), neste instante t_3 é bloqueado o diodo D_{oB} fazendo que a saída *boost* não transfira mais energia para o capacitor de sua saída levando então a corrente i_1 a zero. A corrente i_{oF} linearmente decresce e é definida pela razão da corrente i_{L1} de magnetização pela relação de transformação N do indutor acoplado. A corrente de magnetização é dada por (65):

$$i_{L1} = -\frac{V_{oF}}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2\right)\frac{L_1}{N}} \cdot t + i_{L1}(t_3) \quad (65)$$

Onde a corrente $i_{L1}(t_3)$ é dada pela relação (66):

$$i_{L1}(t_3) = \frac{V_i - V_{oB}}{L_1} \left(\frac{-I_{L1(M)}L_{o2}}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2\right)(V_i - V_{oB}) + N \cdot V_{oF}} \right) + I_{L1(M)} \quad (66)$$

A corrente do primário (67):

$$i_1 = 0 \quad (67)$$

E a corrente no secundário (68):

$$i_{oF} = -\frac{V_{oF}}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2\right)L_1} \cdot t + i_{oF}(t_3) \quad (68)$$

Considerando que o termo $i_{oF}(t_3)$ é igual a (69):

$$i_{oF}(t_3) = I_{L1(M)} \cdot \frac{N(V_i - V_{oB}) + V_{oF}}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2\right)(V_i - V_{oB}) + N \cdot V_{oF}} \quad (69)$$

As correntes no diodo *boost* e na chave são nulas nas equações (70) e (71).

$$i_{oB} = 0 \quad (70)$$

$$i_{si} = 0 \quad (71)$$

O tempo de duração desta etapa é dado por (72):

$$T_S - t_3 = D_4 \cdot T_S = T_S - (D_1 \cdot T_S - D_2 \cdot T_S - D_3 \cdot T_S) \quad (72)$$

Aplicando as equações (39), (53), (64) em (72) tem-se (73):

$$T_S - t_3 = D_4 \cdot T_S = T_S - \left[I_{L1(M)} \left(\frac{L_1}{V_i} - \frac{L_{o2}}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right) (V_i - V_{oB}) + N \cdot V_{oF}} \right) - I_{L1(m)} \cdot \frac{L_1}{V_i} \right] \quad (73)$$

Por final a tensão nos semicondutores (74), (75) e (76).

$$V_{DoF} = 0 \quad (74)$$

$$V_{DS} = V_i + \frac{N \cdot V_{oF}}{\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2} \quad (75)$$

$$V_{DoB} = V_i + \frac{N \cdot V_{oF}}{\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2} - V_{oB} \quad (76)$$

Na Figura 30 podem ser visualizadas as formas de onda do conversor *boost-flyback* cascata com cada uma de suas etapas descritas. Dreher (2012) faz também em sua dissertação a análise do ganho estático para cada topologia, o que não será apresentado neste trabalho, apenas é descrita a seguir a equação encontrada por ele para o ganho, a qual vem da análise do circuito sendo utilizada a equação descrita (29) para encontrar a relação abaixo (77):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \cdot \left(1 + \frac{I_{L1(M)} \cdot L_{o2}}{V_i \cdot T_S} \cdot \frac{\left(\frac{I_{L1(M)}}{I_1} \cdot \left(\frac{ND+1}{2} \right) - 1 \right)}{\left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right)} \right) + \frac{ND}{(1-D)} \cdot \left(1 + \frac{L_{o2}}{N^2 L_1} - \frac{I_{L1(M)} \cdot L_{o2}}{V_i \cdot T_S} \cdot \frac{1}{N(1-D)} \right) \quad (77)$$

Onde L_{o2} é a indutância de dispersão do indutor acoplado, calculado a partir da equação (78):

$$L_{o2} = N^2 \cdot L_{K1} \quad (78)$$

Considerando que L_{K1} é a indutância de dispersão refletida ao primário (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1998). É perceptível que essa indutância de dispersão altera o valor do ganho final do circuito, sendo que quando a considera igual a zero o ganho estático do conversor fica na forma da equação abaixo (79):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + ND}{1 - D} \quad (79)$$

Dreher (2012) faz também uma análise dos esforços de corrente e tensão nos componentes utilizados, sendo descrito em seguida somente os esforços de corrente relacionados aos enrolamentos do indutor acoplado. Primeiramente foi realizada a análise da corrente no enrolamento primário, sendo a corrente máxima de entrada definida pela substituição de (57) em (54) que resulta em (80):

$$I_{1(M)} = I_{L1(M)} \quad (80)$$

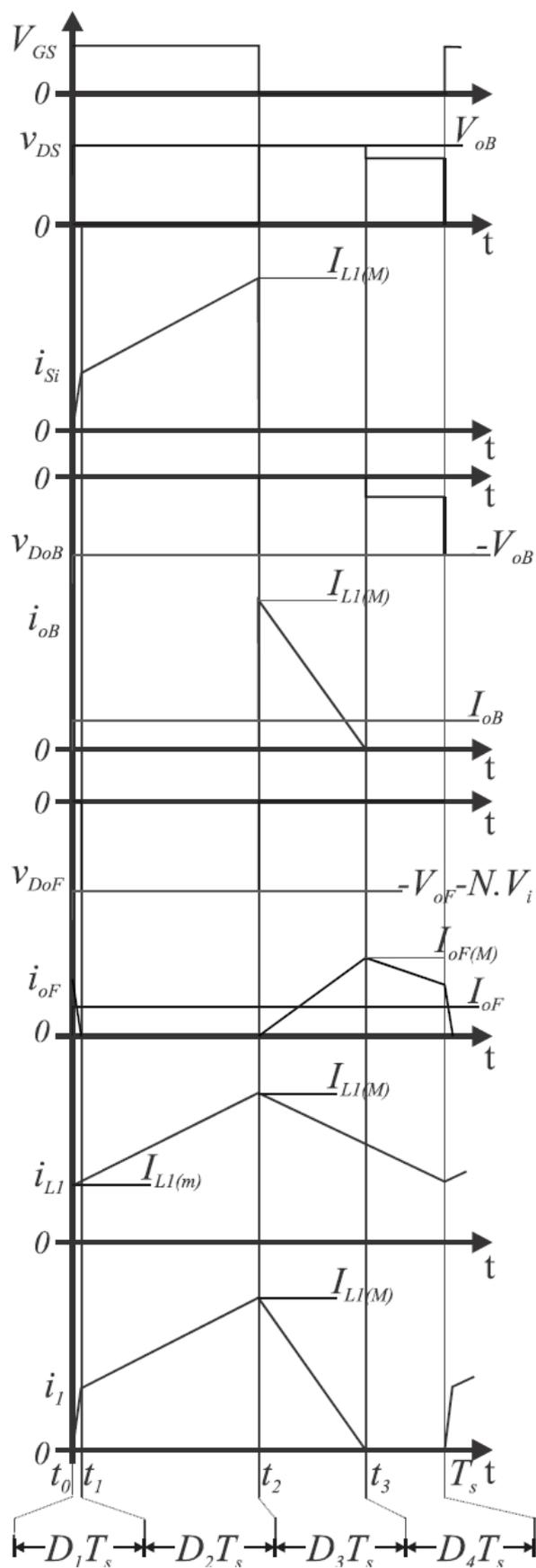


Figura 30 – Formas de onda do conversor *boost-flyback* cascata nos períodos de chaveamento
 Fonte: Dreher (2012).

A corrente média na entrada é dada por (81):

$$I_{1(avg)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_1 dt \quad (81)$$

A equação acima pode ser descrita para as etapas de operação como (82):

$$I_{1(avg)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} i_1 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_1 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_1 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_3}^{T_S} i_1 dt \quad (82)$$

Assim pode se dizer que a corrente média é (83).

$$\begin{aligned} I_{1(avg)} = \frac{1}{T_S} & \left(\left(\frac{K_1}{L_{o2}} + \frac{V_i}{L_1} \right) \frac{t_1^2}{2} \right) \\ & + \frac{1}{T_S} \left(\frac{V_i}{L_1} \cdot \frac{(t_2 - t_1)^2}{2} + K_2 I_{L1(m)} (t_2 - t_1) \right) \\ & + \frac{1}{T_S} \left((K_3 + K_4) \frac{(t_3 - t_2)^2}{2} + I_{L1(M)} (t_3 - t_2) \right) \end{aligned} \quad (83)$$

Sendo as constantes k1, k2, k3 e k4 na equação descrita, definidas como (84), (85), (86) e (87):

$$K_1 = N(N \cdot V_i + V_{oF}) \quad (84)$$

$$K_2 = 1 + \frac{L_{o2}}{L_1} \cdot \frac{V_i}{K_1} \quad (85)$$

$$K_3 = \left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right) \frac{(V_i - V_{oB})}{L_{o2}} \quad (86)$$

$$K_4 = N \cdot \frac{V_{oF}}{L_{o2}} \quad (87)$$

A corrente eficaz é dada por (88):

$$I_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_1^2 dt} \quad (88)$$

A equação pode ser descrita para as etapas de operação (89):

$$I_{1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} i_1^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_1^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_1^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_3}^{T_S} i_1^2 dt} \quad (89)$$

Sendo cada elemento da equação acima definido como (90), (91), (92) e (93):

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} i_1^2 dt = \frac{\left(\frac{K_1}{L_{O2}} + \frac{V_i}{L_1}\right)^2 t_1^3}{3} \quad (90)$$

$$\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_1^2 dt = \left(\frac{V_i}{L_1}\right)^2 \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + K_2 I_{L1(m)} (t_2 - t_1) \cdot \left(\frac{V_i}{L_1} \cdot (t_2 - t_1) + K_2 I_{L1(m)}\right) \quad (91)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_1^2 dt &= \frac{(K_3 + K_4)^2 (t_3 - t_2)^3}{3} \\ &+ I_{L1(M)} (t_3 - t_2) \left((K_3 + K_4) (t_3 - t_2) + I_{L1(M)} \right) \end{aligned} \quad (92)$$

$$\frac{1}{T_S} \int_{t_4}^{T_S} i_1^2 dt = 0 \quad (93)$$

Com as equações (90) a (93) é possível encontrar o valor médio da corrente.

A partir desse processo é encontrado o valor de corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado, sendo essa corrente igual a I_{OF} , e esse valor máximo igual a (94):

$$I_{OF(M)} = i_{OF}(t_3) \quad (94)$$

O valor médio da corrente é dado por (95):

$$I_{oF(avg)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{oF} dt \quad (95)$$

Para as quatro etapas de operação a equação fica (96):

$$I_{oF(avg)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} i_{oF} dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_{oF} dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_{oF} dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_3}^{T_S} i_{oF} dt \quad (96)$$

Então, tem-se (97):

$$I_{oF(avg)} = \frac{1}{T_S} \left(\left(\frac{-K_1 \cdot t_1}{2L_{o2}} + I_{L1(m)} \right) \left(\frac{t_1}{N} \right) \right) + \frac{1}{T_S} \left(-K_5 \frac{(t_3 - t_2)^2}{2} \right) + \frac{1}{T_S} \left(\frac{-K_6(T_S - t_3)}{2} + \dots \frac{K_5 \cdot I_{L1(M)}}{K_3 + K_4} \right) (T_S - t_3) \quad (97)$$

Onde as constantes k5 e k6 são definidas como (98) e (99):

$$K_5 = \frac{N \cdot (V_i + V_{oB}) + V_{oF}}{L_{o2}} \quad (98)$$

$$K_6 = \frac{V_{oF}}{L_1 \left(\frac{L_{o2}}{L_1} + N^2 \right)} \quad (99)$$

Já o valor eficaz da corrente vem da equação (100).

$$I_{oF(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{oF}^2 dt} \quad (100)$$

Para as etapas de operação a equação acima fica como (101):

$$I_{oF(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} i_{oF}^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_{oF}^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_{oF}^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_3}^{T_S} i_{oF}^2 dt} \quad (101)$$

Definindo cada estágio (102), (103), (104) e (105):

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} i_{oF}^2 dt = \left(\frac{K_1}{N \cdot L_{o2}} \right)^2 \cdot \frac{t_1^3}{3} + \frac{K_1 I_{L1(M)} t_1}{N \cdot L_{o2}} \left(1 + \frac{K_1 t_1}{L_{o2} \cdot N} \right) \quad (102)$$

$$\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_{oF}^2 dt = 0 \quad (103)$$

$$\frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_{oF}^2 dt = K_5^2 \cdot \frac{(t_3 - t_2)^3}{3} \quad (104)$$

$$\frac{1}{T_S} \int_{t_4}^{T_S} i_{oF}^2 dt = K_6 \frac{(T_S - t_3)^3}{3} + \frac{K_5 I_{L1(M)}}{K_3 + K_4} (T_S - t_3) \left(K_6 (T_S - t_3) + \frac{K_5 I_{L1(M)}}{K_3 + K_4} \right) \quad (105)$$

A partir da substituição das equações (102), (103), (104) e (105) em (101) é possível encontrar o valor eficaz da corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado.

2.2.3.2 Indutores Acoplados

Em conversores CC-CC é possível ter a elevação no valor final da tensão a partir do uso de um transformador ou de outro elemento magnético que possua mais de um enrolamento, que pode ser um indutor acoplado, sendo que o mesmo núcleo neste componente é compartilhado entre estágios de um mesmo circuito. Segundo Erickson (2000) esses indutores possuem dois ou mais enrolamentos e são semelhantes a transformadores em sua forma construtiva. As suas funções básicas no circuito conversor podem ser as de aumento da tensão entre os enrolamentos atuando no valor do ganho estático e no aumento ou diminuição do tempo de variações nas tensões e correntes (HART, 2012).

Na Figura 31 pode ser visto o modelo básico de um transformador sendo este ideal, usado na maioria dos conversores estáticos podendo este modelo ser usado para definir o indutor acoplado. O ponto acima das bobinas é convencionalizado

para mostrar a polaridade entre elas, sendo que quando a tensão no ponto de um lado é positiva no outro é convencionalizado que será também positiva, e quando corrente entra em um dos pontos (primário) ela deve sair pelo outro na bobina secundária. Na Figura 31(d) é mostrado o modelo mais utilizado, o qual suprime os valores das resistências r_1 , r_2 e r_m e as indutâncias L_1 e L_2 , mas inclui a indutância de magnetização L_m , pois como visto na seção 2.2.3.1, este parâmetro é muito importante nos modelos dos projetos de conversores e indutores acoplados. As equações (106) e (107) mostram as relações ideais de entrada e saída de tensão e corrente no componente (HART, 2012).

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (106)$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (107)$$

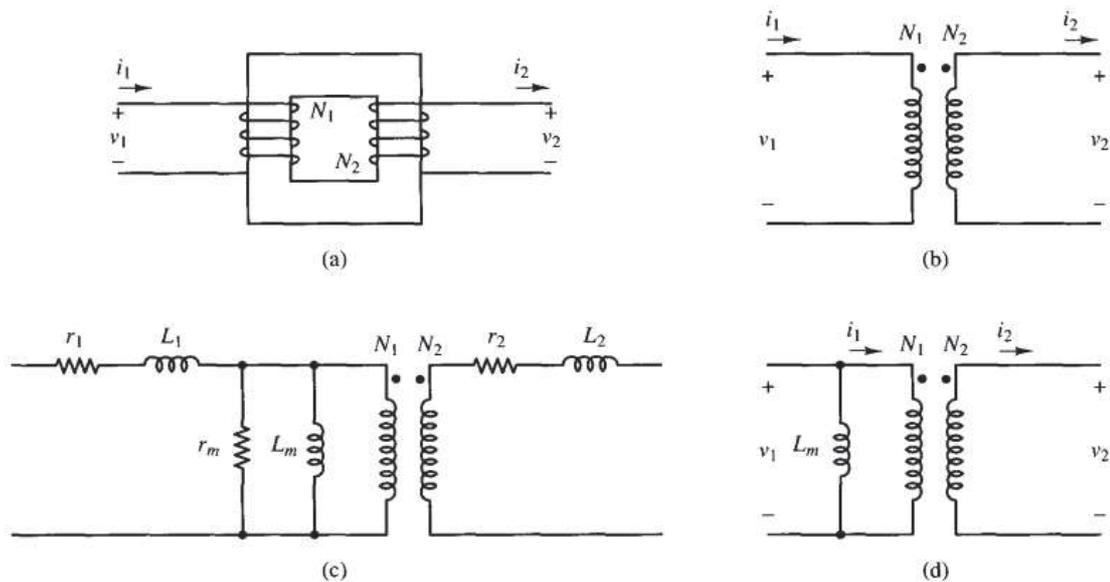


Figura 31 – Modelo do transformador: (a) Modelo do transformador, (b) modelo ideal, (c) modelo completo, (d) modelo usado em vários circuitos de eletrônica de potência
 Fonte: Hart (2012).

Segundo Hart (2012) o funcionamento periódico da corrente e tensão em um conversor que usa um indutor ou transformador, depende de que seu fluxo magnético retorne ao seu valor inicial e final a cada novo período de chaveamento, pois caso isso não ocorra pode surgir o fenômeno de saturação magnética.

Kosai et al. (2009) indica que para ter conversores com um melhor funcionamento, uma melhor flexibilidade e um menor custo, deve ser observada a otimização nos componentes magnéticos associados a eles. Nos projetos de conversores, o funcionamento satisfatório deles depende da redução dos problemas inseridos no sistema pelos componentes magnéticos que operam em frequências elevadas.

Barbi, Font e Alves (2012) explana que os indutores ou elementos magnéticos inserem no circuito de conversão vários elementos parasitas não ideais como indutância de dispersão, capacitâncias entre espiras e enrolamentos, fenômenos que trazem resultados não desejados no funcionamento do sistema como, por exemplo, elevados valores de perdas, altos picos de corrente, picos de tensão nos semicondutores e até emissão de ruídos por interferências eletromagnéticas conduzidas e irradiadas.

No decorrer deste trabalho serão discutidas formas e uma metodologia de projeto de indutores acoplados, que escolha componentes adequados a partir de diferentes geometrias para o uso em determinada topologia de conversor estático de energia.

3 METODOLOGIA E PROCEDIMENTOS

3.1 MÉTODOS DE PESQUISA

Para o desenvolvimento do trabalho é proposto o procedimento descrito na Figura 32.

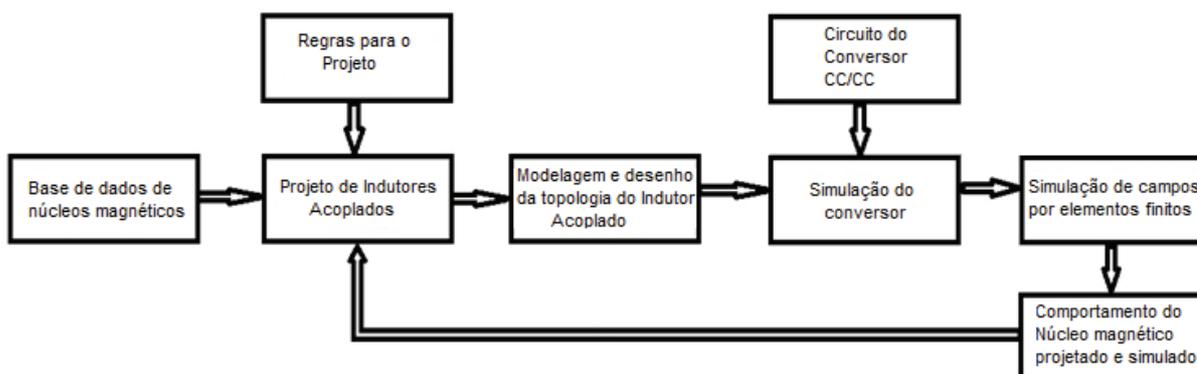


Figura 32 – Diagrama de blocos dos procedimentos
Fonte: Autoria própria (2013).

Como pode ser observada na Figura 32, o processo de projeto de indutores acoplados se inicia com a construção de uma base de dados de núcleos de ferrite, na qual serão inseridas basicamente as dimensões geométricas dos núcleos, valores de seu peso e principalmente as características magnéticas. Também devem ser definidas as regras para o projeto de indutores, isto é, a caracterização do que se deseja ter no componente para se fazer o projeto e conseguir um valor base de uma constante geométrica, utilizada como referência para determinar os núcleos apropriados. Essas informações serão utilizadas pelo programa de projeto de indutores que irá fornecer informações dos melhores núcleos a serem testados para o caso, considerando os que possuam valores mais próximos da constante geométrica e que possuam um menor valor no peso total da estrutura.

Na continuação será feita a modelagem dos núcleos selecionados utilizando o programa EFCAD® (*Electromagnetic Field Computer Aided Design*), um programa de cálculo de campos magnéticos pelo método de elementos finitos (MEF) em 2D. Os cálculos de distribuição de campos magnéticos e elétricos seguem equações diferenciais parciais de segunda ordem, onde a solução analítica é de difícil obtenção, por isso foi desenvolvido o MEF, o qual se baseia na ideia de discretizar a

estrutura analisada, ou seja, dividi-la em pequenos pedaços chamados de elementos finitos (BASTOS, 2008). A partir do uso desta importante ferramenta, onde a estrutura em questão é dividida em pequenos elementos, se cria uma malha com vários vértices ou nós, na qual se calcula os campos magnéticos, e permite-se a visualização da distribuição dos campos dentro do núcleo sendo possível verificar o nível de saturação nas diversas partes do núcleo (ROEL ORTIZ et al., 2001).

Para cada tipo de núcleo escolhido será iniciado o processo de simulação, obtendo diferentes resultados no funcionamento para as tensões impostas pelo conversor. Uma análise será feita nos resultados obtidos para levantar o perfil dos indutores acoplados tão bem como se os mesmos não trabalham em regiões de saturação.

3.2 PLANO DE TRABALHO

O trabalho se inicia a partir do conversor CC-CC já descrito, focando no que diz respeito ao elemento magnético utilizado. A partir disso será feito o estudo das estratégias de projeto de indutores encontrados na literatura, seguindo-se pelo estabelecimento dos critérios para se propor uma metodologia para o projeto otimizado do componente e estipular valores para as grandezas envolvidas no processo, como as correntes de operação, perdas no cobre toleráveis, densidade de fluxo magnético máxima e a indutância de magnetização. A partir desses dados podem-se ter parâmetros para o projeto do indutor acoplado.

Na continuação, será desenvolvido e implementado, através de um programa de computador, uma metodologia de escolha dos melhores componentes magnéticos possíveis de uso para o estudo de caso. Este programa irá procurar núcleos com geométrica adequada seguindo um valor previamente calculado, com tamanho reduzido, sem saturação e que ofereça um funcionamento adequado à aplicação do conversor. A partir da análise do programa será feito um *ranking* dos núcleos aptos a serem utilizados, e assim possível junto a base de núcleos de ferrite obter as características dos escolhidos, e para eles calcular outros parâmetros importantes como tamanho do entreferro, número de espiras, dimensões, ocupação do espaço de janela para cada enrolamento tão bem como a bitola a ser usada por

cada um.

Na sequência, será abordada a etapa da simulação desse componente partindo do desenho dele utilizando o *software* EFCAD. Para tal será realizada antes a simulação do conversor no *software* PSIM®, o qual irá fornecer dados importantes para serem utilizados durante o uso do EFCAD.

No EFCAD será realizado todo o processo de simulação da distribuição dos campos, iniciando pelo desenho de cada estrutura magnética escolhida a partir de seus dados geométricos, sendo depois feita a inserção do material que constitui esta estrutura e a do espaço ao seu redor, que neste caso será o próprio ar. Outro passo importante será a inserção do valor do número de espiras para cada enrolamento e os valores de tensão nessas, obtidas da simulação do conversor via PSIM. A partir dos dados colocados no *software* será criada a malha de pontos a serem consideradas no cálculo pelo MEF, que irá finalmente mostrar de uma forma gráfica como fica a distribuição das linhas dos campos como a intensidade desses em cada local do núcleo magnético testado.

A última etapa corresponde à avaliação dos resultados obtidos da simulação, buscando validar os núcleos escolhidos para a aplicação no conversor e que os mesmos não apresentem valores de saturação em seu regime de trabalho.

4 DESENVOLVIMENTO DO INDUTOR ACOPLADO

4.1 METODOLOGIA PARA O DESENVOLVIMENTO

No processo de conversão de energia em conversores é necessário o uso de indutores como filtros, transformadores ou indutores acoplados, assim eles apresentam um grande efeito sobre a eficiência e desempenho no sistema como um todo. O desenvolvimento de melhorias é necessário para se alcançar a otimização desse componente, pois este possui grande importância em todo o peso do circuito, na eficiência na conversão de potência e no custo final (KOSAI et al., 2009; MCLYMAN, 2004).

Segundo McLyman (2004) existem algumas restrições importantes a serem observadas no desenvolvimento de componentes magnéticos, como a potência de saída P_0 , a capacidade do enrolamento secundário de entregar a energia processada para a carga, o aumento da temperatura no componente em determinado ambiente que o mesmo trabalha, e a escolha correta do material a ser utilizado no núcleo dependente da frequência de trabalho. Mas não é possível a otimização de todos os parâmetros do componente em um único estilo de projeto adotado, pela iteração que existe entre as várias variáveis e suas interdependências, como exemplo citado por McLyman (2004), que caso seja necessário a redução no peso e volume, um dos dois parâmetros deverá ser tomado como mais importante, pois em aplicações onde é grande a frequência de operação não se pode reduzir ambos, com a então possibilidade de se reduzir a eficiência do sistema.

Por anos os projetistas e fabricantes de componentes magnéticos procuram formas de desenvolvimento mais econômicas e com maior precisão de seus produtos, assim atribuíram códigos numéricos para seus núcleos que os permitia assimilar e melhorar a escolha de um componente para determinada aplicação, e ajuda-los a listar em catálogos as grandezas dimensionais e elétricas dos núcleos. Esse método usado pode ser feito assimilando a cada núcleo um número advindo do produto entre a área da janela (W_A) e da área transversal do núcleo (A_C), que podem ser vistas na Figura 33, o que gera o chamado Produto da Área (A_P), que descreve as duas grandezas geométricas do núcleo dadas em cm^4 ,

que condiz a multiplicação das duas unidades em cm^2 . Outra maneira de se obter um determinado núcleo é pelo cálculo de outro valor que é a constante geométrica do núcleo (K_g), que é relativamente uma forma nova de se obter uma constante relacionada à geometria do núcleo, dada em cm^5 , sendo que essa variável ainda não consta em todos os manuais de fabricantes (MCLYMAN; T., 2004).

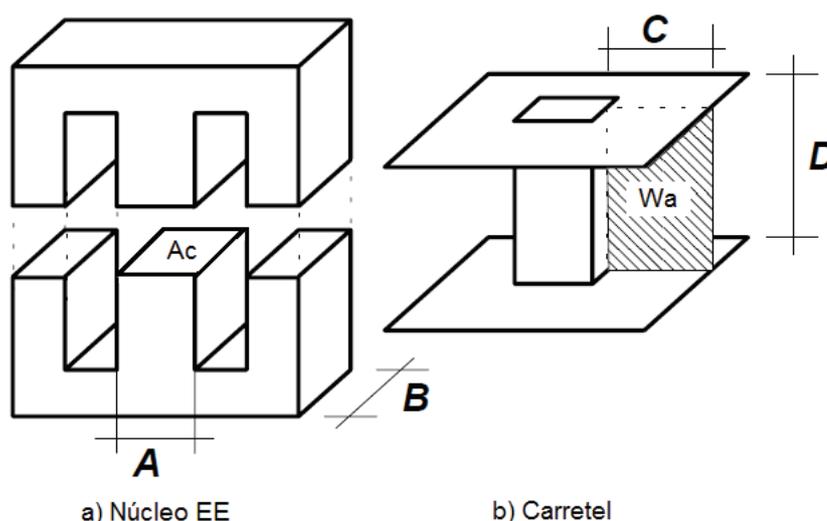


Figura 33 – (a) Núcleo EE mostrando a área do núcleo e (b) carretel mostrando a área de janela
Fonte: Adaptado de Barbi, Font e Alves (2002).

Erickson (2000) demonstra o desenvolvimento de elementos magnéticos em circuitos conversores de energia a partir da escolha do método onde se deseja encontrar o valor de K_g , o qual tem o objetivo de obter a indutância requerida, evitar a saturação do núcleo e obter pequena perda no cobre através de uma baixa resistência CC dos enrolamentos. Esse método pode ser usado para o desenvolvimento de indutores utilizados como filtros, para transformadores e indutores acoplados, lembrando que com o uso de indutores acoplados existe a possibilidade de em um mesmo componente poder se agrupar vários enrolamentos, podendo se ter um conversor com uma entrada e várias saídas.

O método K_g consiste em uma medida do efetivo tamanho do núcleo magnético, tendo como restrições iniciais a serem levadas em conta as perdas no cobre P_{cu} e a resistência nos enrolamentos, sendo necessário ter conhecimento do valor da máxima densidade de fluxo $B_{máx}$, que é encontrada a partir do material que será escolhido para o núcleo. A partir de calculado o K_g é necessário encontrar um núcleo que tenha esse valor próximo o suficiente para a aplicação, levando em conta

também o uso se necessário de um entreferro, a quantidade de espiras necessárias e o tamanho da bitola dos fios (ERICKSON, 2000). Considera-se o desenvolvimento a partir das equações descritas a seguir, onde a equação (108) mostra as perdas no cobre consideradas, sendo utilizada a resistência dos enrolamentos e a corrente RMS que passa pelo indutor.

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R \quad (108)$$

A Figura 34 mostra um componente magnético genérico e seu análogo elétrico, onde se encontra no equivalente as relutâncias do caminho magnético, que são descritas como a do núcleo \mathfrak{R}_c e do entreferro \mathfrak{R}_g , dadas pelas equações (109) e (110), onde l_c é o comprimento do caminho magnético no núcleo, l_g é o caminho pelo entreferro, A_c a área transversal do núcleo, μ_c a permeabilidade do núcleo e μ_0 a permeabilidade do ar.

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c \cdot A_c} \quad (109)$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_c} \quad (110)$$

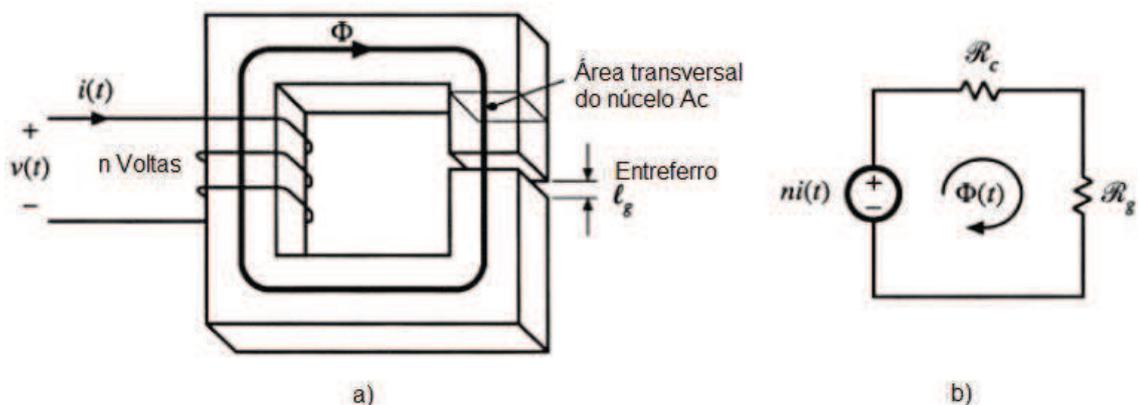


Figura 34 – (a) Geometria de um indutor (b) circuito magnético
Fonte: Adaptado de Barbi, Font e Alves (2002).

Para o circuito da Figura 34(b) encontra-se (111):

$$n.i = \Phi(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g) \quad (111)$$

Que pode ser simplificada, pois a relutância do núcleo é muito menor do que a do entreferro, então a equação (111) fica aproximada por (112).

$$n.i \approx \Phi.\mathfrak{R}_g \quad (112)$$

A equação do fluxo é dada por (113).

$$\Phi = B.A_c \quad (113)$$

Erickson (2000) mostra que a máxima densidade de fluxo $B_{m\acute{a}x}$ ocorre quando o componente magnético opera com uma corrente de pico $I_{m\acute{a}x}$, e para o desenvolvimento de um bom componente deve-se ter esse valor de densidade de fluxo menor do que o de saturação do núcleo B_{Sat} . Substituindo (113) em (112) obtém se (114).

$$n.i = B A_c \mathfrak{R}_g \quad (114)$$

Considerando os valores de pico na equação encontra-se (115).

$$n.I_{m\acute{a}x} = B_{max}A_c \mathfrak{R}_g \quad (115)$$

Substituindo (110) em (115), obtêm-se (116):

$$n.I_{m\acute{a}x} = B_{max} \cdot \frac{l_g}{\mu_0} \quad (116)$$

Nesse caso genérico é realizado o cálculo para um simples indutor, assim sua indutância é dada por (117).

$$L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_g} = \frac{\mu_0 A_c n^2}{l_g} \quad (117)$$

Outro fator importante para o projeto é a área do enrolamento dentro do espaço da janela, que é dada pela análise dos condutores dentro da janela, considerando a área transversal do condutor A_w , e no caso de o enrolamento tiver n -voltas de fios a área de cobre é dada por (118), sendo feita também a análise do espaço da área da janela W_A e do fator de ocupação da janela também chamado de fator de preenchimento K_u , que juntos como descrito em (119) mostram o espaço disponível para os condutores do enrolamento. Na Figura 35 é visto os condutores dispostos na área de janela.

$$n \cdot A_w \quad (118)$$

$$K_u \cdot W_A \quad (119)$$

Para o correto preenchimento é importante que (119) seja maior ou igual que (118) como visto em (120).

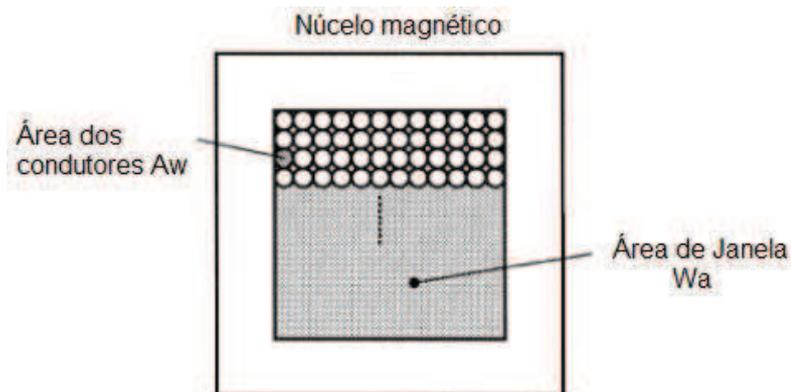


Figura 35 – Preenchimento da área de janela do núcleo pelos condutores
Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

$$K_u \cdot W_A \geq n \cdot A_w \quad (120)$$

Após isso, Erickson (2000) encontra uma relação para a resistência dos enrolamentos, primeiramente tomando a equação (121), onde l_b indica o comprimento do fio, ρ indica a resistividade do condutor e A_w a área transversal do condutor. O comprimento do fio em n-voltas é dado por (122), sendo MLT o comprimento médio por voltas do enrolamento que é uma função da geométrica do núcleo.

$$R = \rho \cdot \frac{l_b}{A_w} \quad (121)$$

$$l_b = n \cdot (MLT) \quad (122)$$

Substituindo (122) em (121), tem-se (123):

$$R = \rho \cdot \frac{n(MLT)}{A_w} \quad (123)$$

A partir das restrições ao componente em desenvolvimento dadas pelas equações (116), (117), (120) e (123), que envolvem as quantias $I_{m\acute{a}x}$, μ_0 , $B_{m\acute{a}x}$, K_u , ρ , L e R que são especificadas em projeto ou conhecidas, as quantias W_A , A_c e MLT que são relacionadas da geometria do núcleo e as quantias l_g , n e A_w que são desconhecidas, Erickson (2000) encontrou a relação (124), que elimina as grandezas desconhecidas já descritas acima. A equação abaixo relaciona a sua esquerda apenas os valores que estão relacionados com a geometria do núcleo, e a sua direita as especificações conhecidas.

$$\frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} \geq \frac{\rho \cdot L^2 I_{m\acute{a}x}^2}{B_{m\acute{a}x}^2 R K_u} \quad (124)$$

A relação à esquerda da equação (124) é chamada então de K_g , que como descrita é a constante geométrica (125). Essa constante depois de definida é usada para encontrar, a partir de tabelas comerciais de núcleos de ferrite com os valores geométricos de núcleos, um componente que se assemelhe com o

desejado, mesmo que algumas questões são deixadas de lado nesta abordagem como, as perdas por corrente Foucault, o aumento da temperatura, os detalhes do isolamento dos fios e também o arredondamento feito nos números de espiras utilizadas nos enrolamentos.

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} \quad (125)$$

A partir da análise para um simples indutor, é possível fazer o mesmo para o indutor acoplado, o qual pode ser desenvolvido para vários tipos de conversores, sendo considerado que agora a indutância de magnetização é um valor que vem das características do circuito do conversor sendo seu valor referenciado ao primário, o número de espiras dos enrolamentos são encontradas de acordo com a relação de transformação desejada, e na análise é também considerado o valor da máxima densidade de fluxo do material. Para o desenvolvimento de um indutor acoplado pelo método K_g é necessário que seja atendido um determinado valor de perdas no cobre, sendo que nesse caso como existem mais do que um enrolamento, cada um contribui para essas perdas, sendo também necessário com o aumento do número de enrolamentos a correta alocação de cada enrolamento na área de janela W_a . Esta alocação é feita com a reserva de uma porção de W_a para cada enrolamento, sendo α_j a fração da janela que contem o enrolamento j como mostrado na equação (126) (ERICKSON, 2000). A Figura 36 mostra como é feito esta alocação no espaço de janela do núcleo.

$$\begin{cases} 0 < \alpha_j < 1 \\ \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1 \end{cases} \quad (126)$$

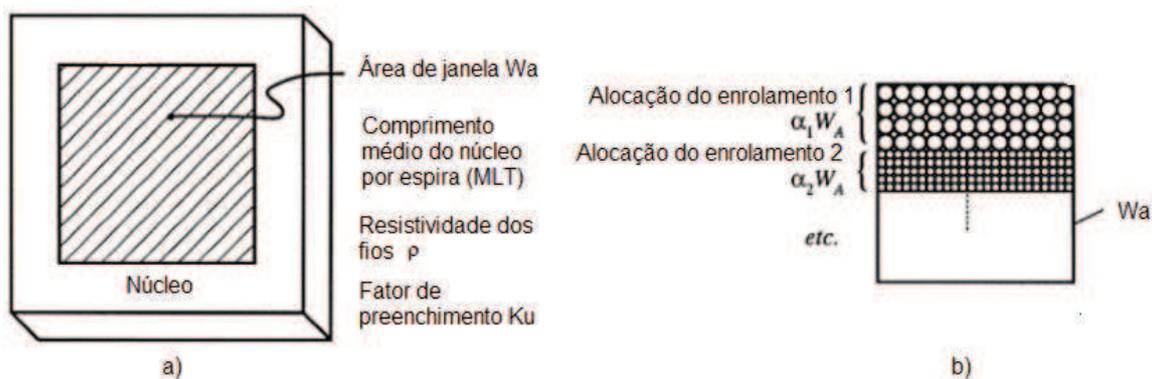


Figura 36 – a) Topologia básica de núcleo; b) alocação dos vários enrolamentos na janela do núcleo

Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

Na Figura 37 é mostrado um exemplo de um componente magnético que possui dois enrolamentos alocados em sua área de janela, os quais circundam a perna central do núcleo.

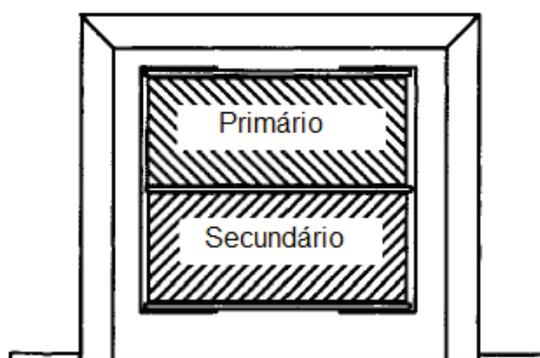


Figura 37 – Alocação dos enrolamentos em um componente magnético

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Como a análise parte da consideração das perdas no cobre, considera-se as equações já mostradas (108), (121) e (122), mas com a mudança dos valores das variáveis, os quais são determinados para um determinado enrolamento j , e considerando (127) que descreve a área transversal da bitola do fio usado no enrolamento j encontra-se (128), que é a resistividade desse enrolamento.

$$A_{Wj} = \frac{W_a K_u \alpha_j}{n_j} \quad (127)$$

$$R_j = \rho \frac{n_j^2 (MLT)}{W_a K_u \alpha_j} \quad (128)$$

Então as perdas no cobre do enrolamento j são achadas por (129):

$$P_{cu,j} = \frac{n_j^2 i_j^2 \rho(MLT)}{W_a K_u \alpha_j} \quad (129)$$

As perdas totais no cobre para um número de k enrolamentos é dada por (130):

$$P_{cu,tot} = P_{cu,1} + P_{cu,2} + \dots + P_{cu,k} = \frac{\rho(MLT)}{W_a K_u} \sum_{j=1}^k \left(\frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \right) \quad (130)$$

É observado também a otimização dos valores de α para ajudar a minimizar os valores das perdas no cobre, assim Erickson (2000) encontra a relação (131), que serve para a análise da fração da área da janela reservada para a alocação de cada enrolamento.

$$\alpha_m = \frac{n_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} n_j I_j} \quad (131)$$

Para o indutor acoplado é considerado sua corrente de magnetização $i_{LM}(t)$, tendo seu valor máximo dado por $I_{LM(M)}$ e seu valor pode ser encontrado pela expressão que relaciona as correntes nos enrolamentos como dado em (132). O circuito elétrico e magnético do componente magnético é mostrado na Figura 38. Lembrando que para este caso também se deseja a escolha de uma densidade de fluxo máxima menor do que a densidade de fluxo de saturação B_{Sat} .

$$i_{LM}(t) = i_1(t) + \frac{n_2}{n_1} i_2(t) + \dots + \frac{n_k}{n_1} i_k(t) \quad (132)$$

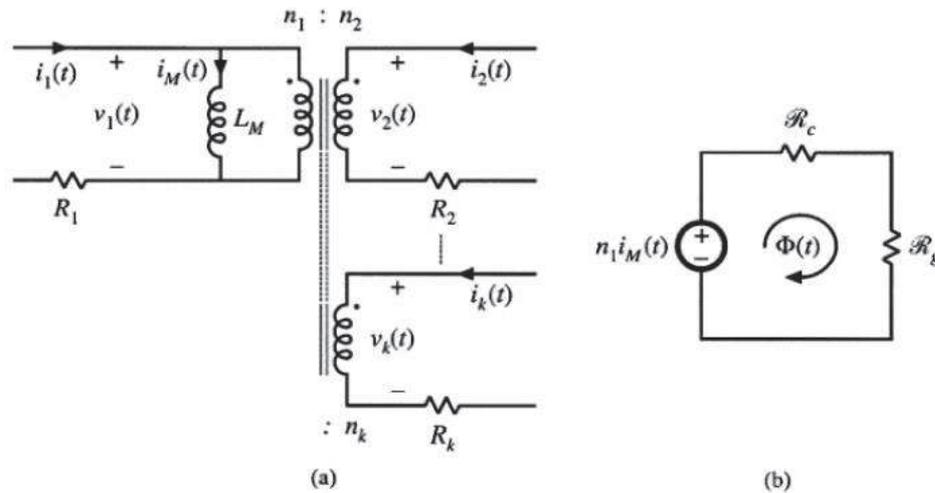


Figura 38 – a) Circuito do modelo elétrico do indutor acoplado com k-enrolamentos; b) Circuito magnético

Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

A partir das equações já descritas no modelo de um indutor simples, é feita a mesma análise para o circuito magnético da Figura 36 (b), onde Erickson (2000) encontra as equações (133) e (134) considerando que os valores são referenciados ao enrolamento primário n_1 .

$$n_1 i_{LM}(t) = B(t) A_c R_g \quad (133)$$

$$n_1 I_{LM(M)} = B_{m\acute{a}x} A_c R_g = B_{m\acute{a}x} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (134)$$

A indutância de magnetização é referenciada ao enrolamento primário dada por (135).

$$L_M = \frac{n_1^2}{R_g} = n_1^2 \frac{A_c \mu_0}{l_g} \quad (135)$$

Na análise das equações dadas, Erickson (2000) encontra a equação (136), que descreve as perdas totais do cobre para um indutor acoplado.

$$P_{cu} = \frac{\rho (MLT) n_1^2 I_{tot}^2}{K_u W_a} \quad (136)$$

Sendo a I_{tot} dada pela soma das correntes RMS dos enrolamentos referenciados ao primário dada por (137) abaixo.

$$I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_i} I_j \quad (137)$$

Das relações descritas acima para um indutor acoplado, é eliminado os dados que não se tem conhecimento prévio no projeto (l_g e n_1) e encontra-se uma nova relação para P_{cu} como descreve (138).

$$P_{cu} = \frac{\rho(MLT)I_{LM(M)}^2 I_{tot}^2 L_M^2}{K_u W_a A_c^2 B_{máx}^2} \quad (138)$$

Rearranjado a equação acima, separando do lado esquerdo as grandezas que envolvem a geometria do núcleo e a direita os termos especificados Erickson (2000) encontra a relação (139).

$$\frac{W_a A_c^2}{(MLT)} = \frac{\rho I_{LM(M)}^2 I_{tot}^2 L_M^2}{K_u B_{máx}^2 P_{cu}} \quad (139)$$

Assim é possível encontrar um valor K_g no lado esquerdo da equação acima como foi feito em (125). Mas para este projeto de indutor acoplado será utilizado as tabelas de dados dos núcleos comerciais relacionadas por McLyman (2004) e listados aqui no Apêndice A deste trabalho, sendo que o autor utiliza um formato diferente da equação (139) onde o fator K_u fica no lado esquerdo da equação, mudando apenas a forma de se apresentar essa equação, que fica como em (140).

$$\frac{W_a A_c^2 K_u}{(MLT)} = \frac{\rho I_{LM(M)}^2 I_{tot}^2 L_M^2}{B_{máx}^2 P_{cu}} \quad (140)$$

Então para o projeto adequado de um indutor acoplado que opere com certa densidade de fluxo, com um dado valor de perdas no cobre e com uma determinada indutância de magnetização é preciso escolher um núcleo que satisfaça

a inequação (141).

$$K_g \geq \frac{\rho I_{LM(M)}^2 I_{tot}^2 L_M^2}{B_{m\acute{a}x}^2 P_{cu}} \quad (141)$$

É possível através da equação encontrada (141) tirar breves conclusões sobre o que ocorre quando se é mudado algum dos valores das grandezas envolvidas, as quais refletem diretamente na escolha do núcleo e assim no tamanho do componente, como por exemplo, o aumento no valor da indutância L_M a ser utilizada e também da corrente máxima $I_{LM(M)}$ de operação produz um aumento no tamanho do núcleo a ser utilizado, como que com o aumento do valor de $B_{m\acute{a}x}$ se reduz o tamanho do núcleo. Então é necessário se encontrar um material magnético que possua um maior B_{Sat} para que não se trabalhe com o núcleo em uma região saturada. Por outra observação, é visto que com o aumento da resistência dos enrolamentos e das perdas do núcleo pode-se reduzir o tamanho do núcleo, mas isso irá elevar a temperatura do componente podendo trazer perda de isolamento e diminuição da eficiência (ERICKSON, 2000).

Nesta análise feita foi considerada que as perdas no núcleo não são computadas no cálculo para o levantamento do núcleo, mas caso seja necessário é possível encontra-la. É tomada para esse calculo a curva B-H do material utilizado como visto na Figura 39, onde é possível ver a densidade de fluxo $B(t)$, expressa como uma componente CC determinada pela corrente de magnetização, mais a variação CA da amplitude de pico de ΔB , que é determinada pela corrente de ripple Δi_{LM} , e o valor máximo de $B(t)$ é dado por $B_{M\acute{a}x}$ que é a soma do valor da componente CC e CA (ERICKSON, 2000).

Como já dito antes, o material magnético é saturado quando a densidade de fluxo passa pelo valor B_{Sat} , sendo que para evitar esse problema $B_{M\acute{a}x}$ escolhido deve trabalhar em valores menores do que o de saturação.

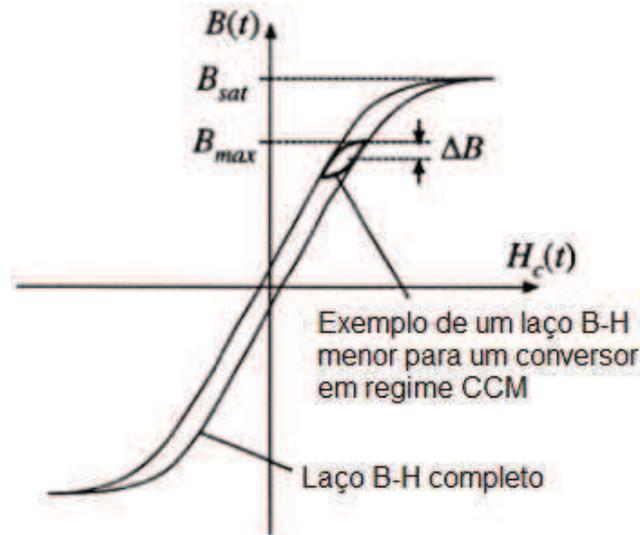


Figura 39 – Exemplo de um laço B-H onde é mostrada a variação de ΔB
Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

As perdas no núcleo são encontradas pelo valor da variação CA em B(t), sendo esse valor de ΔB encontrado a partir da solução da lei de Faraday que leva a equação (142).

$$\frac{dB(t)}{dt} = \frac{V_i}{n_1 A_C} \quad (142)$$

No primeiro período de comutação $0 < t < DT_s$ o fluxo muda em um valor de $2\Delta B$, que é dado pela variação da equação (142) vezes o tempo DT_s , como visto na equação (143).

$$\Delta B = \left(\frac{V_i}{n_1 A_C} \right) \cdot (DT_s) \quad (143)$$

Resolvendo a equação acima para ΔB utilizando A_C em cm^2 é obtida a relação abaixo:

$$\Delta B = \left(\frac{V_i DT_s}{2n_1 A_C} \right) \cdot 10^4 \quad (144)$$

Erickson (2000) mostra que a partir do valor calculado da variação da densidade de fluxo é possível, através de uma tabela do fabricante do material

magnético, relaciona-lo juntamente com a frequência de operação do circuito do conversor e assim encontrar a potência perdida a cada cm^3 do material do núcleo, como pode ser visto na Figura 40 para o material 3C81 da marca Ferroxcube.

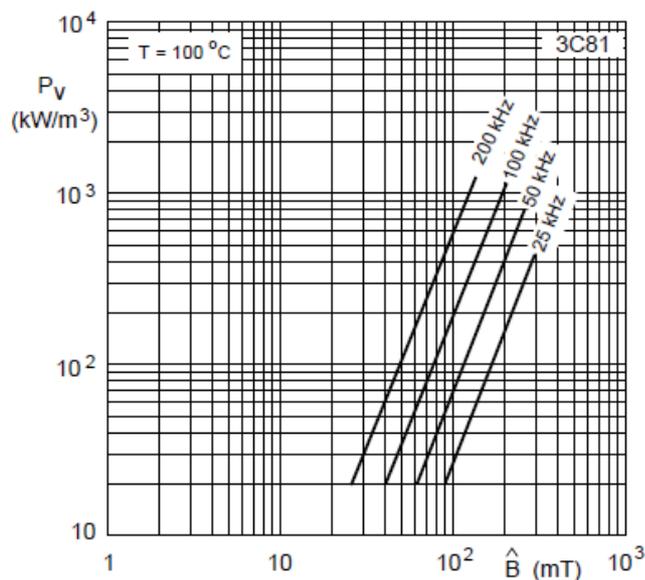


Figura 40 – Exemplo de curva para determinar as perdas no núcleo pela variação da densidade de fluxo e frequência
Fonte: Ferroxcube (2013).

As perdas totais no cobre são dadas pela equação (145), que é relacionada pela densidade de perdas vezes o volume do núcleo magnético.

$$P_{fe} = (P_v \text{ W/cm}^3) \cdot (A_c l_m) \quad (145)$$

Na maioria dos casos o valor das perdas no ferro são várias vezes menores que os valores das perdas no cobre, então elas podem ser desconsideradas em projetos de conversores que trabalhem no modo de condução contínua e que o componente magnético utilizado seja de ferrite (ERICKSON, 2000).

4.1.2 Procedimento para o Desenvolvimento do Indutor Acoplado

A seguir é mostrado como na análise feita por Erickson (2000) e descrita pelas equações acima os procedimentos a serem seguidos no projeto do indutor

acoplado. Primeiramente são tomadas as quantias que são conhecidas previamente tanto de tabelas como de condições do circuito a que será empregado o componente criado. Abaixo são relacionadas essas quantias na Tabela 1. A partir da tabela abaixo será adotado a mudança de alguns dos símbolos utilizados na descrição do processo de projeto para se adequar aos utilizados no levantamento do circuito feito na seção 2, sendo esses, $I_{LM(M)}$ que será o mesmo que $I_{L1(M)}$, e L_M que será tratado como o mesmo que L_1 .

Tabela 1 – Quantias especificadas para o projeto do indutor acoplado

Quantias especificadas	Grandeza	Unidade
Corrente RMS total dos enrolamentos referida ao primário	$I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_i} I_j$	(A)
Corrente magnetizante de pico referida ao primário	$I_{L1(M)}$	(A)
Resistividade do fio	ρ	(Ω -cm)
Permeabilidade do ar	μ_0	H/m
Relação de transformação desejada	$\frac{n_2}{n_1}, \dots, \frac{n_k}{n_1}$	-
Perdas no cobre permitidas	P_{cu}	(W)
Indutância magnetizante requerida referida ao primário	L_1	(H)
Máxima densidade de fluxo	$B_{Máx}$	(T)
Fator de preenchimento dos enrolamentos	K_u	-

Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

Na Tabela 2 são listadas as dimensões do núcleo expressas em centímetros.

Tabela 2 – Quantias referentes às dimensões do núcleo

Quantias referentes às dimensões do núcleo	Grandeza	Unidade
Área da janela do núcleo	W_a	(cm ²)
Área transversal do núcleo	A_c	(cm ²)
Comprimento médio por espira	MLT	(cm)

Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

Agora são listados os passos tomados para o projeto de um indutor acoplado já com os ajustes entre as unidades de medida:

1. Determinar o tamanho do núcleo

É feito a partir da adequação da equação (141), fazendo uma conversão de unidades na utilização de centímetros, então é usado o fator de multiplicação de 10^8 com visto abaixo em (146).

$$K_g \geq \frac{\rho L_1^2 I_{L1(M)}^2 I_{tot}^2}{B_{m\acute{a}x}^2 P_{cu}} \cdot 10^8 \text{ (cm}^5\text{)} \quad (146)$$

A resistividade ρ dos fios de cobre é $1,724 \cdot 10^{-6}$ Ω -cm em temperatura ambiente.

2. Determinar o comprimento do entreferro

É dado pela equação (147), sendo um valor aproximado não levando em conta o fluxo disperso no entreferro. O valor de l_g é dado em metros, por isso a utilização do fator 10^4 .

$$l_g = \frac{\mu_0 L_1 I_{L1(M)}^2}{B_{m\acute{a}x}^2 A_c} \cdot 10^4 \text{ (m)} \quad (147)$$

O valor de permeabilidade do ar μ_0 é de $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

3. Determinar o número espiras no enrolamento primário

Esse valor é dado por (148).

$$n_1 = \frac{L_1 I_{L1(M)}}{A_c B_{m\acute{a}x}} \cdot 10^4 \quad (148)$$

4. Determinar o número de espiras de outros enrolamentos

Aqui é utilizada a relação de transformação para encontrar as espiras para os outros enrolamentos com visto em (149).

$$n_2 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right) n_1, \quad n_3 = \left(\frac{n_3}{n_1}\right) n_1, \dots \quad (149)$$

Nesse trabalho será feita apenas para um indutor com dois enrolamentos, mas salienta-se que indutores acoplados podem ter vários enrolamentos em seu núcleo.

5. Avaliação da fração de janela que cada enrolamento está alocado

Essa avaliação é feita a partir da equação descrita em (131), que para os determinados enrolamentos fica como descrito abaixo em (150).

$$\alpha_1 = \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{tot}} \quad (150)$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}}$$

6. Avaliação das bitolas dos fios

Para fazer essa avaliação é tomada a equação (127), e com ela é feita a análise para os fios dos enrolamentos utilizados como em (151).

$$A_{W1} \leq \frac{W_a K_u \alpha_1}{n_1} \quad (151)$$

$$A_{W2} = \frac{W_a K_u \alpha_2}{n_2}$$

4.2 LEVANTAMENTO DOS DADOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO INDUTOR ACOPLADO

A partir do processo de projeto descrito será feita a análise de caso para o conversor em questão, nesse caso será utilizado os dados do painel fotovoltaico que Dreher (2012) usou para o conversor, sendo esse modelo o KC200GT, onde em sua folha de dados pode ser obtido os valores de tensão e corrente que ele opera para diferentes irradiações. Serão considerados os valores tensão e corrente de MPPT para a maior irradiação que é de 1000W/m^2 , sendo esse ponto de operação o que apresenta os maiores valores de corrente, tensão e potência extraída, na Tabela 3 é listado esses valores.

Tabela 3 – Valores de corrente, tensão e potência para o módulo KC200GT

Tensão em máxima potência (V_{MPPT})	26,3 V
Corrente em máxima potência (I_{MPPT})	7,61 A
Potência Máxima ($P_{Máx}$)	200 W (+10%/-5%)

Fonte: Adaptado de Kyocera (201?).

Com os valores dos dados do módulo utilizado serão relacionados na Tabela 4 os outros valores pertinentes considerados no projeto do indutor acoplado.

Tabela 4 – Valores a serem utilizados no projeto

Quantias especificadas	Grandeza	Valor
Tensão de entrada	V_i	26,3 V
Corrente de entrada	I_1	7,61 A
Razão cíclica	D	0,5
Relação de transformação	N	10
Frequência de chaveamento	F_s	125 KHz
Período de chaveamento	T_s	8 μ s
Permeabilidade do ar	μ_o	$4 \cdot \pi \times 10^{-7}$ H/m
Resistividade do cobre	ρ	$1,724 \times 10^{-6}$ Ω -cm
Perdas no cobre	P_{cu}	1 W
Fator de preenchimento	K_U	0,4
Máxima densidade de fluxo	$B_{Máx}$	300 mT

Fonte: Autoria própria (2014).

O material escolhido para o núcleo foi encontrado a partir do catálogo da Thornton (2008), sendo esse material o ferrite IP6, o qual pode trabalhar em altas frequências, e também tem uma alta densidade de fluxo de saturação $B_{Sat} \approx 480$ mT, sendo considerado para o projeto um valor máximo menor do que este para garantir o seu funcionamento fora da região de saturação. O valor adotado foi de 300mT, o qual é um valor próximo do limite entre a região linear e não linear da curva do material. McLyman (2004) mostra, a través de cálculos, que o valor de K_u admissível para o uso em conversores estáticos de energia é de 0,4, valor que será utilizado neste trabalho.

Antes de ser seguido os passos do projeto será encontrado alguns valores referentes a operação do circuito. Primeiramente serão consideradas as equações (152), (153) e (154), que segundo Dreher (2012) levam aos valores

mínimo e máximo da corrente de magnetização no conversor e a indutância de magnetização requerida pelo componente magnético.

$$I_{L1(m)} = I_{L1} - \Delta I_{L1} = \frac{I_1 \cdot (N + 1)}{N \cdot D + 1} - \frac{V_i \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot L_1} \quad (152)$$

$$I_{L1(M)} = I_{L1} + \Delta I_{L1} = \frac{I_1 \cdot (N + 1)}{N \cdot D + 1} + \frac{V_i \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot L_1} \quad (153)$$

$$L_1 = \frac{V_i \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot \Delta I_{L1}} \quad (154)$$

A partir das equações acima é encontrado o valor da corrente de magnetização pela equação (155).

$$I_{L1} = \frac{I_1 \cdot (N + 1)}{N \cdot D + 1} \quad (155)$$

Para os valores adotados na Tabela 4 a corrente de magnetização é dada por (156):

$$I_{L1} = \frac{I_1 \cdot (N + 1)}{N \cdot D + 1} = 13.952 \text{ A} \quad (156)$$

A variação da corrente de magnetização é dada por seu valor de *ripple* que será considerado em 10% da corrente total como escolhido por Dreher (2012) em seu trabalho, como abaixo (157):

$$\Delta I_{L1} = 0,10 \cdot I_{L1} = 1,395 \text{ A} \quad (157)$$

Com o valor achado acima se utiliza a equação (154) para se encontrar o valor da indutância de magnetização (158).

$$L_1 = \frac{Vi.D.T_S}{2.\Delta I_{L1}} = 37,71.10^{-6} \mu H \quad (158)$$

Para os valores encontrados é possível através das equações (152) e (153) achar as correntes descritas por (159) e (160):

$$I_{L1(m)} = I_{L1} - \Delta I_{L1} = 12,557 A \quad (159)$$

$$I_{L1(M)} = I_{L1} + \Delta I_{L1} = 15,347 A \quad (160)$$

A indutância de dispersão refletida ao primário L_{K1} foi definida por Dreher (2012) como 5% do valor da indutância de magnetização, então seu valor é de (161):

$$L_{K1} = 0,05.L1 = 1,866.10^{-6} \mu H \quad (161)$$

Na modelagem do conversor que foi inicialmente descrita, foi considerado nos cálculos o valor da indutância de dispersão do indutor L_{o2} que pode ser encontrada pela equação (78), que vale (162):

$$L_{o2} = N^2.L_{K1} = 186,6.10^{-6} \mu H \quad (162)$$

Este valor será usado no auxílio para encontrar os valores das correntes eficazes no primário e secundário. A corrente eficaz no primário pode ser encontrada utilizando a equação descrita em (89) para cada etapa do funcionamento do circuito, a qual resulta em (163):

$$I_{1(rms)} = 10,806 A \quad (163)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é encontrada pela equação (101), resultando em (164):

$$I_{oF(rms)} = I_{2(rms)} = 0,294 A \quad (164)$$

A corrente total é dada pela soma dos valores RMS das correntes em cada um dos enrolamentos como mostrado na equação (137). Abaixo é calculado para os valores encontrados (165).

$$I_{tot} = I_{1(rms)} + N \cdot I_{2(rms)} = 13,746 A \quad (165)$$

A partir do que foi encontrado e dos valores definidos inicialmente é possível seguir os procedimentos descritos na seção 4.1.2 para se determinar o núcleo e os outros parâmetros necessários.

1. Determinar o tamanho do núcleo

Primeiramente é calculado o valor da constante geométrica K_g a partir da equação (138) como é mostrado a seguir (166).

$$K_g \geq \frac{\rho L_1^2 I_{L1(M)}^2 I_{tot}^2}{B_{máx}^2 P_{cu}} \cdot 10^8 = 0,121 cm^5 \quad (166)$$

Após o valor base de K_g ser determinado, é constituída uma base de núcleos de ferrites, que possui a listagem das topologias que serão empregadas neste trabalho como pode ser encontrado no Apêndice A, e com esses dados em mãos é criado uma base de dados no programa Microsoft Excel®, onde é feita a escolha dos núcleos apropriados para o uso no conversor. Com os dados no programa é utilizado um filtro que seleciona de todos os núcleos listados apenas aqueles que satisfazem a inequação (138) calculada acima por $K_g \geq 0,121 cm^5$, reduzindo a lista a apenas os núcleos magnéticos que tenham os valores de K_g que correspondem com o desejado. A partir dessa primeira condição podem ser usados outros critérios para se classificar os núcleos encontrados e ajudar na escolha, isso é realizado considerando a importância de cada dado da tabela, para o desenho do núcleo e para o conversor.

Então foram classificados os núcleos de ferrite considerando como critérios, o peso do núcleo de ferrite W_{tfe} , que resulta na redução do peso do conversor, o valor de MPL, que é o comprimento do caminho magnético e indica indiretamente o tamanho do núcleo, o valor do peso do cobre a ser utilizado W_{tCu} e o valor do MLT que é o comprimento médio das espiras. Para as condições dadas e pela classificação do programa a partir da base de núcleos de ferrite foram encontrados os seguintes modelos de núcleos de ferrite conforme a Tabela 5, que o programa ranqueou como os mais apropriados para o uso neste caso:

Tabela 5 – Tabela de dados dos núcleos de ferrite escolhidos pelo critério do valor de $Kg \geq 0,121$ e pela classificação seguindo a importância de cada um ao projeto

Núcleos de ferrite escolhidos									
Núcleo	Kg (cm ⁵)	Wtfe (gramas)	MPL (cm)	WtCu (gramas)	MLT (cm)	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	At (cm ²)
EC-41	0,125	52	8,76	55,4	7,5	1,06	2,082	2,207	67,6
PC-43622	0,220347	57	5,29	26,7	7,5	2,02	1,007	2,03495	44,5
EE-21	0,1802	57	7,75	47,3	8,1	1,49	1,643	2,448	60,9
ETD-39	0,1766	60	9,22	69,3	8,3	1,252	2,343	2,933	69,9

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

2. Determinar o comprimento do entreferro

O tamanho do entreferro para os núcleos escolhidos (Tabela 5) a serem usados no projeto são obtidos da equação (147), lembrando que os valores encontrados são em metros. Os valores estão relacionados na Tabela 6.

Tabela 6 – Tamanhos dos entreferros

Núcleo	l_g (m)	l_g (mm)
EC-41	$1,17 \times 10^{-3}$	1,17
PC-43622	$6,139 \times 10^{-4}$	0,6139
EE-21	$8,323 \times 10^{-4}$	0,8323
ETD-39	$9,905 \times 10^{-4}$	0,9905

Fonte: Autoria própria (2014).

3. Determinar o número espiras no enrolamento primário

O número de espiras no primário é encontrado de (148), sendo os valores listados na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores de espiras do enrolamento primário

Núcleo	n_1
EC-41	18,199
PC-43622	9,55
EE-21	12,947
ETD-39	15,408

Fonte: Autoria própria (2014).

Os valores listados acima podem ser aproximados para o uso no indutor acoplado, que resulta nos valores da Tabela 8.

Tabela 8 – Valores aproximados de espiras do enrolamento primário

Núcleo	n_1
EC-41	19
PC-43622	10
EE-21	13
ETD-39	16

Fonte: Autoria própria (2014).

4. Determinar o número de espiras de outros enrolamentos

A partir da relação de transformação adotada para o indutor acoplado e dos valores encontrados no passo 3 e listados na Tabela 8, podem ser encontrados os valores do número de espiras para os respectivos secundários, para isso é utilizando a equação (149) e os valores são listados na Tabela 9.

Tabela 9 – Valores de espiras do enrolamento secundário

Núcleo	n_2
EC-41	190
PC-43622	100
EE-21	130
ETD-39	160

Fonte: Autoria própria (2014).

5. Avaliação da fração de janela que cada enrolamento está alocado

Neste passo é encontrado o valor que cada enrolamento ocupa na janela do núcleo, encontrado por (150) e listados pela Tabela 10.

Tabela 10 – Valores de ocupação

Núcleo	α_1	α_2
EC-41	0,786	0,214
PC-43622	0,786	0,214
EE-21	0,786	0,214
ETD-39	0,786	0,214

Fonte: Autoria própria (2014).

Como teste é utilizado a equação descrita em (126) sobre a alocação de cada enrolamento no espaço da janela, sendo provado como mostrado abaixo que o cálculo foi feito corretamente para os 4 núcleos (167).

$$0,786 + 0,214 = 1 \quad (167)$$

6. Avaliação da bitola dos fios

A bitola dos fios utilizados nos enrolamentos para cada núcleo podem ser determinadas por (151), e os valores encontrados são listados na Tabela 11.

Tabela 11 – Tamanhos da área dos fios

Núcleo	$A_{W1} \text{ (cm}^2\text{)}$	$A_{W2} \text{ (cm}^2\text{)}$
EC-41	36×10^{-3}	$0,9382 \times 10^{-3}$
PC-43622	33×10^{-3}	$0,8621 \times 10^{-3}$
EE-21	40×10^{-3}	$1,082 \times 10^{-3}$
ETD-39	48×10^{-3}	$1,254 \times 10^{-3}$

Fonte: Autoria própria (2014).

Lembrando que para se determinar a bitola dos fios a serem utilizados por cada enrolamento é utilizado o valor encontrado na inequação (151), e este é comparado aos valores descritos na Tabela 24 de bitolas de fios AWG que se encontra no Apêndice B desse trabalho. Os valores dos fios encontrados são listados na Tabela 12.

Tabela 12 – Bitolas dos condutores AWG a serem utilizadas

Núcleo	AWG #1	AWG #2
EC-41	12	28
PC-43622	13	28
EE-21	12	27
ETD-39	11	27

Fonte: Autoria própria (2014).

Para validar o uso das bitolas escolhidas listadas na Tabela 12 é utilizado o conceito mostrado pela equação (120) que mostra que a área disponível para os condutores dos enrolamentos na janela deve ser maior ou igual à área a ser preenchida pelos condutores nesse espaço. Para vários enrolamentos a equação fica como em (168).

$$\alpha_n \cdot k_u \cdot W_a \geq n_k A_w \quad (168)$$

Foi utilizada a equação (168) para testar os condutores encontrados e listados na Tabela (12) utilizando os dados que constam no Apêndice B, e os resultados são listados na Tabela 13.

Tabela 13 – Teste para os condutores AWG encontrados

Núcleo	$\alpha_1 \cdot k_u \cdot W_a \geq n_1 \cdot A_w$	$\alpha_2 \cdot k_u \cdot W_a \geq n_2 \cdot A_w$
EC-41	$0,6545808 \geq 0,62852$	$0,1823832 \geq 0,152874$
PC-43622	$0,316608 \geq 0,2626$	$0,0861992 \geq 0,08046$
EE-21	$0,516559 \geq 0,43004$	$0,1406408 \geq 0,13273$
ETD-39	$0,7366392 \geq 0,6656$	$0,2005608 \geq 0,16336$

Fonte: Autoria própria (2014).

A partir dos dados encontrados é possível concluir que os condutores utilizados poderão ser dispostos na área de janela de cada núcleo escolhido.

4.3 SIMULAÇÃO DOS NÚCLEOS DE FERRITE ESCOLHIDOS

4.3.1 O Programa EFCAD

Para a simulação das geometrias escolhidas e dos campos, é feito antes uma análise do funcionamento do *software* EFCAD. A Figura 41 mostra um diagrama geral do funcionamento do programa.

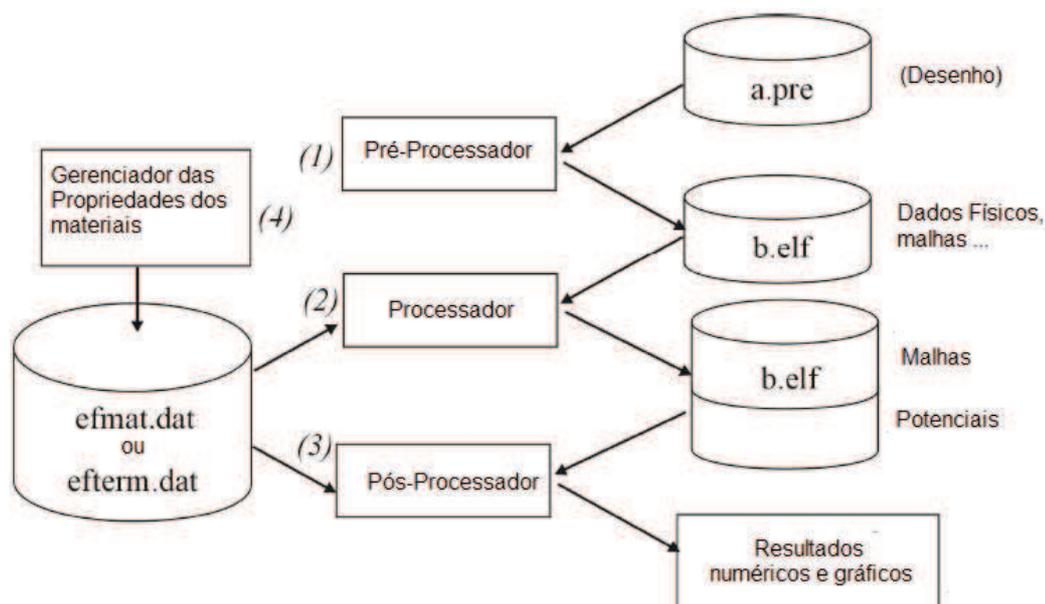


Figura 41 – Diagrama geral do funcionamento do programa EFCAD

Fonte: Adaptado de Grucad – Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos (2002).

Inicialmente é realizado o desenho seguindo a geometria do componente magnético escolhido, onde este é armazenado em uma extensão .pre, em (1) é onde é feito o pré-processamento, onde ocorre a leitura do arquivo do desenho .pre e este recebe as informações dos problemas físicos para gerar então as malhas, e assim ser possível aplicar o método dos elementos finitos, sendo assim criado um outro documento a partir do arquivo .pre com a nova extensão .elf. Na Figura 41 o bloco (2) é o processador, sendo neste ponto onde é utilizado o método de elementos finitos (MEF) para a estrutura, e a partir do arquivo .elf que tem os dados de malhas e outras informações é feito a leitura pelos processadores. A partir da solução, são encontrados os resultados primários, que são os potenciais nas malhas, sendo gravados na extensão .elf seguidos por outras informações calculadas das malhas a serem armazenados. Nesse processo é possível utilizar dados físicos de materiais, sendo utilizado outro arquivo que contém os dados eletromagnéticos ou térmicos (extensões eformat.dat ou efterm.dat) previamente inseridos. O bloco (3) faz o pós-processamento, que é onde é feita a leitura do arquivo .elf contendo as soluções e o arquivo eformat.dat, realizando assim a transformação dos potenciais em campos, e fornecendo um completo tratamento

gráfico e numérico aos cálculos por MEF. O bloco (4) mostra dois programas onde é feito o gerenciamento das propriedades dos materiais a serem utilizados no projeto, como o ar e o material ferromagnético da estrutura, que pode ser o ferrite como exemplo (GRUCAD – GRUPO DE CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE DISPOSITIVOS, 2002).

4.3.2 Simulação dos Núcleos de Ferrite

Como foi mostrado anteriormente é possível adicionar um novo material magnético ao programa para a utilização durante a simulação, neste caso foi adicionado o Ferrite IP6 da Thornton, o qual possui uma permeabilidade de $\mu = 2000$. No programa é solicitada a informação de que se o material magnético trabalha com curvas lineares ou não lineares, como nesse caso tem-se uma curva BxH dada pelo fabricante é considerado que ele é não linear por haver uma região de saturação, assim é necessário inserir os dados dessa curva para que o programe trace as características do material e as armazene, salvando estes dados com um extensão eformat.dat. Na Figura 42 é mostrado a interface do programa com os dados inserido dos principais pontos da curva BxH do material IP6, e a Figura 43 mostra os dados já computados pelo programa.

```

Enter Material Title (Max. 20 Digits) ----->ferriteip6
Enter Material Perm.=2000
Enter Material Conductivity=0
Enter Velocity X=0
Enter Velocity Y=0
Display B(h) Curve Points (Y/N) ? y

Attention: Enter (0,0) to Finish
B< 1>., H< 1>= 0.15385,39.7772
B< 2>., H< 2>= 0.22692,79.5545
B< 3>., H< 3>= 0.36462,119.3317
B< 4>., H< 4>= 0.39615,159.101
B< 5>., H< 5>= 0.41731,198.8862
B< 6>., H< 6>= 0.430,238.6635
B< 7>., H< 7>= 0.43846,278.4407
B< 8>., H< 8>= 0.44615,318.218
B< 9>., H< 9>= 0.45462,397.7725
B<10>., H<10>= 0.46154,477.327
B<11>., H<11>= 0.46538,556.8815
B<12>., H<12>= 0.46731,636.436
B<13>., H<13>= 0.46923,715.9905
B<14>., H<14>= 0.47231,

```

Figura 42 – Inserção dos dados da curva BxH do material IP6
Fonte: Autoria própria (2014).

	B	H	B/H
1	0.15390E+00	0.39780E+02	0.38688E-02
2	0.22690E+00	0.79550E+02	0.28523E-02
3	0.36460E+00	0.11930E+03	0.30562E-02
4	0.39610E+00	0.15910E+03	0.24896E-02
5	0.41730E+00	0.19890E+03	0.20980E-02
6	0.43000E+00	0.23870E+03	0.18014E-02
7	0.43850E+00	0.27840E+03	0.15751E-02
8	0.44620E+00	0.31820E+03	0.14023E-02
9	0.45460E+00	0.39780E+03	0.11428E-02
10	0.46150E+00	0.47730E+03	0.96690E-03
11	0.46540E+00	0.55690E+03	0.83570E-03
12	0.46730E+00	0.63640E+03	0.73429E-03
13	0.46920E+00	0.71600E+03	0.65531E-03
14	0.47230E+00	0.79550E+03	0.59371E-03

Figura 43 – Dados computados pelo programa da curva BxH do material
Fonte: Autoria própria (2014).

A partir dos dados do catálogo Thornton (2008) para o material IP6 à 23°C foi traçado um dos laços da curva BxH utilizando o *software* Matlab® como mostrada na Figura 44 abaixo, lembrando que aqui será feita apenas a análise para o trabalho do componente em temperaturas ambientes, e que ocorrem mudanças para essa curva com o aumento da mesma. Outro material que é necessário ser gravado no programa é o ar, a ser utilizado nos espaços do entreferro e fora do espaço do componente magnético desenhado, assim ele é inserido como um material linear com permeabilidade igual a μ_0 .

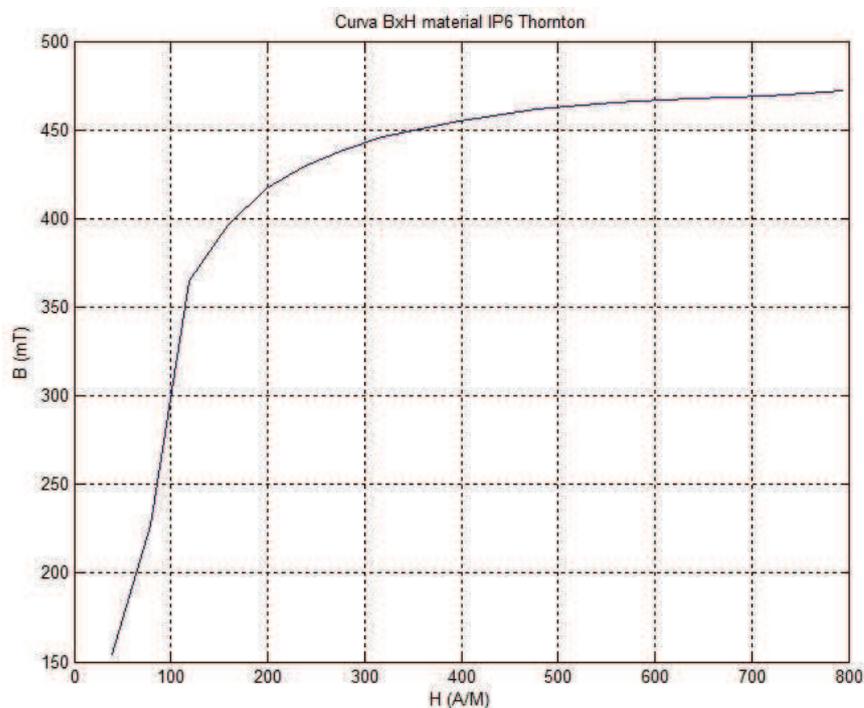


Figura 44 – Curva BxH para o material IP6 da Thornton
Fonte: Autoria própria (2014).

Com os dados calculados na seção 4.2 é possível iniciar o processo de

desenho e simulação dos núcleos de ferrite escolhidos. A partir da Tabela 5 é visto que o primeiro núcleo classificado pelo programa foi o EC-41, então para fazer seu desenho é utilizado a sua geometria como mostrado na Figura 45, onde se tem um esboço do componente e suas dimensões dadas pelas letras A, B, C, D, E e G, onde esses valores são listados no Apêndice A na Tabela 17.

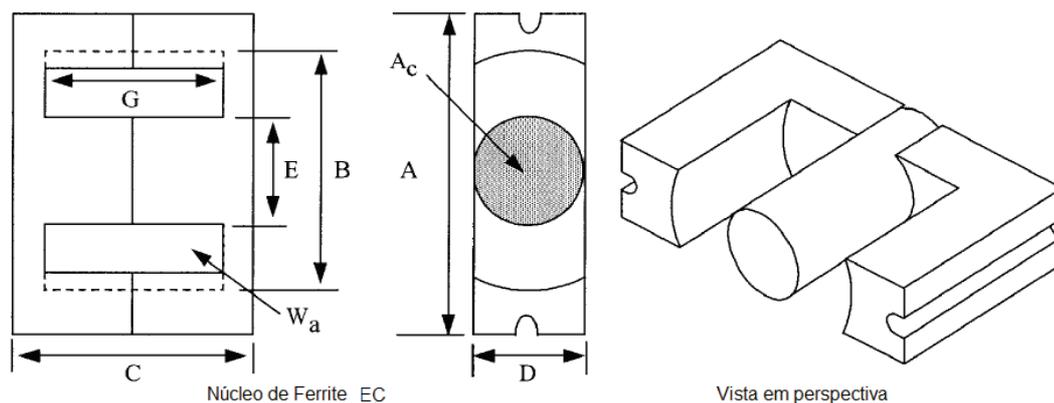


Figura 45 – Esboço das dimensões do núcleo EC
Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

A partir da ferramenta EFD do EFCAD é desenhado o núcleo de ferrite EC-41 ponto a ponto, onde para o desenho é considerado o componente com um corte longitudinal ao meio, aproximando-se as dimensões não retratadas para o modelo em 2D como mostrado na Figura 46, onde foi considerado que o núcleo é delimitado por uma área de ar (quadrado maior que engloba o núcleo), e assim após concluído ele é armazenado como um arquivo .pre no EFCAD.

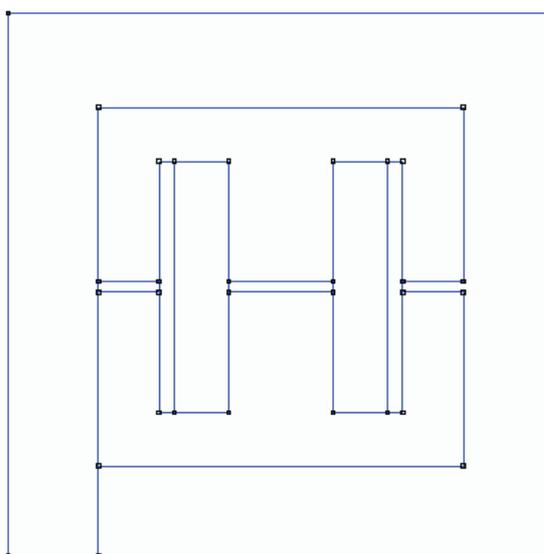


Figura 46 – Desenho do núcleo EC-41 no EFD
Fonte: Autoria própria (2014).

Após isso é utilizado a ferramenta EFM do EFCAD, que faz a leitura do desenho salvo inicialmente na extensão .pre, e possibilita a inserção do material que compõem cada área do desenho, para o caso descrito é colocado o material ferrite IP6 no núcleo, e é colocado ar nas bordas externas da estrutura e no entreferro. Nesse processo também é disposto os enrolamentos nos espaços deixados para eles, lembrando que o espaço maior corresponde $\alpha_1 = 0,786$ para o enrolamento primário e $\alpha_2 = 0,214$ para o secundário, e também são definidos os locais de partida das espiras e os de chegada. Após isso é criada uma condição de contorno mostrando os potenciais para cada nó da malha seguindo-se pela geração automática da malha (Figura 47) onde posteriormente são calculados os campos pelo MEF. Na Figura 47 é possível diferenciar pela cor rosa a malha no espaço que tem ar, por verde onde se tem o ferrite IP6 e por azul onde se localiza os enrolamentos primário e secundário.

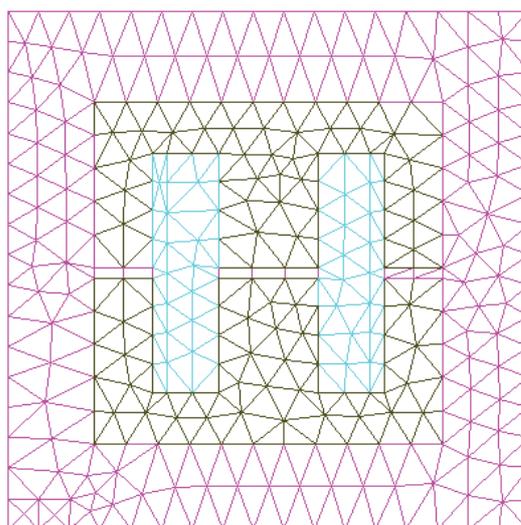


Figura 47 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o cálculo por MEF do núcleo EC-41
Fonte: Autoria própria (2014).

Após a criação da malha são salvas as informações em um documento com extensão .elf, para a partir disso ser feito o processamento usando outra ferramenta do EFCAD que é o EFCT. O EFCT necessita de informações para realizar os cálculos de campos por MEF, sendo uma das principais informações a de identificar que o material é não linear devendo assim migrar para o cálculo por interações pelo método Newton-Raphson. O número de interações escolhido foi de

10 com um tempo de duração total de 60 ms. Outros dados definidos são os valores das grandezas da fonte 1 e 2 que alimentam os enrolamentos, o número de espiras de cada enrolamento tão bem como sua resistência e indutância, a profundidade do núcleo de ferrite, que nesse caso é representado pela letra D (Figura 45) do núcleo escolhido e também as seções simétricas do desenho que é considerada como 1. Para se determinar o valor a ser utilizado como fonte para o enrolamento primário foi utilizado o software de simulação de circuitos elétricos PSIM®, considerando os componentes do circuito ideais e com os valores previamente descritos na Tabela 4, sendo que constam no Apêndice C o circuito simulado (Figura 68), e as principais formas de ondas obtidas (Figura 69 a 71). A partir do circuito simulado foi obtido o valor de trabalho da tensão do indutor acoplado (Figura 48), onde para a simulação no EFCT será apenas utilizado o valor dos pontos da curva para um período de tempo de tensão no primário, e a tensão no secundário será uma consequência desta com a relação de transformação.

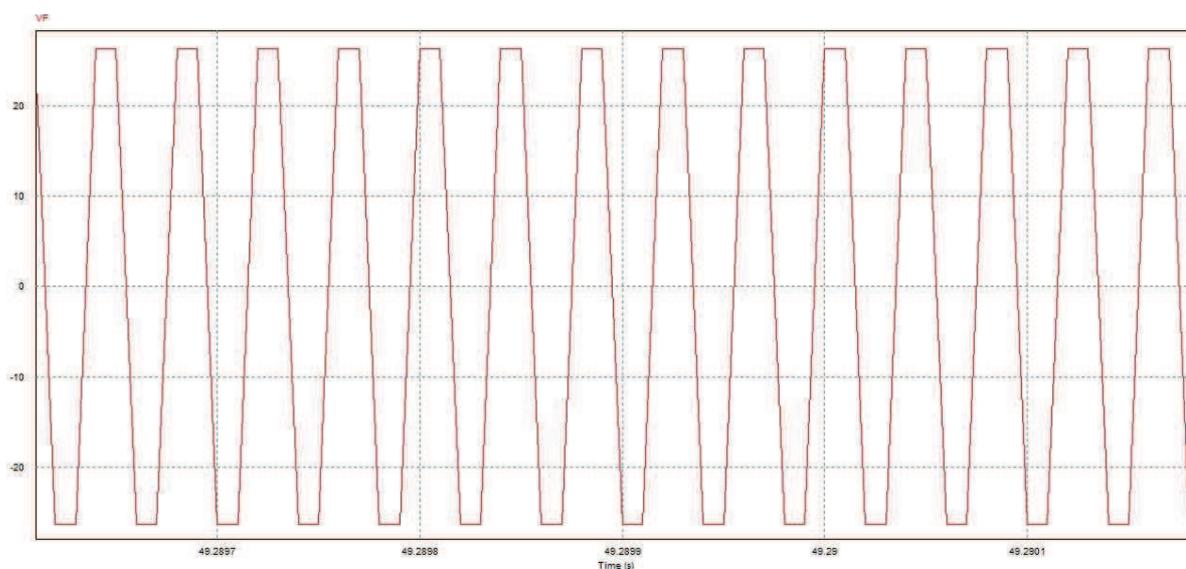


Figura 48 – Tensão no enrolamento primário a partir de simulação no PSIM
Fonte: Autoria própria (2014).

A partir dos dados listados o programa realiza os cálculos e os salva no documento .elf utilizado. Para visualizar os resultados das interações por elementos finitos é utilizada outra ferramenta do EFCAD chamada de EFGN, onde é feita a leitura dos cálculos realizados anteriormente para cada intervalo considerado o passo a passo. É escolhido um passo de todos calculados para representar as linhas dos campos magnéticos e linhas de potenciais tão bem como a distribuição do fluxo pela estrutura magnética como mostrado na Figura 49. Nesse caso foi

escolhido o último passo de cálculo para ser visualizado, e como mostrado na Figura 49, a intensidade dos campos em cada parte da estrutura magnética é visível a partir de várias cores identificando o fluxo nas regiões, sendo as cores e sua intensidade dadas pela régua de cores ao lado.

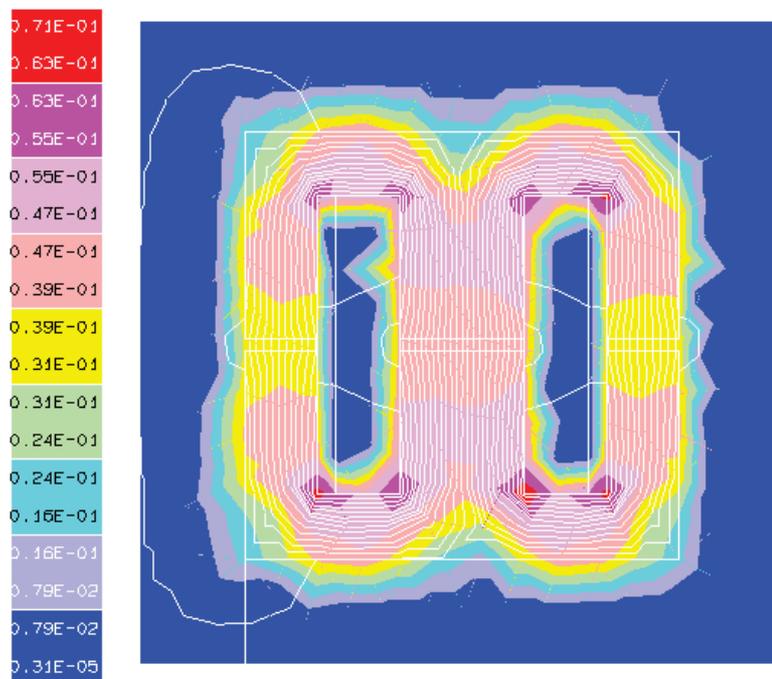


Figura 49 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo EC-41
Fonte: Autoria própria (2014).

Pode ser obtido também no EFGN o comportamento dos vetores que mostram a direção dos campos na estrutura magnética como mostrado na Figura 50.

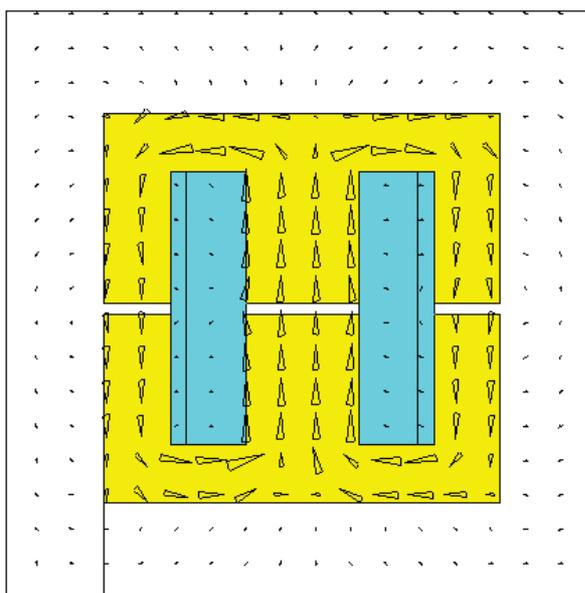


Figura 50 – Distribuição dos vetores de campo EC-41
Fonte: Autoria própria (2014).

O segundo componente na lista de núcleos de ferrite a ser analisado é o PC-43622, sendo suas dimensões mostradas na Figura 51 e listadas numericamente no Apêndice A na Tabela 21.

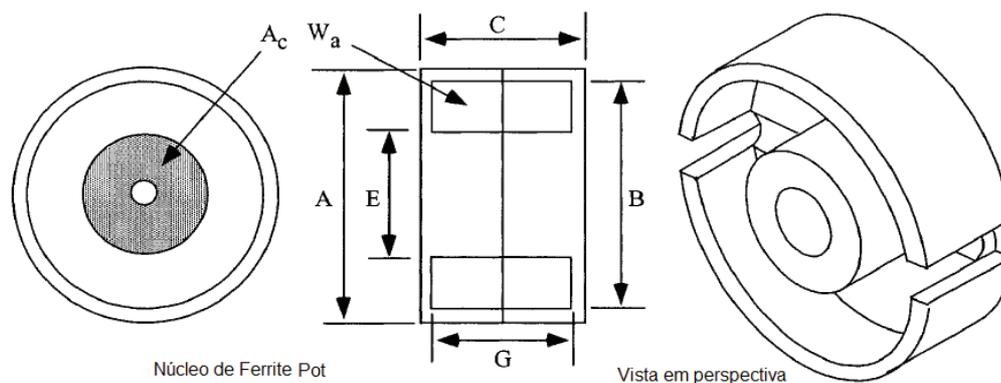


Figura 51 – Esboço das dimensões do núcleo PC
Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Para esse núcleo de ferrite e para os próximos da classificação será seguido os mesmos passos de análise utilizando o EFCAD feita para o núcleo EC-41. Esse núcleo por ter um formato redondo será desenhado de outra maneira, onde será retratada apenas a metade da seção longitudinal mostrada acima na Figura 51 e retrada pela Figura 52.

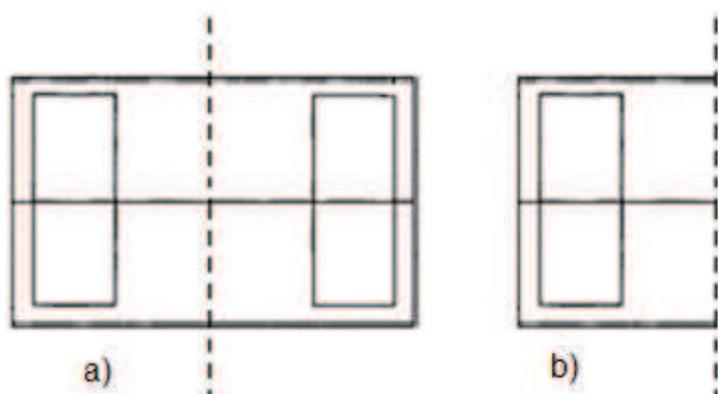


Figura 52 – a) seção longitudinal do núcleo PC-43622, b) metade a qual será representada no EFD
Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

O desenho feito para o PC-43622 no EFD é mostrado na Figura 53 onde é visto apenas a representação da metade da seção descrita. O programa irá entender essa topologia no momento que será feito o cálculo dos campos, onde é informado o tipo de simetria que o núcleo possui, que para este caso foi informado

que este é axissimétrico, ou seja, possui simetria em relação a um eixo, que nesse caso é ao meio da estrutura.

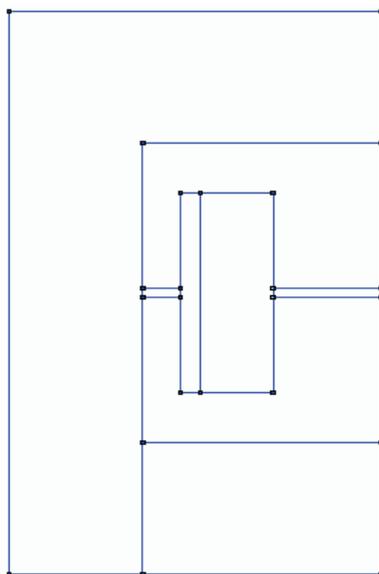


Figura 53 – Desenho do núcleo PC-43622 no EFD
Fonte: Autoria própria (2014).

Os nós que indicam os potenciais e as malhas criadas para o material são mostrados na Figura 54.

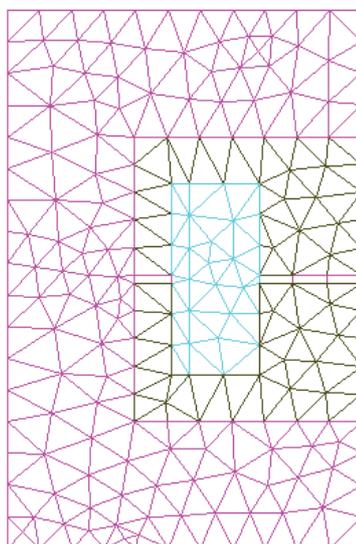


Figura 54 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o cálculo por MEF do núcleo EC-43622
Fonte: Autoria própria (2014).

Após a simulação pode ser vista a estrutura do núcleo com a distribuição dos campos e das linhas de potencial como visto na Figura 55.

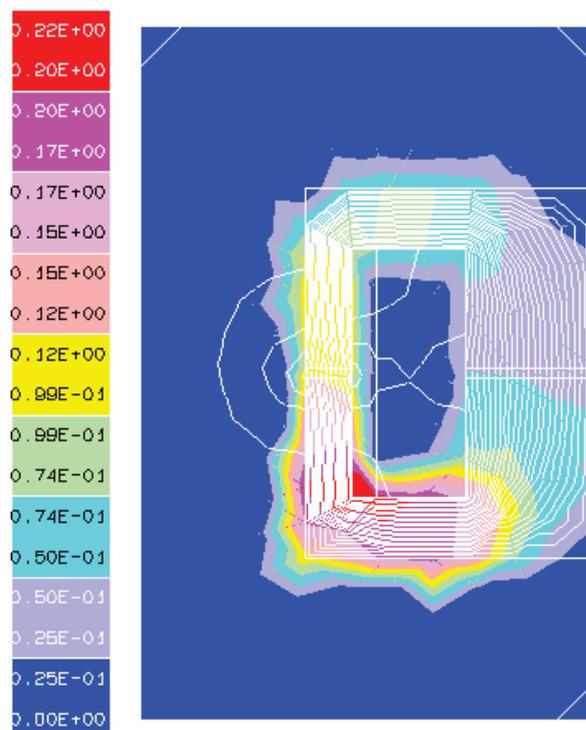


Figura 55 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo PC-43622
Fonte: Autoria própria (2014).

Outra observação que é feita é para os vetores de campo que mostram por onde o mesmo “caminha” por entre o núcleo e pelo ar (Figura 56).

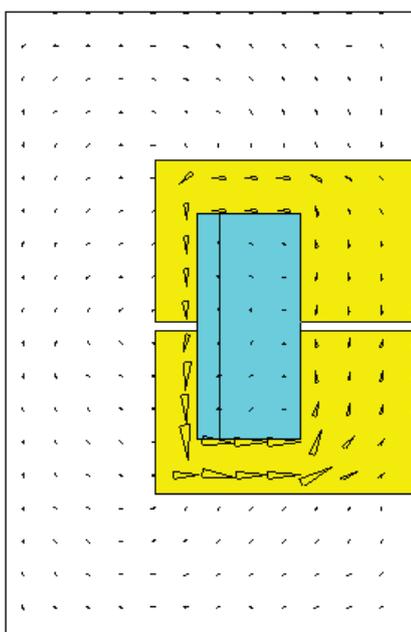


Figura 56 – Distribuição dos vetores de campo PC-43622
Fonte: Autoria própria (2014).

O terceiro componente desenhado foi o EE-21, suas dimensões são mostradas pela Figura 57 e os valores utilizados estão listados no Apêndice A na

Tabela 15.

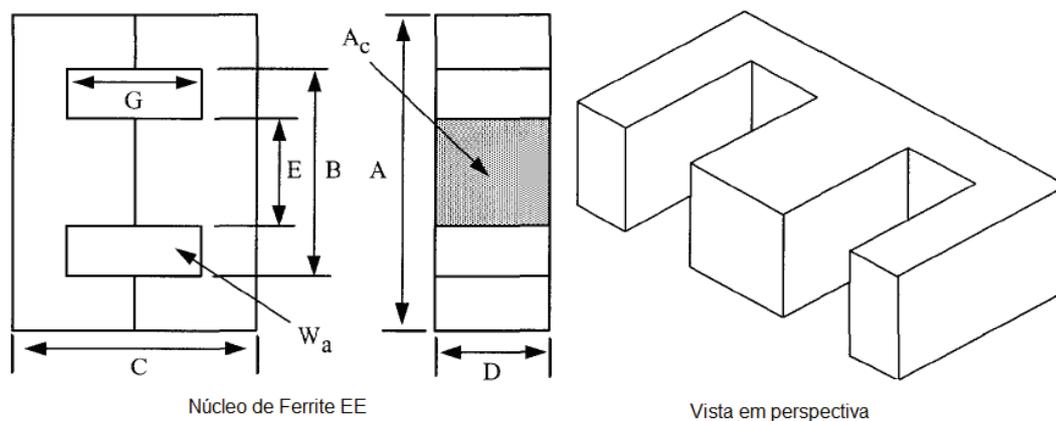


Figura 57 – Esboço das dimensões do núcleo EE
Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

O desenho feito do núcleo EE-21 é mostrado Figura 58.

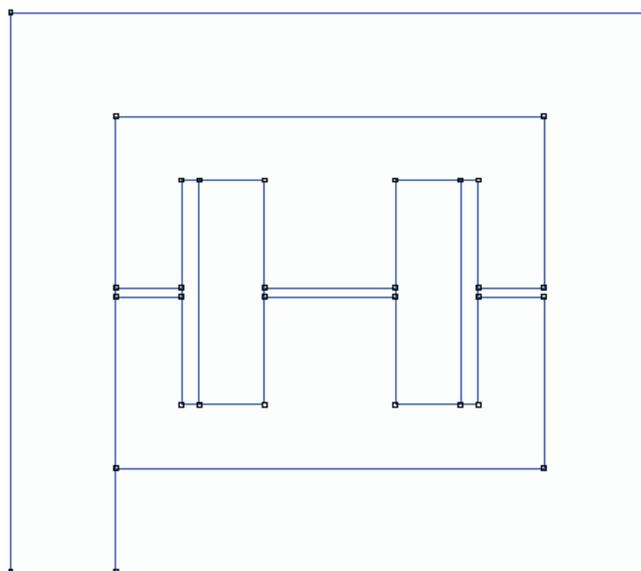


Figura 58 – Desenho do núcleo EE-21 no EFD
Fonte: Autoria própria (2014).

As malhas e os nós criados são mostrados na Figura 59 que se segue.

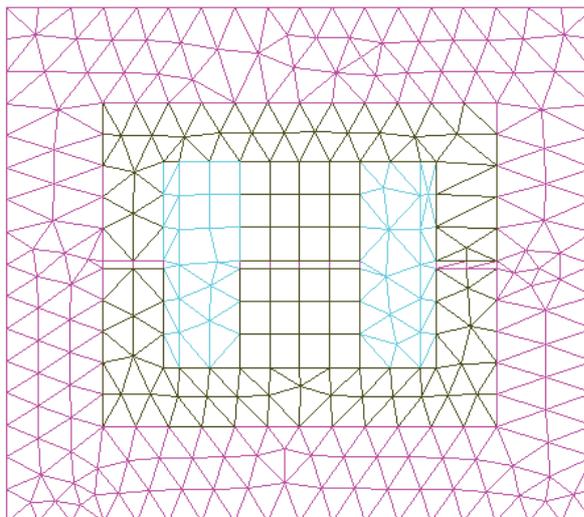


Figura 59 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o cálculo pelo MEF do núcleo EE-21
Fonte: Autoria própria (2014).

A distribuição dos campos e a intensidade dos mesmos em cada ponto da estrutura são mostradas na Figura 60.

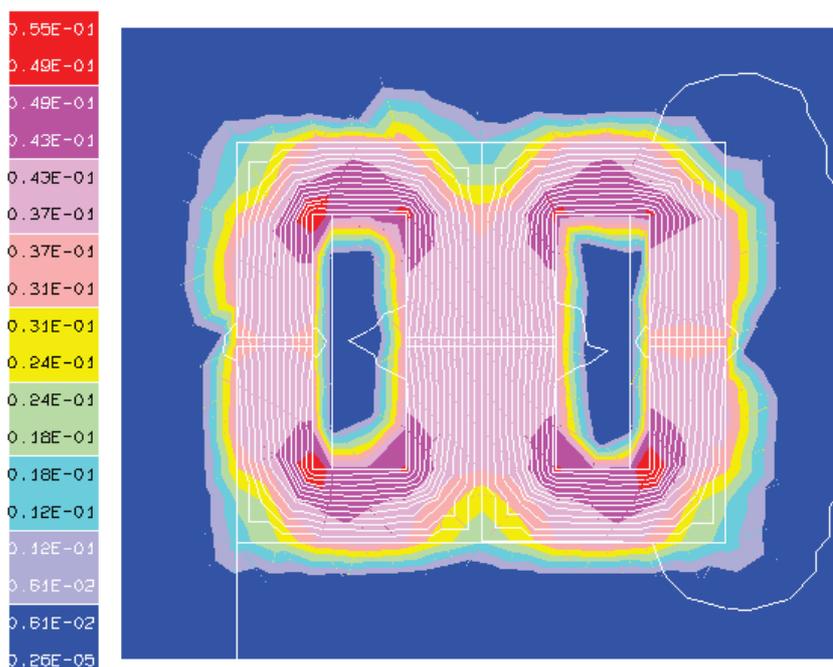


Figura 60 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo EE-21
Fonte: Autoria própria (2014).

A Figura 61 mostra a distribuição dos vetores pelo núcleo e ao redor dele.

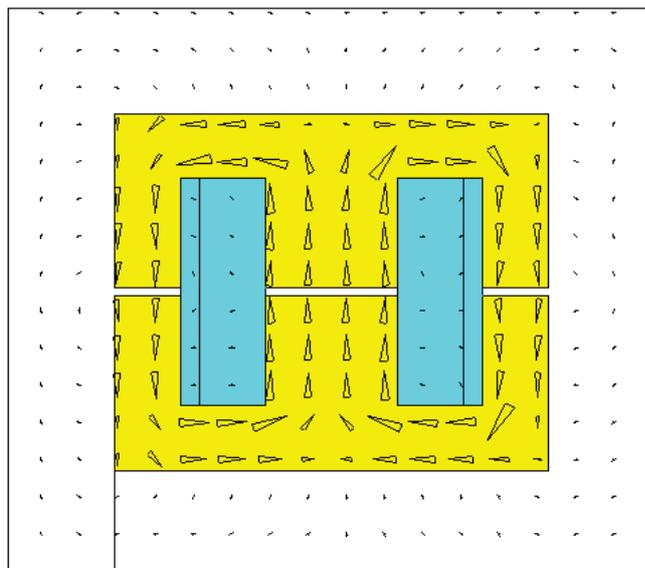


Figura 61 – Distribuição dos vetores de campo para o núcleo EE-21
Fonte: Autoria própria (2014).

O quarto e último núcleo testado foi o ETD-39, a Figura 62 mostra as dimensões desse núcleo e as medidas utilizadas no desenho são listadas no Apêndice A na Tabela 19.

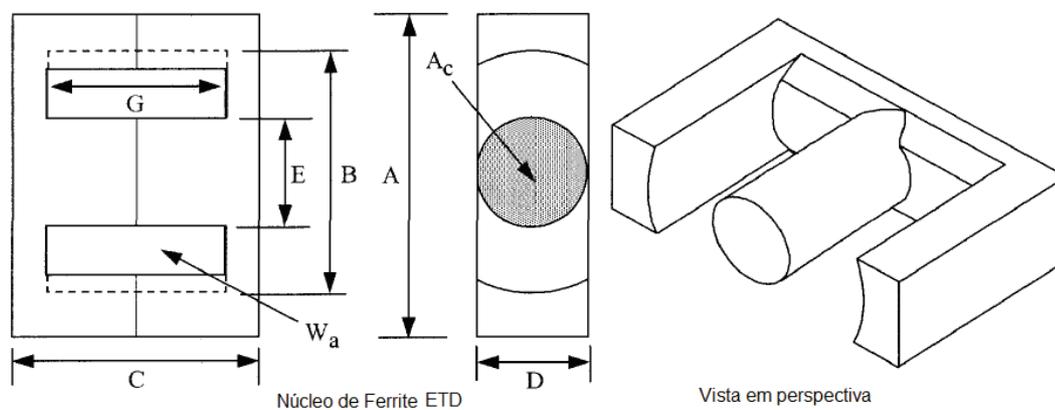


Figura 62 – Esboço das dimensões do núcleo ETD
Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

O desenho feito no EFD para esse núcleo é mostrado na Figura 63.

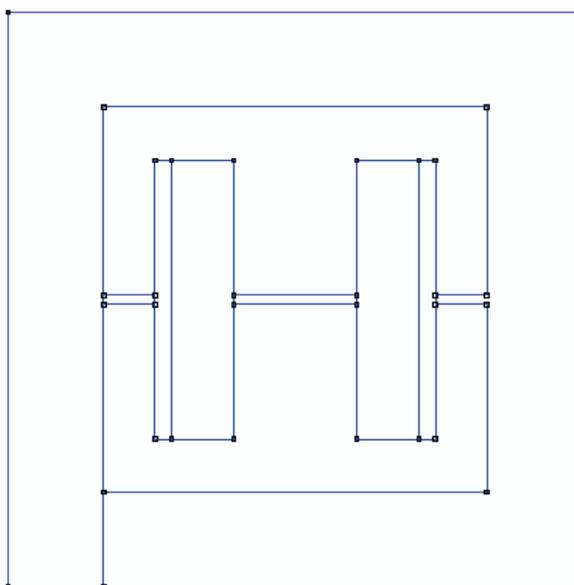


Figura 63 – Desenho do núcleo ETD-39 no EFD
Fonte: Autoria própria (2014).

As malhas geradas para esse modelo segue-se na Figura 64.

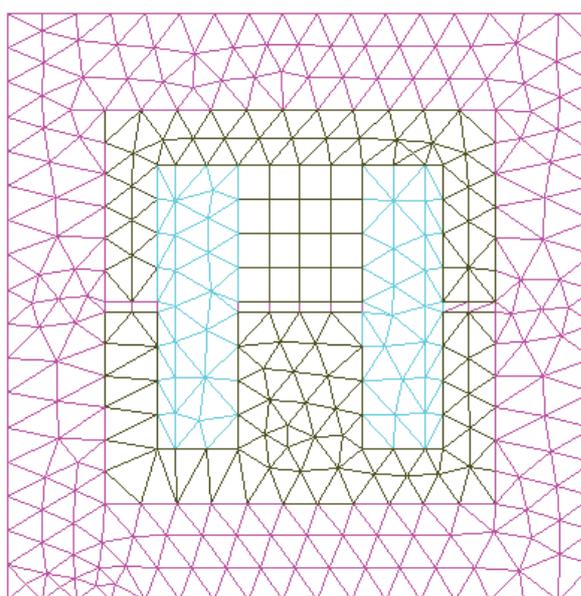


Figura 64 – Desenho mostrando os nós e as malhas geradas para o cálculo pelo MEF do núcleo ETD-39
Fonte: Autoria própria (2014).

A distribuição das linhas de fluxo é mostrada na Figura 65.

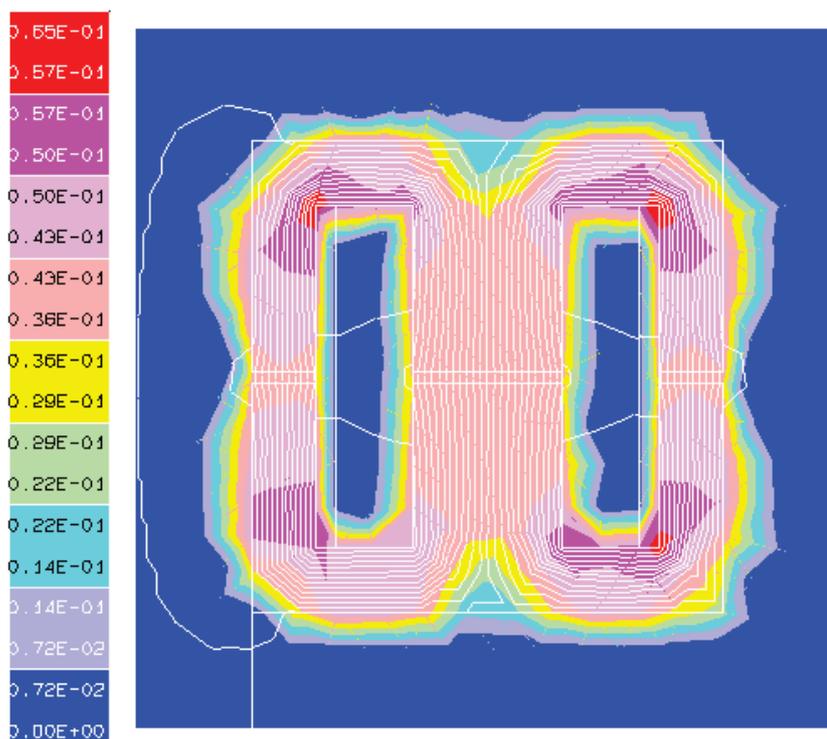


Figura 65 – Distribuição e intensidade dos campos para o núcleo ETD-39
 Fonte: Autoria própria (2014).

E por último os vetores para essa estrutura escolhida são mostrados na Figura 66.

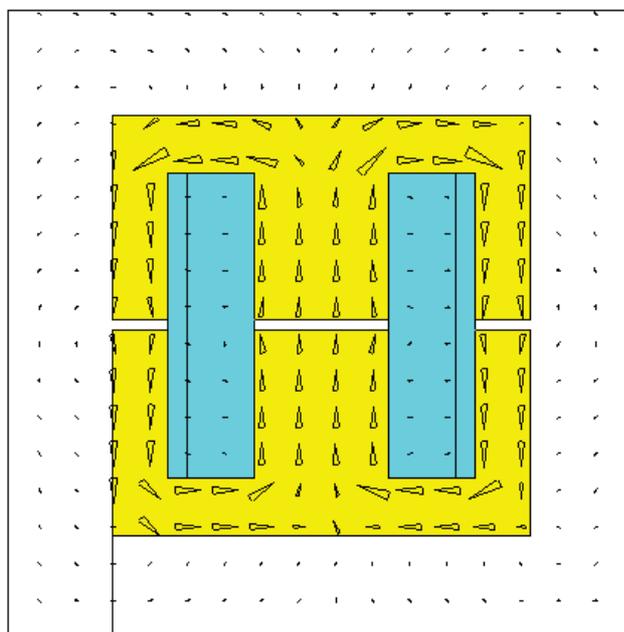


Figura 66 - Distribuição dos vetores de campo para o núcleo ETD-39
 Fonte: Autoria própria (2014).

A partir das Figuras 49, 55, 60, 65 é possível fazer a análise do comportamento na distribuição de campos e do fluxo magnético para cada um dos

quatro núcleos de ferrite escolhidos para o conversor em questão. Nos quatro desenhos é possível ver regiões onde há um maior acúmulo de linhas de campo, onde a cor vermelha indica o fluxo concentrado nesses pontos. Pela análise visual é visto que no componente EC-41 os pontos de maior concentração do fluxo magnético possuem os valores, segundo a régua de cores, de $0,63 \times 10^{-1}$ à $0,71 \times 10^{-1}$ T, esses pontos segundo a Figura 49, ficam mais concentrados na parte inferior do componente, nos extremos dos espaços de janela, pois são os pontos onde as linhas de fluxo que retornam à perna central do componente “esbarram” e se concentram ao seguirem o caminho magnético, sendo que na parte superior esse efeito é menor pela melhor distribuição das linhas de campo na direção dos vetores de campo.

Na Figura 55 é observado o mesmo efeito para o PC-43622, lembrando que esse componente possui a maior parte da massa do material magnético concentrada em sua perna central e uma pequena parte distribuída entre a parte superior e inferior que são finas, o que leva a se ter uma região onde há o encontro de uma grande densidade de fluxo, que faz com que se aumente o valor indicado pela régua de cores, onde o vermelho agora indica uma densidade de fluxo de 0,20 à 0,22T, o que indica que essa região possui um valor alto de densidade de fluxo, mas que para o caso apresentado utilizando o material Ferrite IP6 não chega a pontos de saturação fazendo que este componente ainda trabalhe na região estipulada para o $B_{Máx}$.

Para o núcleo EE-21 mostrado na Figura 60 o valor da densidade de fluxo nas regiões em vermelho ficou entre $0,49 \times 10^{-1}$ à $0,55 \times 10^{-1}$ T, sendo a maior concentração nas pontas das regiões de janela como nos casos já mostrados. Na Figura 65 é mostrada a distribuição das linhas de campo e do fluxo para o último componente simulado que é o ETD-39, onde a região em vermelho que apresentou a maior concentração de fluxo magnético ficou entre $0,57 \times 10^{-1}$ à $0,65 \times 10^{-1}$ T. Todos os núcleos de ferrite escolhidos para serem projetados foram simulados e como já comentado trabalharam dentro dos valores estipulados para a densidade de fluxo, sem passar do valor máximo, assim não trabalhando na região de saturação da curva BxH onde é alto o nível de não linearidade.

Os quatro componentes simulados podem ser utilizados no conversor discutido alcançando as especificações, podendo ser escolhido o que possui a menor densidade de fluxo nas regiões em que este mais se concentra, sendo o EE-

21 o que teve os menores valores, seguindo-se pelos núcleos ETD-39, EC-41 e o PC-43622 que mostrou, pelo modelo de sua estrutura, a maior concentração da densidade de fluxo em uma determinada região. A escolha do núcleo pela observação dos máximos valores da densidade de fluxo magnético pode levar a utilização de um núcleo que irá gerar menores valores de perdas do que os outros, mas não leva em consideração o tamanho deste núcleo utilizado, pois como mostrado na Tabela 5, os menores valores de k_g que indicam o tamanho e w_{fe} que indica o peso do núcleo mostram que o *ranking* dos melhores a serem utilizados seriam EC-41, PC-43622, EE-21 e ETD-39. Assim é visto que a escolha do núcleo depende da decisão do projetista do fator que mais se deseja que o indutor acoplado exerça no conversor, sendo a redução de perdas pela utilização do núcleo que possua a melhor distribuição do fluxo pela estrutura ou pelo tamanho utilizando os menores núcleos selecionados no cálculo descrito.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho mostrou uma sucinta análise sobre a geração de energia através de sistemas fotovoltaicos, focando na análise dos sistemas descentralizados que dispõem de vários conversores estáticos de energia que são dispostos junto aos módulos fotovoltaicos, tendo como função a de elevar o ganho de tensão e procurar o MPPT para trabalhar sempre na região de máxima extração de energia. Os conversores CC-CC empregados nesses sistemas foram discutidos, mostrando a importância desses na extração de energia, sendo eles um dos principais elementos do sistema fotovoltaico, dependendo assim a boa eficiência e o melhor custo do sistema empregado do bom dimensionamento do conversor.

A principal análise feita foi sobre os elementos magnéticos utilizados nos conversores CC-CC, que geralmente são os componentes que inserem perdas na conversão de energia e também são um dos componentes empregados de maior volume e peso na estrutura. Foi feito o estudo de caso para uma topologia de conversor relativamente nova empregada para se obter alto ganho de tensão nos sistemas fotovoltaicos, que consiste na integração de duas topologias de conversores conhecidas, *boost* e *flyback* em um mesmo circuito. A estrutura estudada e apresentada aqui foi a do conversor integrado *boost-flyback* cascata proposta por Dreher (2012), e a partir desta foi focado o desenvolvimento do componente magnético utilizado para ela, que neste caso era um indutor acoplado, o qual possuía seus enrolamentos compartilhados por etapas diferentes do circuito conversor, trabalhando no armazenamento e transferência de energia para cada estado topológico do circuito, ou seja, durante o chaveamento da chave eletrônica.

A partir da definição das variáveis e as equações do circuito o foco foi na escolha de uma metodologia de projeto para o indutor acoplado. A literatura mostrou duas maneiras de ser feito o projeto, uma pelo produto da área e outra pela obtenção de uma constante geométrica k_g , a partir dos valores calculados da corrente no circuito, da indutância de magnetização, do valor da máxima densidade de fluxo que foi estipulada da curva BxH do material IP e do valor admissível das perdas no cobre. A partir de encontrado um valor k_g foi utilizada uma base de núcleos de ferrite para construir um programa que selecionasse os mais apropriados para o circuito. Esta seleção levou em conta o valor k_g encontrado, o peso do material utilizado no núcleo ferrite W_{fe} , o valor do comprimento do caminho

magnético MPL, o peso do cobre a ser utilizado W_{tCu} e o valor do MLT que é o comprimento médio das espiras. A partir da seleção dos melhores núcleos foi realizado o cálculo de outras grandezas envolvidas no projeto, como o entreferro utilizado por cada estrutura, número de espiras nos enrolamentos, o espaço de janela dedicado a cada enrolamento e a bitola dos fios.

Para a simulação dos núcleos escolhido foi utilizado a ferramenta EFCAD, o qual proporcionou ferramenta para o desenho de cada um, onde foi se inserido as dimensões, os enrolamentos, dados da tensão de trabalho do enrolamento primário obtido de simulação via PSIM e outros dados referentes ao material IP6. Com toda a estrutura montada no EFCAD foi realizado a criação de malhas e aplicado o método de elementos finitos para o cálculo da distribuição dos campos magnéticos no núcleo magnético. Para cada elemento foi obtido um modelo diferente de distribuição dos campos, onde para cada foi mostrado os locais onde o fluxo percorria a estrutura, tendo uma régua de cores mostrando a intensidade da densidade de fluxo para cada região, sendo que algumas tiveram uma maior concentração deste fluxo indicado pela cor vermelha, que geralmente eram nas bordas internas do núcleo magnético, ou seja, próximas aos espaços de janela.

Para os núcleos testados nenhum teve pontos de sua estrutura onde se alcançou níveis altos de densidade de fluxo de saturação B_{Sat} , ficando o fluxo dentro do especificado de $B_{\text{Máx}}$. A estrutura que apresentou valores mais elevados de densidade de fluxo concentrada em um ponto foi a PC-43622, onde a simulação mostrou que na parte inferior desta se teve pontos de até 0,22T, isto aconteceu por esse núcleo ser em forma de pote, onde a perna central tem um volume maior do que as partes superior e inferior onde se distribuía o fluxo magnético. Para os outros 3 núcleos as distribuições dos fluxos foram parecidas, por serem essas estruturas semelhantes em suas disposições geométricas em corte longitudinal, mas a estrutura EE-21 possui o menor valor de densidade de fluxo concentrada em pontos do núcleo das 4 estruturas testadas, ficando esta entre $0,49 \times 10^{-1}$ à $0,55 \times 10^{-1}$ T, o que mostra que está estrutura está mais distante de uma possível saturação, que poderia causar o aquecimento do núcleo, e um possível incremento das perdas do indutor acoplado. Após a estrutura EE-21 a ETD-39 apresentou um valor baixo dos níveis da densidade de fluxo na estrutura seguida pela EC-41.

Esse estudo mostra que nem por ser o primeiro escalado pelo programa das melhores estruturas a serem usadas o núcleo EC-41 teve as melhores

disposições da distribuição dos campos magnéticos, ficando atrás de outros dois selecionados. Isto aconteceu pela diferença de cada geometria utilizada, pois o método k_g apenas relaciona o encontro de um valor de referência para se encontrar esses núcleos, mas não indica quais deles tem o melhor caminho magnético para o fluxo seguir quando este é gerado na estrutura.

Por fim, se valida a utilização dos indutores acoplados projetados para o uso no conversor em destaque, pois estes mostraram bom desempenho quando submetidos aos esforços do circuito e não apresentaram níveis de saturação no regime de trabalho. Esse método de projeto de indutores acoplados apresentado pode ser estendido para outros circuitos CC-CC conversores de energia em sistemas fotovoltaicos, onde podem ser efetuados as mesmas considerações e ser seguido os mesmos passos de cálculo para se determinar as melhores estruturas a serem utilizadas.

Como trabalhos futuros a serem realizados com base no tema aqui abordado, pode-se citar:

- Realização da montagem do conversor proposto com a utilização dos indutores projetados neste trabalho;
- Projeto de indutores por métodos numéricos em 3D;
- Acoplamento de circuitos de conversores com indutores acoplados utilizando o método de elementos finitos;
- Construir uma base de dados de um indutor acoplado em funcionamento com o conversor e traçar perfis de comportamento desses;
- Realizar simulações considerando a temperatura de operação diferente da ambiente (23 °C);
- Inserir curvas de histerese dos materiais magnéticos no projeto;
- Estudo do comportamento de indutores acoplados em conversores em malha fechada utilizando o método de elementos finitos em 2D.

REFERÊNCIAS

- ACANSKI, Milos et al. Very Thin Flexible Coupled Inductors for PV Module Integrated GaN Converter. **7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia**, Harbin, 2-5 June 2012. 693-697.
- ALMEIDA, Marcelo P. **Qualificação de Sistemas Fotovoltaicos conectados à Rede**. 2012. 173p. Dissertação de mestrado - USP, São Paulo, 2012.
- ARCHER, Mary D.; HILL, Robert. **Clean Electricity from Photovoltaics**. [S.l.]: Imperial College Press, v. 1, 2001.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos H. I.; ALVES, Ricardo L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. 2002. 11p. UFSC, Florianópolis, 2002.
- BASTOS, João P. A. **Eletromagnetismo Para Engenharia: Estática e Quase-Estática**. 2. ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2008.
- CALAIS, Martina et al. Inverters for Single-phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Cairns, Junho 2002. 1995-2000.
- CASARO, Marcio M.; MARTINS, Denizar C. Processamento Eletrônico da Energia Solar fotovoltaica em Sistemas Conectados a Rede Elétrica. **Revista Controle & Automação**, v. 21, n. 2, p. 159-172, 2010.
- DREHER, Jacson R. **Conversores Boost-Flyback integrados para aplicações com alto ganho de tensão**. 2012. 188p. Dissertação de mestrado - UTFPR, Pato Branco, 2012.
- ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. 2° Edição. ed. Secaucus: Kluwer Academics Publishers, 2000.
- ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. A Multiple-Winding Magnetics Model Having Directly Measurable Parameters. **29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998**, Fukuoka, Maio 1998. 1472-1478.
- FARRET, Felix A.; SIMÕES, M. G. **Integration of Alternative Sources of Energy**. Hoboken: John Wiley & Sons, 2006.
- FEDRIZZI, M. C. **Fornecimento de água com sistemas de bombeamento fotovoltaicos: dimensionamento simplificado e análise de competitividade para sistemas de pequeno porte**. 1997. 162p. Dissertação de mestrado - Universidade de São Paulo, São Paulo, 1997.
- FERROXCUBE. **Soft Ferrites and Accessories Data Handbook 2013**. Taipei: Ferroxcube, 2013. 1108p.

GRUCAD – GRUPO DE CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE DISPOSITIVOS. **Manual EFCAD- Electromagnetic Field Computer Aided Design**. 2002. 61p. 6.0 - UFSC, Florianópolis, 2002.

GRUPO SETORIAL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DA ABINEE. **Proposta para inserção da energia solar fotovoltaica na matriz energética Brasileira**. ABINEE. [S.I.], p. 176. 2012.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: Análise e projeto de circuitos**. 1. ed. Porto Alegre: AMGH, 2012.

KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George C. **Principles of Power Electronics**. [S.I.]: Addison Wesley, 1991.

KJAER, Soeren B.; PEDERSEN, John K.; BLAABJERG, Frede. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Pittsburgh, Setembro 2005. 1292-1306.

KOSAI, Hiroyuki et al. Coupled Inductor Characterization for a High Performance Interleaved Boost Converter. **IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45**, 10 October 2009. 4812-4815.

KYOCERA. **KC200GT**. Modulo Fotovoltaico Policristalino de Alto Rendimento. Kyocera, 201?. 2p.

MCLYMAN; T., Colonel W. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3. ed. Idyllwild: Marcel Dekker, Inc., 2004.

PALZ, Wolfgang. **Energia Solar e Fontes alternativas**. 1ª Edição. ed. [S.I.]: Hemus, 2002.

ROEL ORTIZ, J.L et al. Coupling static converter with control loop and non-linear electromagnetic devices. **IEEE Transactions on Magnetics**, 5 Setembro 2001. 3514-3517.

RÜTHER, Ricardo. **Edifícios Solares Fotovoltaicos**. 1. ed. Florianópolis: UFSC/LABSOLAR, 2004.

SEQUEIRA, César A. C. Society and Energy by 2025. **Ciência & Tecnologia dos Materiais**, v. 21, p. 84-95, 2009.

Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação. International Energy Initiative. Campinas, p. 53. 2009.

THORNTON. **Catálogo de Ferrite**. Vinhedo: Thornton, 2008. 165p.

TSENG, K.C.; LIANG, T.J. Novel high-efficiency step-up converter. **IEEE Electric Power Applications**, Março 2004. 182-190.

XIAO, Weidong; OZOG, Nathan; DUNFORD, William G. Topology Study of

Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vancouver, 3 Junho 2007. 1696-1704.

+GÁS BRASIL. **Gás Natural:** cartilha. Disponível em <<http://www.maisgasbrasil.com.br/gasnatural/nomundo>>. Acesso em 14 out. 2013.

APÊNDICE A – Tabelas de dados de núcleos de ferrite comerciais

Tabela 14 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite EE

EE, Núcleos de Ferrite (Magnetics)											
Part No.	Wt _{cu} (grams)	Wt _{fe} (grams)	MLT (cm)	MPL (cm)	Wa	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	Kg (cm ⁵)	At (cm ²)	*AL (mh/1K)
					Ac						
EE-187	6,8	4,4	3,8	4,01	2,2 19	0,228	0,506	0,116	0,0028	14,4	500
EE-2425	13,9	9,5	4,9	4,85	2,0 68	0,384	0,794	0,305	0,0095	23,5	767
EE-375	36,4	33	6,6	6,94	1,8 75	0,821	1,539	1,264	0,0624	45,3	1167
EE-21	47,3	57	8,1	7,75	1,1 03	1,49	1,643	2,448	0,1802	60,9	1967
EE-625	64,4	103	9,4	8,9	0,8 08	2,39	1,93	4,616	0,47	81,8	2767
EE-75	111,1	179	11,2	10,7	0,8 26	3,39	2,799	9,487	1,1527	118	3467

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 15 – Dados das dimensões dos núcleos EE

EE, Núcleos de Ferrite (Magnetics)						
Part No.	A (cm)	B (cm)	C (cm)	D (cm)	E (cm)	G (cm)
EE-187	1,93	1,392	1,62	0,478	0,478	1,108
EE-2425	2,515	1,88	1,906	0,653	0,61	1,25
EE-375	3,454	2,527	2,82	0,935	0,932	1,93
EE-21	4,087	2,832	3,3	1,252	1,252	2,08
EE-625	4,712	3,162	3,94	1,567	1,567	2,42
EE-75	5,657	3,81	4,72	1,88	1,88	2,9

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 16 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite EC

EC, Núcleos de Ferrite (Magnetics)											
Part No.	Wt _{cu} (grams)	Wt _{fe} (grams)	MLT (cm)	MPL (cm)	Wa	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	Kg (cm ⁵)	At (cm ²)	*AL (mh/1K)
					Ac						
EC-35	35,1	36	6,3	7,59	2,213	0,71	1,571	1,115	0,05	50,2	1000
EC-41	55,4	52	7,5	8,76	1,964	1,06	2,082	2,207	0,125	67,6	1233
EC-52	97,8	111	9	10,3	2,156	1,41	3,04	4,287	0,267	106,5	1680
EC-70	256,7	253	11,7	14,1	2,927	2,11	6,177	13,034	0,941	201,7	1920

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 17 – Dados das dimensões dos núcleos EC

EC, Núcleos de Ferrite (Magnetics)						
Part No.	A (cm)	B (cm)	C (cm)	D (cm)	E (cm)	G (cm)
EC-35	3,45	2,27	3,46	0,95	0,95	2,38
EC-41	4,06	2,705	3,901	1,161	1,161	2,697
EC-52	5,22	3,302	4,841	1,34	1,34	3,099
EC-70	7	4,45	6,9	1,638	1,638	4,465

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 18 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite ETD

ETD, Núcleos de Ferrite (Ferroxcube)											
Part No.	Wt _{cu} (grams)	Wt _{fe} (grams)	MLT (cm)	MPL (cm)	Wa	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	Kg (cm ⁵)	At (cm ²)	*AL (mh/1K)
					Ac						
ETD-29	32,1	28	6,4	7,2	1,865	0,761	1,419	1,08	0,0517	42,5	1000
ETD-34	43,4	40	7,1	7,87	1,757	0,974	1,711	1,6665	0,0911	53,4	1182
ETD-39	69,3	60	8,3	9,22	1,871	1,252	2,343	2,933	0,1766	69,9	1318
ETD-44	93,2	94	9,4	10,3	1,599	1,742	2,785	4,852	0,3595	87,9	1682
ETD-49	126,2	124	10,3	11,4	1,627	2,11	3,434	7,2453	0,5917	107,9	1909
ETD-54	186,9	180	11,7	12,7	1,609	2,8	4,505	12,6129	1,2104	133,7	2273
ETD-59	237,7	260	12,9	13,9	1,41	3,677	5,186	19,0698	2,1271	163,1	2727

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 19 – Dados das dimensões dos núcleos ETD

ETD, Núcleos de Ferrite (Ferroxcube)						
Part No.	A (cm)	B (cm)	C (cm)	D (cm)	E (cm)	G (cm)
ETD-29	3,06	2,27	3,16	0,98	0,98	2,2
ETD-34	3,5	2,56	3,46	1,11	1,11	2,36
ETD-39	4	2,93	3,96	1,28	1,28	2,84
ETD-44	4,5	3,25	4,46	1,52	1,52	3,22
ETD-49	4,98	3,61	4,94	1,67	1,67	3,54
ETD-54	5,45	4,12	5,52	1,89	1,89	4,04
ETD-59	5,98	4,47	6,2	2,165	2,165	4,5

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 20 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite PC

PC, Núcleos de Ferrite (Magnetics)											
Part No.	Wtcu (grams)	Wtfe (grams)	MLT (cm)	MPL (cm)	Wa	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	Kg (cm ⁵)	At (cm ²)	*AL (mh/1K)
					Ac						
PC-40905	0,5	1	1,9	1,25	0,65	0,1	0,065	0,00652	0,000134	2,8	455
PC-41408	1,6	3,2	2,9	1,97	0,631	0,249	0,157	0,03904	0,001331	6,8	933
PC-41811	3,5	7,3	3,7	2,59	0,62	0,429	0,266	0,11413	0,005287	11,1	1333
PC-42213	6,2	13	4,4	3,12	0,612	0,639	0,391	0,24985	0,01436	16,4	1633
PC-42616	10,1	20	5,3	3,76	0,576	0,931	0,536	0,49913	0,035114	23,1	2116
PC-43019	16,7	34	6,3	4,5	0,55	1,36	0,748	0,97175	0,080408	31,9	2700
PC-43622	26,7	57	7,5	5,29	0,499	2,02	1,007	2,03495	0,220347	44,5	3400
PC-44229	55,9	104	8,6	6,85	0,686	2,66	1,826	4,85663	0,600289	67,7	4000

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 21 – Dados das dimensões dos núcleos PC

PC, Núcleos de Ferrite (Magnetics)					
Part No.	A (cm)	B (cm)	C (cm)	E (cm)	G (cm)
PC-40905	0,914	0,749	0,526	0,388	0,361
PC-41408	1,4	1,16	0,848	0,599	0,559
PC-41811	1,8	1,498	1,067	0,759	0,72
PC-42213	2,16	1,79	1,34	0,94	0,92
PC-42616	2,55	2,121	1,61	1,148	1,102
PC-43019	3	2,5	1,88	1,35	1,3
PC-43622	3,56	2,99	2,2	1,61	1,46
PC-44229	4,24	3,56	2,96	1,77	2,04

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

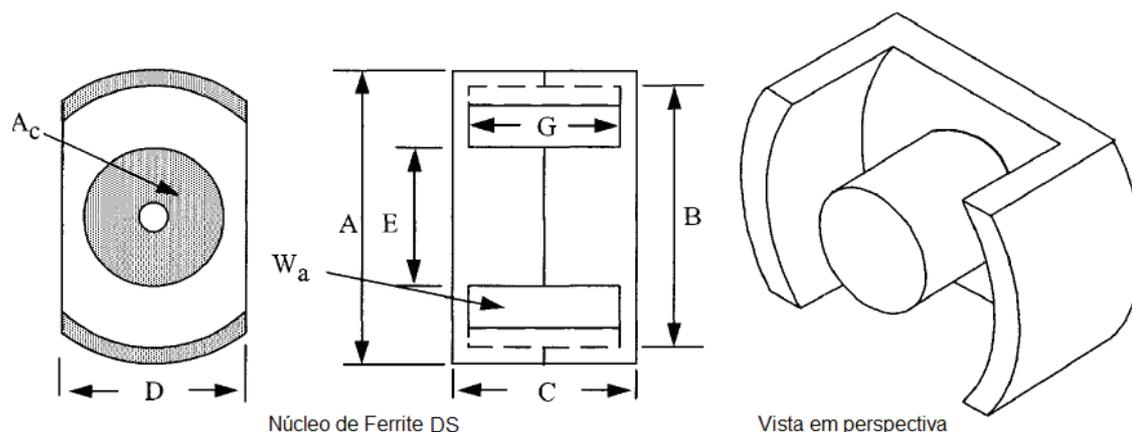


Figura 67 – Esboço das dimensões do núcleo DS
Fonte: Adaptado de MCLYMAN (2004).

Tabela 22 – Dados do projeto para o núcleo de ferrite DS

DS, Núcleos de Ferrite (Magnetics)											
Part No.	Wt _{cu} (grams)	Wt _{fe} (grams)	MLT (cm)	MPL (cm)	Wa	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	Kg (cm ⁴)	At (cm ²)	*AL (mh/1K)
					Ac						
DS-42311	4,7	10	4,5	2,68	0,77	0,378	0,291	0,11	0,00368	16,2	1487
DS-42318	9,1	13	4,6	3,99	1,366	0,407	0,556	0,227	0,008	21,1	1267
DS-42616	10,1	15	5,3	3,89	0,855	0,627	0,536	0,336	0,01593	23,1	1667
DS-43019	16,7	22	6,3	4,62	0,778	0,96	0,747	0,717	0,0438	31,9	1933
DS-43622	26,6	37	7,5	5,28	0,802	1,25	1,002	1,253	0,08404	44,2	2333
DS-44229	56	78	8,6	7,17	1,028	1,78	1,829	3,255	0,26917	67,7	2800

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

Tabela 23 – Dados das dimensões dos núcleos

DS, Núcleos de Ferrite (Magnetics)						
Part No.	A (cm)	B (cm)	C (cm)	D (cm)	E (cm)	G (cm)
DS-42311	2,286	1,793	1,108	1,54	0,99	0,726
DS-42318	2,286	1,793	1,8	1,54	0,99	1,386
DS-42616	2,55	2,121	1,61	1,709	1,148	1,102
DS-43019	3	2,5	1,88	1,709	1,351	1,3
DS-43622	3,561	2,985	2,17	2,385	1,61	1,458
DS-44229	4,24	3,561	2,96	2,84	1,77	2,042

Fonte: Adaptado de McLyman (2004).

APÊNDICE B – Tabela de bitolas de fios AWG

Tabela 24 – Dados de bitolas de fios AWG

(continua)

Dados de Bitolas de fios AWG			
AWG#	Área do condutor 10^{-3} (cm ²)	Resistência 10^{-6} Ω/cm	Diâmetro cm
0000	1072,3	1,608	1,168
000	850,3	2,027	1,04
00	674,2	2,557	0,927
0	534,8	3,224	0,825
1	424,1	4,065	0,735
2	336,3	5,128	0,654
3	266,7	6,463	0,583
4	211,5	8,153	0,519
5	167,7	10,28	0,462
6	133	13	0,411
7	105,5	16,3	0,366
8	83,67	20,6	0,326
9	66,32	26	0,291
10	52,41	32,9	0,267
11	41,6	41,37	0,238
12	33,08	52,09	0,213
13	26,26	69,64	0,19
14	20,02	82,8	0,171
15	16,51	104,3	0,153
16	13,07	131,8	0,137
17	10,39	165,8	0,122
18	8,228	209,5	0,109
19	6,531	263,9	0,0948
20	5,188	332,3	0,0874
21	4,116	418,9	0,0785
22	3,243	531,4	0,0701
23	5,508	666	0,0632
24	2,047	842,1	0,0566
25	1,623	1062	0,0505
26	1,28	1345	0,0452
27	1,021	1687,6	0,0409
28	0,8046	2142,7	0,0366
29	0,647	2664,3	0,033
30	0,5067	3402,2	0,0294
31	0,4013	4294,6	0,0267
32	0,3242	5314,9	0,0241
33	0,2554	6748,6	0,0236
34	0,2011	8572,8	0,0191

Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

Tabela 24 – Dados de bitolas de fios AWG

(conclusão)

Dados de Bitolas de fios AWG			
AWG#	Área do condutor 10^{-3} (cm ²)	Resistência 10^{-6} Ω /cm	Diâmetro cm
36	0,1266	13608	0,0152
37	0,1026	16801	0,014
38	0,08107	21266	0,0124
39	0,06207	27775	0,0109
40	0,04869	35400	0,0096
41	0,03972	43405	0,00863
42	0,03166	54429	0,00762
43	0,02452	70308	0,00685
44	0,0202	85072	0,00635

Fonte: Adaptado de Erickson (2000).

APÊNDICE C – Simulação do conversor no software PSIM ®

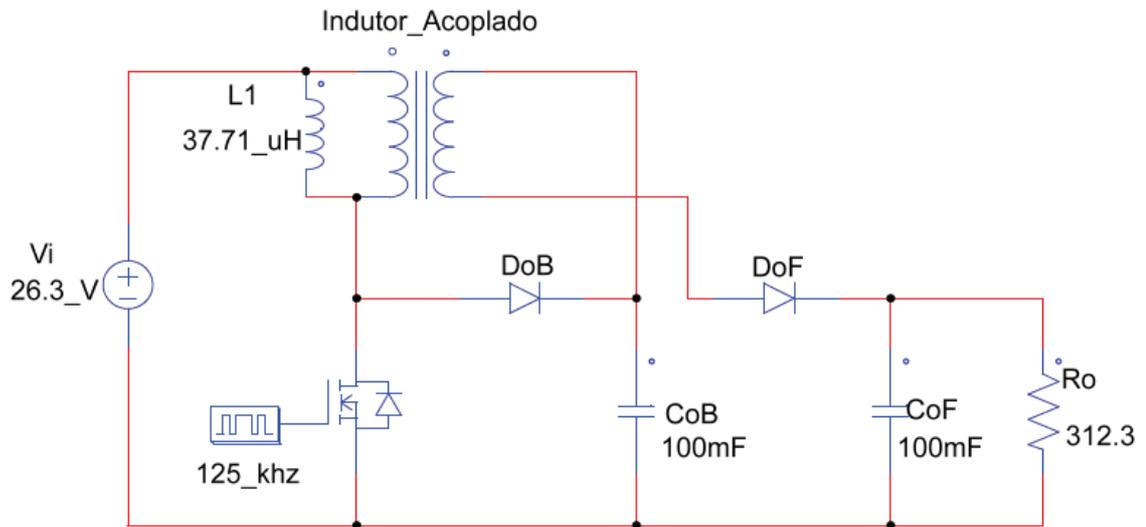


Figura 68 – Conversor integrado boost-flyback cascata simulado no PSIM
Fonte: Autoria própria (2014).

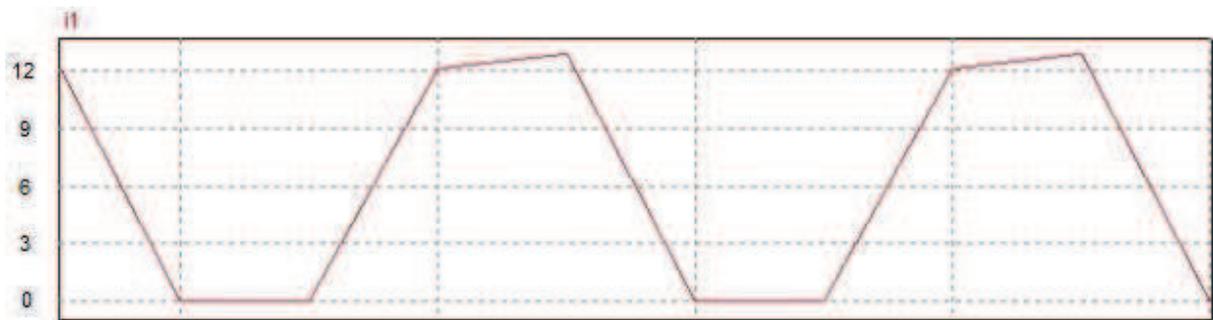


Figura 69 - Forma de onda da corrente de entrada
Fonte: Autoria própria (2014).

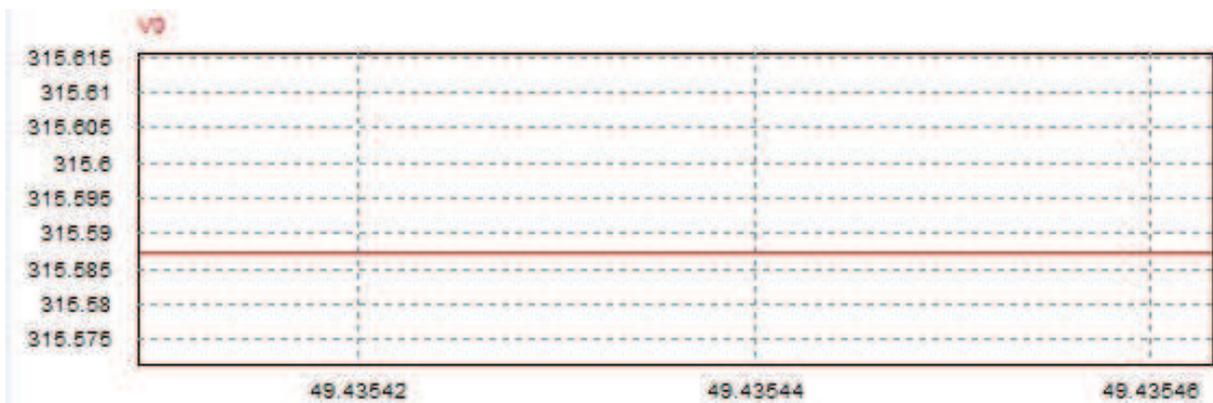


Figura 70 - Tensão na saída do conversor
Fonte: Autoria própria (2014).

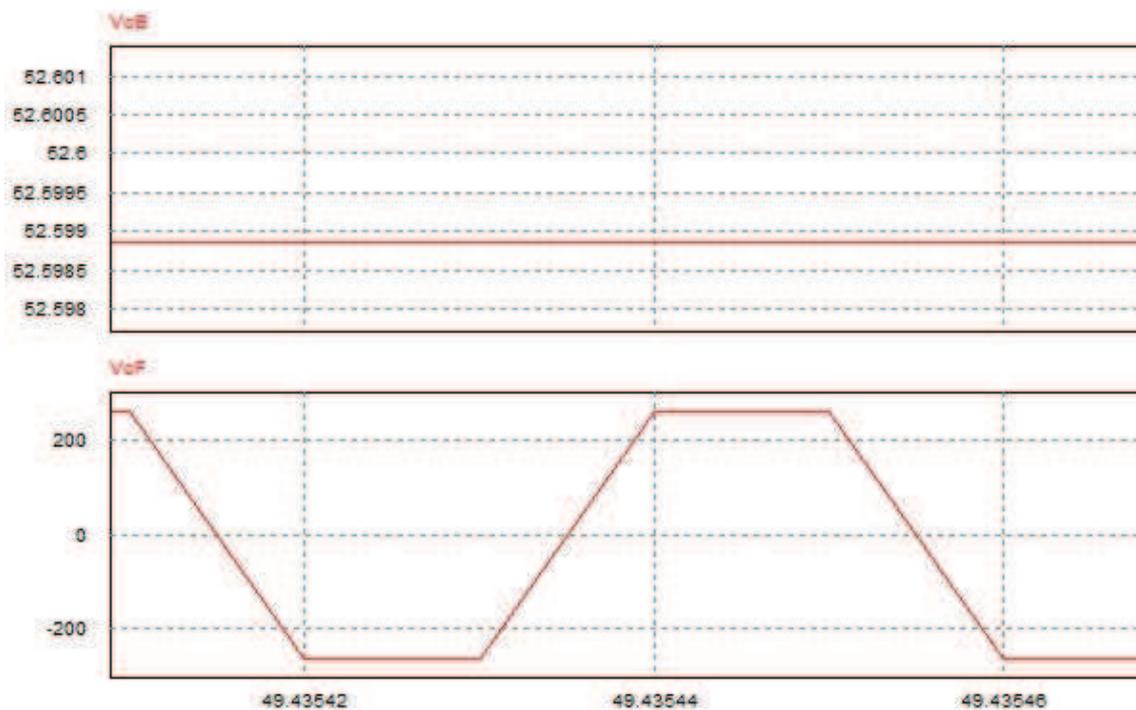


Figura 71 - Formas de onda de tensão na saída Boost e Flyback
Fonte: Autoria própria (2014).