

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

DANRLEI OTAVIANO DE SIQUEIRA

DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

DANRLEI OTAVIANO DE SIQUEIRA

DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Elétrica – DAELE – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Jorge Luis Roel Ortiz

PATO BRANCO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado “**DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS PLANARES**”, do aluno “**DANRLEI OTAVIANO DE SIQUEIRA**” foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° 214 de 2018.

Fizeram parte da banca os professores:

Jorge Luis Roel Ortiz

José Fábio Kolzer

Juliano de Pelegrini Lopes

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

AGRADECIMENTOS

À Deus, pelas misericórdias que se renovam a cada manhã.

Aos meus pais por propiciarem as condições de frequentar a universidade.

Ao professor Jorge Ortiz pela orientação e dedicação no esclarecimento das dúvidas pertinentes à realização do TCC.

À minha irmã Thais de Siqueira que me ajudou nos desenhos das placas de circuito impresso.

À minha irmã Deise pelo auxílio na compra dos núcleos.

Ao laboratorista Célio Degaraes por compartilhar do conhecimento e experiência na confecção de PCI's.

À instituição de ensino, UTFPR, por fornecer o suporte laboratorial necessário, além do apoio financeiro para compra dos materiais necessários.

RESUMO

SIQUEIRA, D. O. Dispositivos Magnéticos Planares. 2018. 48f. Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2018.

O avanço da eletrônica de potência, principalmente nos dispositivos de chaveamento utilizados em conversores estáticos de potência, trouxe como consequência que outros elementos, que também fazem parte destes conversores, necessitem acompanhar essa evolução. Um desses elementos é o indutor, que está presente em diversas topologias de conversores tais como o *Buck*, *Boost* e *Buck-boost*, tendo influência no funcionamento e desempenho. Uma metodologia de projeto bastante utilizada para construção de indutores é a do produto de áreas, a partir do qual se determina um núcleo de ferrite adequado para a construção do indutor e posteriormente calculam-se quais os melhores condutores cilíndricos para a bobina. Outra forma de construir-se um indutor é utilizando a tecnologia planar, que, entre outras possibilidades, usa placas de circuito impresso para a construção das bobinas. Foi feita uma pesquisa bibliográfica na literatura em relação às metodologias de projeto de indutores com núcleo planar, partindo de suas características construtivas e magnéticas, que estão associadas aos materiais que compõe o núcleo. Baseado nas metodologias pesquisadas e estudadas propõe-se um procedimento para o projeto de indutores. O indutor projetado foi montado e foram realizados ensaios experimentais para determinar o valor de indutância e comparar com o valor da indutância projetada.

Palavras-chave: Conversores. Indutores. Núcleo planar. Metodologia de projeto.

ABSTRACT

SIQUEIRA, D. O. Planars Magnetics Devices. 2018. 48 f. Monograph (Bachelors in Electrical Engineering) – Electrical Engineering course, Federal Technology University of Paraná. Pato Branco, 2018.

The advancement of power electronics, mainly in the switching devices used in static power converters has meant that other elements, which are also part of these converters, need to follow this trend. One of these elements is the inductor, which is present in several topologies of converters such as Buck, Boost and Buck-boost, influencing the operation and performance. A widely used design methodology for the construction of inductors is that of the product of areas, from which a ferrite core is determined suitable for the construction of the inductor and then it is calculated which are the best cylindrical conductors for the coil. Another way to build an inductor is to use planar technology, which, among other possibilities, uses printed circuit boards for the construction of coils. A bibliographical research was carried out in the literature regarding the design method of inductors with planar nucleus, starting from their constructive and magnetic characteristics, which are associated with the materials that make up the core. Based on the methodologies researched and studied, a procedure for the design of inductors is proposed. The designed inductor was assembled and experimental tests were performed to determine the inductance value and compare with the projected inductance value.

Keywords: Converters. Inductors. Planar core. Project methodology.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Indução elétrica criada por uma carga pontual dentro de uma superfície gaussiana.....	5
Figura 2 – Campo elétrico criado por meio da aplicação de um campo magnético. ...	6
Figura 3 – Lei de Ampère.....	7
Figura 4 – Regra da mão direita.....	8
Figura 5 – Linhas de campo em uma bobina percorrida por uma corrente I.	8
Figura 6 – Núcleo retangular simples.....	9
Figura 7 – Fluxo magnético através de um elemento de área dA	10
Figura 8 – Comportamento do fluxo em um núcleo de ferrite a) não saturado e b) saturado.	12
Figura 9 - Classificação dos materiais magnéticos.	13
Figura 10 – Curvas de magnetização típicas de um material (a) diamagnético; (b) paramagnético ou antiferromagnético; e (c) ferromagnético ou ferrimagnético.....	15
Figura 11 – Domínios magnéticos orientados aleatoriamente.....	15
Figura 12 - Domínios magnéticos alinhados na presença de um campo externo.	16
Figura 13 – Curva de magnetização típica de material ferromagnético.	17
Figura 14 – Laço de histerese.....	18
Figura 15 – (a) circuito magnético (b) circuito elétrico (c) Análogo elétrico do circuito magnético.....	21
Figura 16 – Forma típica de um indutor.	22
Figura 17 – Fluxo magnético em relação a geometria do núcleo.....	23
Figura 18 - Geometria característica de um núcleo planar.....	24
Figura 19 - Vista superior de um núcleo planar real.....	24
Figura 20 - Vista em corte de um núcleo planar real.....	24
Figura 21 – Circuito do ensaio para obter as curvas de magnetização dos materiais.	25
Figura 22 - Indução magnética em função da densidade de corrente.....	30
Figura 23 - Topologia do circuito <i>buck</i>	34
Figura 24 - Corrente de um indutor de <i>Buck</i> em MCC.	34
Figura 25 - Determinação gráfica da constante de tempo τ a partir da curva de resposta.....	38

Figura 26 - Curva de magnetização produzida.....	40
Figura 27 - Circuito para medição da constante de tempo.....	40
Figura 28 – Forma de onda da tensão de entrada <i>V_{in}</i> obtida com osciloscópio.	41
Figura 29 - Forma de onda da tensão VL obtida com osciloscópio.....	41
Figura 30 - Forma de onda da tensão VR obtida com osciloscópio.	42
Figura 31 - Medição de indutância com instrumento MX-1001.	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados de alguns materiais para ferrites de MnZn.....	20
Tabela 2 - Parâmetros do conversor Buck.....	34
Tabela 3 - Especificações de núcleos planares.....	35
Tabela 5 - Correntes e tensões medidas.....	39
Tabela 5 - Correntes e tensões medidas.....	39
Tabela 6 - Dados do ensaio de medição de constante de tempo com a tensão no resistor.....	42
Tabela 7 - Dados do ensaio de medição de constante de tempo com a tensão no indutor.....	43

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LTK	Lei das Tensões de Kirchhoff
SI	Sistema Internacional de Unidades
fem	força magnetomotriz
PCI	Placa de Circuito Impresso
MLT	<i>Mean Length Turn</i>
MCC	Modo de Condução Contínua

LISTA DE SÍMBOLOS

H	Intensidade de campo magnético [A/m]
B	Densidade de fluxo magnético [T]
I	Corrente [A]
N	Número de espiras
ℓ_m	Caminho médio do núcleo [m]
μ	Permeabilidade magnética [H/m]
Φ	Fluxo Magnético [Wb]
A	Área transversal [m ²]
μ_r	Permeabilidade magnética relativa [H/m]
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo [H/m]
M	Magnetização induzida [A/m]
χ_m	Susceptibilidade magnética
B_r	Densidade de fluxo magnético remanescente [T]
v	Tensão [V]
L	Indutância [H]
I_s	Corrente de saturação [A]
A_e	Área efetiva do núcleo [m ²]
f	Frequência [Hz]
V_{ca}	Tensão alternada aplicada[V]
V_{IN}	Tensão de alimentação [V]
V_R	Tensão do resistor [V]
V_L	Tensão do indutor [V]
w_t	Largura da trilha [mm]
h_t	Altura da trilha [mm]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	OBJETIVO GERAL	3
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	3
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	4
2.1	EQUAÇÕES DE MAXWELL.....	4
2.1.1	Lei de Gauss	5
2.1.2	Lei de Faraday	6
2.1.3	Lei de Ampère	7
2.2	DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO E CAMPO MAGNÉTICO	9
2.3	PERMEABILIDADE MAGNÉTICA.....	11
2.4	MATERIAIS MAGNÉTICOS.....	12
2.5	MAGNETIZAÇÃO EM MATERIAIS.....	14
2.5.1	Domínios magnéticos e magnetização.....	15
2.5.2	Curvas de magnetização.....	17
2.5.3	Histerese magnética.....	18
2.6	FERRITES.....	19
2.7	MATERIAIS PARA DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA.....	19
2.8	CIRCUITOS MAGNÉTICOS.....	20
2.9	INDUTORES	21
2.10	MODELAGEM DO INDUTOR	23
2.11	NÚCLEOS PLANARES.....	24
3	METODOLOGIA.....	25
3.1	ENSAIO PARA OBTER AS CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO.....	25
3.2	MÉTODO DO PRODUTO DAS ÁREAS PARA PROJETO DE INDUTORES	26
3.3	MÉTODO DE PROJETO PARA INDUTORES PLANARES SEGUNDO EBERT	28

3.4 METODOLOGIA DE PROJETO PARA REGULADORES DE TENSÃO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	31
3.5 EXEMPLO DE CÁLCULO APLICANDO AS METODOLOGIAS.....	33
3.6 ENSAIO PARA OBTER A RESPOSTA DE UM CIRCUITO RL.....	36
4 RESULTADOS	39
4.1 DADOS DO ENSAIO DAS CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO	39
4.2 CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO OBTIDAS	39
4.3 ENSAIOS PARA MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA ATRAVÉS DA TENSÃO DO RESISTOR	40
4.4 MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA POR MEIO DA TENSÃO DO INDUTOR.....	43
4.5 MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA COM INSTRUMENTO	43
5 CONCLUSÕES	45
REFERÊNCIAS.....	47

1 INTRODUÇÃO

Uma das grandes áreas da eletrônica de potência é a de conversores de potência CC-CC, que convertem um nível de tensão contínua para outro nível de tensão também contínua.

Um elemento fundamental no projeto de circuitos conversores é o indutor de potência. A função dele no conversor é a de armazenar energia para, posteriormente, fornecer esta energia armazenada a um circuito ou carga. A escolha ou o projeto adequado do indutor pode melhorar o *ripple* de corrente. O indutor é composto por um núcleo feito de ferrite, que é um tipo de material magnético (HURLEY; WOLFLE, 2013). O material magnético é primordial no projeto de elementos magnéticos. O engenheiro projetista de dispositivos magnéticos normalmente tem três palavras padrão ao fazer o estudo prévio de projeto: custo, tamanho e desempenho (MCLYMAN, 2011).

Segundo Barbi (2001), o sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor CC-CC está intimamente ligado com um projeto adequado dos elementos magnéticos. Um dos problemas reside no fato de que transformadores e indutores operando em alta frequência inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas (não idealidades), tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, entre outros fatores.

A aplicação dos elementos magnéticos operando em alta frequência surgiu da necessidade de acompanhar a velocidade de comutação dos circuitos conversores, bem como reduzir o peso e o volume destes elementos. O transformador e o indutor são dois elementos magnéticos fundamentais no projeto de sistemas eletrônicos. Em conversores estáticos de energia, eles são utilizados no isolamento elétrico, armazenamento de energia, adequação nos níveis de tensão entre módulos de um circuito e filtragem de componentes harmônicos (EBERT, 2008).

As técnicas tradicionais de construção de transformadores e de outros elementos magnéticos (técnicas que utilizam núcleos com pequena área da coluna central, grande comprimento magnético e espiras feitas com condutores cilíndricos) vêm sendo usadas por muito tempo, mas com várias desvantagens frente às técnicas de elementos planares (NAGEL; PARTRIDGE, 1994).

A necessidade na diminuição das dimensões dos dispositivos magnéticos, devido aos avanços na qualidade dos materiais magnéticos e da inclusão destes em circuitos integrados aumenta a necessidade e importância do cálculo preciso da indutância (PACURAR et al, 19-- , tradução própria).

Segundo Ebert (2008) para a construção de elementos magnéticos operando em alta frequência, as formas que podem ser utilizadas são separadas em três grupos, que são:

- núcleo convencional;
- núcleo convencional e toroidal (amplamente utilizado);
- núcleo de baixo perfil (pouco utilizado);
- núcleo planar (pouco utilizado).

Em termos de condutores, tem-se diversos perfis, sendo eles:

- cilíndrico (o mais utilizado);
- quadrado ou retangular;
- laminar, feito em placa de circuito impresso (PCI);
- coaxial e litz.

Dispositivos magnéticos planares são um novo conceito na área de magnetismo. Levou tempo para que alguns engenheiros começassem a incrementar a densidade de potência, e ao mesmo tempo aumentar o desempenho, fazendo isso economicamente viável (MCLYMAN, 2011, tradução própria). Segundo McLyman (2011, tradução própria) dois itens ajudaram no desenvolvimento dessa tecnologia: o uso de MOSFET's com frequências de chaveamento cada vez mais altas permitiu que o projetista reduzisse o número de espiras na construção de indutores e transformadores, e o uso de núcleos de ferrite, que podem ser moldados e produzidos em várias formas.

Do ponto de vista do *design*, o comportamento do indutor elétrico planar não pode ser previsto com precisão pelo método convencional aplicado a indutores e transformadores, principalmente operando em altas frequências (AMMOURI, SALAH, KOURDA, 2015, tradução própria).

Neste contexto, este trabalho propõe realizar uma pesquisa bibliográfica sobre núcleos magnéticos planares, determinando quais são de fato as suas vantagens e desvantagens em relação aos núcleos tradicionais e, também, propor um processo sistematizado para o projeto e confecção de indutores planares, que seja de fácil uso e aplicação, principalmente do ponto de vista prático.

Espera-se que os resultados obtidos neste trabalho, possam ser incluídos no processo de otimização de conversores, contribuindo na parte do projeto na qual se faz a escolha do núcleo magnético.

1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é sistematizar uma metodologia de projeto de indutores utilizando núcleos magnéticos planares, a partir do referencial teórico coletado, considerando as semelhanças e diferenças em relação aos núcleos magnéticos tradicionais.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a) Revisão bibliográfica sobre o comportamento e a modelagem de núcleos de material magnético de geometria planar;
- b) Pesquisa bibliográfica das metodologias e das características para projeto de um indutor propostas;
- c) Realizar ensaio nos núcleos ferromagnéticos para se obter as curvas de magnetização experimentais;
- d) Sistematizar uma metodologia para projeto de indutores planares;
- e) Realizar o projeto e a montagem de um indutor de geometria planar utilizando a metodologia definida, para análise do método proposto e aferição dos resultados de projeto com ensaios experimentais.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão apresentados conceitos do eletromagnetismo, as características dos materiais magnéticos, a configuração do circuito magnético e os tipos de modelos da curva de magnetização. Após isso realiza-se a apresentação das características dos núcleos planares e as principais considerações iniciais a respeito de projeto.

2.1 EQUAÇÕES DE MAXWELL

O físico e matemático James Clerk Maxwell (1831-1879) sintetizou as leis do eletromagnetismo em quatro equações, descritas no Quadro 1, que traz essas equações nas suas formas diferencial e integral (SADIKU, 2004).

Forma Diferencial	Forma Integral	Comentários
*Div $\mathbf{D} = \rho_v$	$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \int_v \rho \cdot dv$	Lei de Gauss Fluxo não conservativo
*Div $\mathbf{B} = 0$	$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$	Lei de Gauss Campo conservativo
*Rot $\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$	$\oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}$	Lei de Faraday
*Rot $\mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$	$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_S (\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}) \cdot d\mathbf{S}$	Lei de Ampère

Quadro 1 – Forma geral das equações de Maxwell.

Fonte: Adaptado de (Sadiku, 2004, p. 348).

*O rotacional (Rot) e o divergente (Div) produzem, respectivamente, um campo vetorial e um campo escalar.

As grandezas eletromagnéticas envolvidas nas equações do Quadro 1 são: campo elétrico \mathbf{E} ; indução elétrica \mathbf{D} ; intensidade de campo magnético \mathbf{H} ; densidade de campo magnético \mathbf{B} ; densidade superficial de corrente \mathbf{J} e densidade volumétrica de carga ρ_v (SADIKU, 2004).

2.1.1 Lei de Gauss

A lei de Gauss afirma que considerando qualquer superfície fechada S , chamada de superfície Gaussiana, o fluxo do campo elétrico total através dessa superfície é igual à carga total que está contida à ela. A Figura 1 ilustra uma carga pontual q dentro de uma superfície gaussiana S (HAYT; BUCK, 2013).

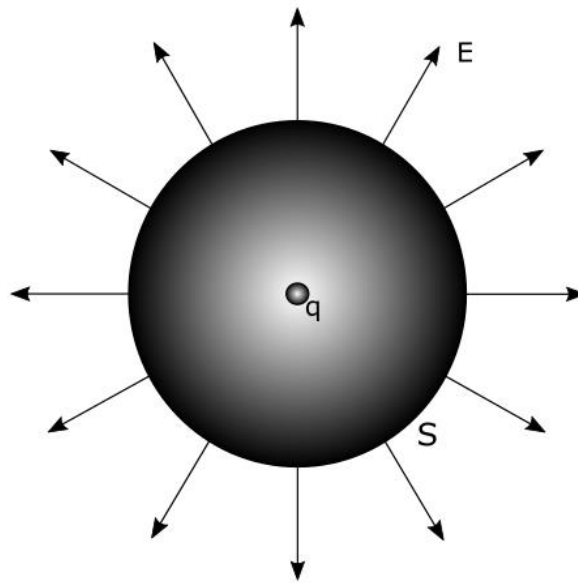


Figura 1 – Indução elétrica criada por uma carga pontual dentro de uma superfície gaussiana.

Fonte: Adaptado de Young, Friedman (2009, p.50).

A lei de Gauss permite visualizar a quantidade de carga que está no interior da superfície. A equação (1) estabelece que a densidade de carga é igual à divergência da densidade de fluxo elétrico, ou indução elétrica \mathbf{D} , ou seja, a indução elétrica \mathbf{D} através da superfície S será igual a carga total envolvida pela superfície, isto é, ρ_v em um ponto é, simplesmente, a carga por unidade de volume nesse ponto (HAYT; BUCK, 2013; SADIKU, 2004).

$$\text{DIV } \vec{D} = \rho \quad (1)$$

A equação (2) indica que o fluxo magnético é conservativo, isto é. O fluxo que entra num volume é igual ao fluxo que sai do volume. Esta também é chamada de lei de Gauss para o magnetismo (HAYT; BUCK, 2013).

$$\text{DIV } \vec{B} = 0 \quad (2)$$

2.1.2 Lei de Faraday

A equação relevante ao domínio da magnetodinâmica é a expressão (3). Ela indica que uma variação no tempo da densidade de fluxo magnético B gera um campo elétrico E rotacional à variação de B .

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3)$$

A circulação do campo elétrico E num laço condutor não fechado induz uma força eletromotriz (fem), como estabelece a equação (4).

$$fem = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (4)$$

Esta equação é conhecida como a lei de Faraday, e ainda poderá circular uma corrente elétrica se o laço condutor for fechado, conforme ilustra a Figura 2 (SADIKU, 2004).

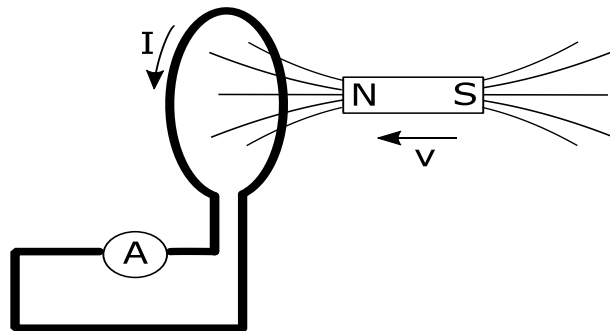


Figura 2 – Campo elétrico criado por meio da aplicação de um campo magnético.
 Fonte: Adaptado de (Electrônica, 2016)

2.1.3 Lei de Ampère

A lei de Ampère enuncia que a corrente I que circula por um fio retilíneo cria, em volta dele, linhas de campo magnético \mathbf{H} rotacionais e que são perpendiculares a direção da corrente, conforme mostra a Figura 3. A forma integral da lei de ampère é definida na equação (5) (SADIKU, 2004; HAYT. BUCK, 2012).

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (5)$$

Em que $d\vec{l}$ é um vetor tangente em cada ponto do caminho ou laço fechado. Para o caso de um fio condutor infinito, o vetor $d\vec{l}$ está na mesma direção de \mathbf{H} , e ambos vetores se encontram ao longo do contorno, onde \mathbf{H} tem o mesmo valor em todos os pontos deste contorno, que é o caminho de integração (CHAPMAN, 2012).

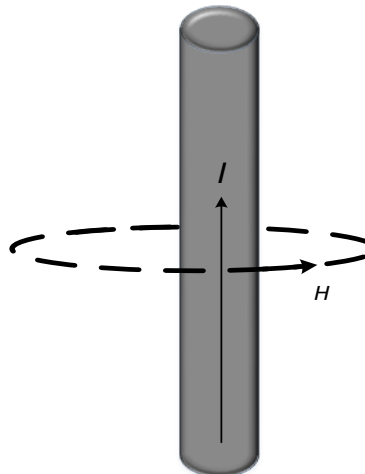


Figura 3 – Lei de Ampère.
Fonte: Adaptado de Santos (2016, p.8)

A orientação de \vec{H} pode ser determinada pela regra da mão direita. Com o polegar apontado segundo a orientação da corrente e os outros dedos dobrados em torno do fio indicam a orientação de \vec{H} , conforme ilustra a Figura 4 (SADIKU, 2004).

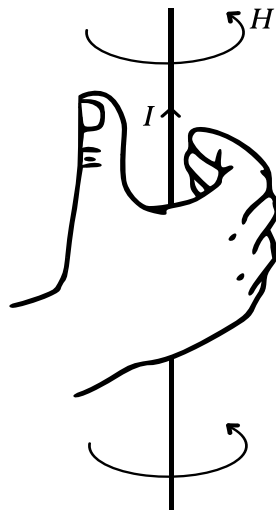


Figura 4 – Regra da mão direita.
Fonte: Adaptado de Sadiku (2004, p. 245).

A intensidade de campo magnético é uma grandeza vetorial e é medida em ampère por metro (A/m). Alguns fabricantes utilizam o Oesterd (Oe) para o campo magnético (SADIKU, 2004).

Se o condutor da Figura 3 for enrolado formando uma espira, as linhas de campo terão a mesma direção e sentido no centro da espira. Se o mesmo condutor for enrolado de forma a ter uma bobina com N espiras, o campo magnético produzido terá um caminho contínuo em torno da bobina, como mostra a Figura 5, cuja distribuição das linhas de campo da bobina se torna similar à de um ímã permanente.

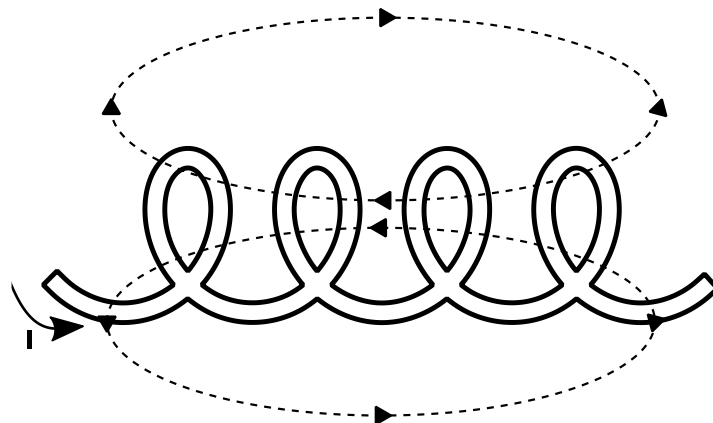


Figura 5 – Linhas de campo em uma bobina percorrida por uma corrente I .
Fonte: Adaptado de Boylestad (2010, p.313)

Para melhor aproveitar e aumentar o fluxo magnético criado no interior da bobina, e poder direcionar o caminho pelo qual essas linhas irão passar, utiliza-se como núcleo um material ferromagnético, conforme ilustra a Figura 6. As linhas de

campo seguem a trajetória descrita pela forma do material magnético, devido à permeabilidade do material ser muito maior do que a permeabilidade do ar, criando assim um caminho de fluxo magnético Φ . Como, no circuito magnético da Figura 6 não se pode determinar exatamente o caminho das linhas de fluxo magnético, considera-se então, o caminho médio desse fluxo ℓ_m passando no centro do núcleo.

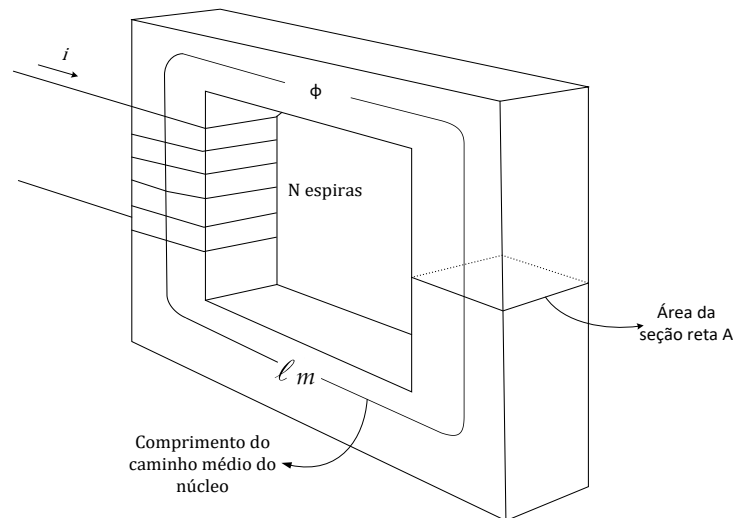


Figura 6 – Núcleo retangular simples.
Fonte: Adaptado de Chapman (2012, p.9).

Quando o caminho fechado for atravessado por uma bobina com N espiras, obtém-se a equação (6).

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = N \cdot I \quad (6)$$

Considerando que a intensidade de campo magnético é constante ao longo da trajetória, tem-se a equação (7).

$$H = \frac{N \cdot I}{\ell_m} \quad (7)$$

2.2 DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO E CAMPO MAGNÉTICO

A densidade de fluxo magnético \vec{B} e a intensidade de campo magnético \vec{H} são relacionadas por meio da equação (8).

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}, \quad (8)$$

na qual μ é a permeabilidade magnética. A unidade de medida de \mathbf{B} é o weber por metro quadrado (Wb/m^2), ou em tesla (T) (HAYT, BUCK, 2013).

O fluxo magnético Φ é definido por meio de uma superfície qualquer, conforme mostra a Figura 7.

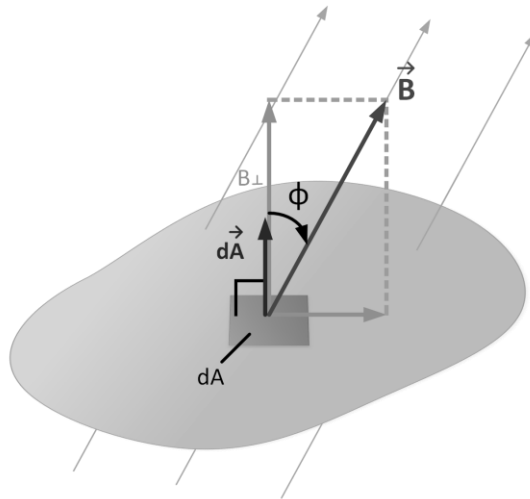


Figura 7 – Fluxo magnético através de um elemento de área dA .
Fonte: Adaptado de Young, Friedman (2009, p.210).

A superfície é dividida em elementos de área dA , para cada elemento determina-se a componente \vec{B} normal ao elemento de área, B_{\perp} . Pela Figura 7, $B_{\perp} = B \cos \phi$. Define-se então a variação de fluxo magnético conforme equação (9) (HAYT; BUCK, 2013).

$$d\Phi = (B \cos \phi) dA \quad (9)$$

Assim o fluxo magnético total através da superfície é a integração de todas as contribuições dos elementos individuais de área, conforme equação (10) (HAYT; BUCK, 2013).

$$\Phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (10)$$

Se \vec{B} for constante em toda a superfície e ortogonal a área transversal da superfície do núcleo, o fluxo magnético pode ser dado pela equação (11).

$$\Phi = B \cdot A. \quad (11)$$

A unidade do fluxo magnético no SI, é o weber (Wb), $1 Wb = 1 Tm^2$ (YOUNG; FRIEDMAN, 2009).

2.3 PERMEABILIDADE MAGNÉTICA

Os materiais magnéticos caracterizam-se pela sua permeabilidade magnética μ . A permeabilidade expressa a capacidade ou facilidade com que este material permite a passagem de linhas de campo magnético, sua unidade de medida é henry por metro (H/m). A facilidade com que o material pode ser magnetizado é atribuído a permeabilidade relativa μ_r , ela é dada pela relação da própria permeabilidade do material e a permeabilidade do ar, conforme a relação

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}, \quad (12)$$

na qual μ_0 é a permeabilidade do vácuo, e tem o valor de $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

Os materiais ferromagnéticos não possuem permeabilidade relativa constante, ela varia com a densidade de fluxo \vec{B} em que o material trabalha, ou seja, ao ser aplicado um campo magnético intenso ao material, a densidade de fluxo aumenta atingindo a região de saturação e com isto o valor da permeabilidade diminui, fazendo com que a indução magnética não cresça proporcionalmente com o campo magnético \vec{H} , além do fluxo disperso aumentar (fluxo fora do material), isto significa que o fluxo adicional se dispersa no ar, conforme ilustrado na Figura 8 (ORTIZ; MENDEZ, 2011).

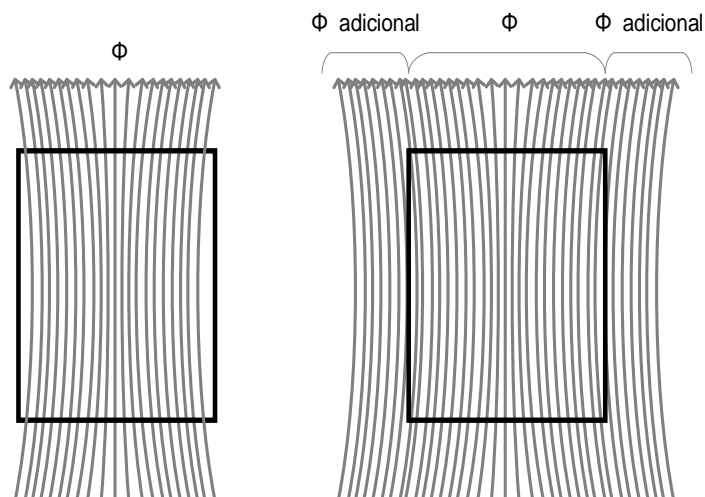


Figura 8 – Comportamento do fluxo em um núcleo de ferrite a) não saturado e b) saturado.

Fonte: Adaptado de Ortiz; Mendes (2011, p.29).

2.4 MATERIAIS MAGNÉTICOS

De maneira geral, segundo Sadiku (2004), os materiais magnéticos podem ser divididos em três grupos principais: diamagnéticos, paramagnéticos e ferromagnéticos. É possível utilizar a susceptibilidade magnética χ_m ou a permeabilidade magnética μ_r para classificar os materiais em função de seu comportamento magnético ou propriedades magnéticas.

O diamagnetismo é caracterizado nos materiais nos quais na presença de campos magnéticos, há movimento de translação dos elétrons em torno do núcleo e de rotação dos elétrons em torno de seus próprios eixos, de modo a se cancelar mutuamente.

Sendo assim, o momento magnético permanente de cada átomo é zero, e portanto, os materiais são fracamente afetados pela presença de campos magnéticos. Na maioria dos materiais diamagnéticos, como o bismuto, silício, diamante, cloreto de sódio e cobre, χ_m é da ordem de -10^{-5} , ou com uma permeabilidade ligeiramente inferior à unidade ($\mu_r \lesssim 1$), com isto a maior parte do fluxo magnético prefere circular pelo ar do que pelo matéria diamagnético, já que o ar é mais permeável. Isto produz uma força que repele o corpo diamagnético da fonte geradora de campo magnético (SADIKU, 2004).

Os materiais são definidos como paramagnéticos, quando os átomos têm um pequeno momento dipolo magnético permanente associado a eles, devido quase inteiramente aos momentos de dipolo magnético spin dos elétrons. Quando não há um campo magnético externo aplicado a esse tipo de material, a orientação aleatória dos átomos produz um momento magnético médio zero nos limites de um volume finito. Quando se aplica um campo magnético externo, ocorre uma tendência de alinhar o momento atômico na direção do campo aplicado, de maneira a aumentar o valor de fluxo magnético do vetor \vec{B} , no interior do material sobre o valor externo. Entretanto, esse campo externo também provoca um efeito de diamagnetismo dos elétrons em órbita, que contrabalança o aumento em B . Este tipo de material possui

permeabilidade ligeiramente superior à unidade ($\mu_r \gtrsim 1$), sendo o seu efeito similar ao diamagnetismo se a permeabilidade fosse aproximada à unidade ($\mu_r = 1$). (NOTAROS, 2012).

Segundo Sadiku (2004), o ferromagnetismo ocorre em materiais para os quais os átomos têm momento magnético permanente relativamente grande. O material mais conhecido dessa categoria é o ferro, por isso o nome ferromagnetismo. Materiais com essas características são muito úteis na prática, em contraponto aos materiais diamagnéticos, os materiais ferromagnéticos apresentam as seguintes propriedades:

- são capazes de serem fortemente magnetizados devido a ação de um campo magnético;
- quando retirados da presença de um campo magnético, retêm um grau considerável de magnetização;
- quando a temperatura fica acima de uma temperatura conhecida como *temperatura Curie*, perdem suas propriedades ferromagnéticas e tornam-se materiais paramagnéticos lineares. Dessa forma, se um ímã permanente for aquecido acima de sua temperatura *Curie* (770 °C para o ferro), ele perde sua magnetização por completo;
- são não lineares, ou seja, a relação constitutiva $\mathbf{B} = \mu_0\mu_r\mathbf{H}$ não é verificada para materiais ferromagnéticos porque μ_r depende de \mathbf{B} e não pode ser representado por um único valor.

A Figura 9 mostra a classificação genérica dos três principais tipos de materiais.

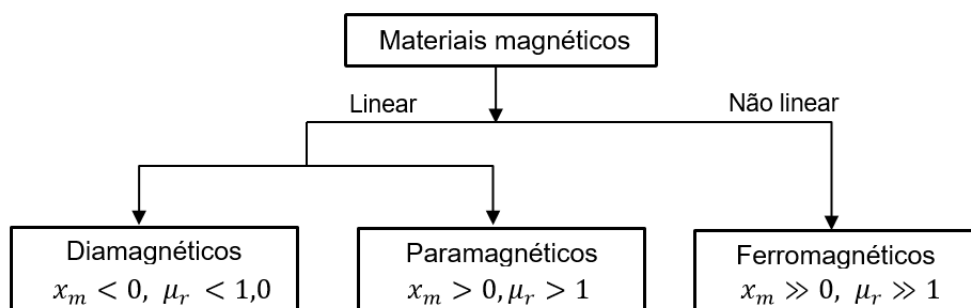


Figura 9 - Classificação dos materiais magnéticos.
Fonte: Adaptado de Sadiku (2004, p. 299).

Portanto, segundo Sadiku (2004) os valores de μ_r para materiais ferromagnéticos, como o níquel, por exemplo, podem variar de $\mu_r = 50$ em determinadas condições e 600 sob outras condições. Outro exemplo é o ferro com

0,2% de impurezas e apresenta uma $\mu_r = 6000$. Algumas ligas de ferro atingem $\mu_r = 10^6$.

2.5 MAGNETIZAÇÃO EM MATERIAIS

A permeabilidade magnética é uma das principais características dos materiais magnéticos, com os quais são fabricados os núcleos dos dispositivos eletromagnéticos. Ela expressa a facilidade ou a capacidade que determinado material permite a passagem de linhas de campo magnético. A aplicação de um campo magnético externo no material, estabelece uma densidade de fluxo magnético no núcleo, e a medida que este campo aumenta, a densidade de fluxo aumenta, mas a partir de determinada intensidade de campo magnético o comportamento do fluxo magnético do material muda, fazendo com que a densidade de campo magnético aumente lentamente ainda que a intensidade de campo aumente rapidamente. Para elevadas intensidades de campo magnético, a variação de densidade de campo magnético é praticamente nula, dessa forma o material está saturado (BASTOS, 2012; FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

A importância dos materiais magnéticos é dupla, pois a partir de sua utilização é possível se obter elevadas densidades de fluxo magnético com níveis relativamente baixos de força magnetizante. Além disso, os materiais são usados para delimitar e direcionar os caminhos magnéticos dentro de caminhos bem definidos (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Considerando todos os tipos de materiais, inclusive os ferromagnéticos, a relação entre \mathbf{B} e \mathbf{H} depende da magnetização prévia do material ferromagnético, ou seja, sua “história ferromagnética” (SADIKU, 2004). Dessa forma é necessário possuir informações além da relação linear entre \mathbf{B} e \mathbf{H} (isto é, $\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}$), mas também a relação dada pela curva de magnetização ou curva $\mathbf{B} - \mathbf{H}$.

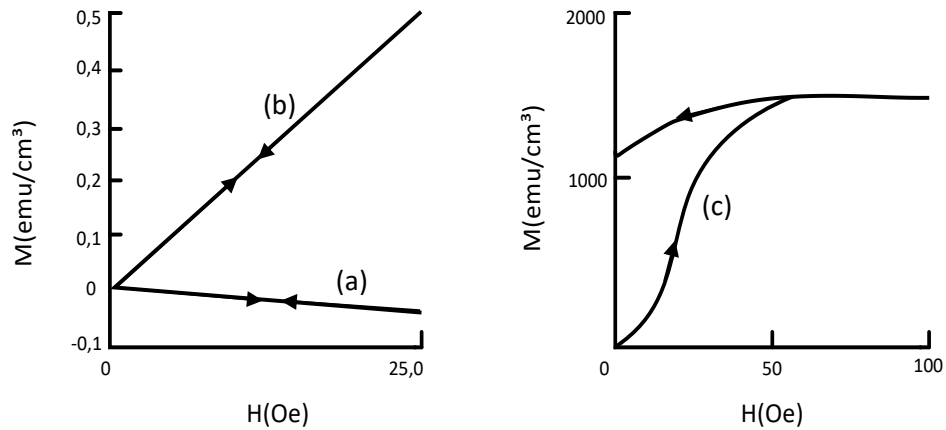


Figura 10 – Curvas de magnetização típicas de um material (a) diamagnético; (b) paramagnético ou antiferromagnético; e (c) ferromagnético ou ferrimagnético. Fonte: Adaptado de Cullity; Graham (2009, p.14).

2.5.1 Domínios magnéticos e magnetização

Nos átomos de ferro, de outros materiais similares, como o cobalto, níquel e algumas de suas ligas os campos magnéticos tendem a estar estreitamente alinhados entre si. Dentro dos materiais de propriedades magnéticas, como os citados, há minúsculas regiões denominadas de domínios. Em cada domínio destes, os átomos estão alinhados de maneira que todos os seus campos magnéticos estão apontados no mesmo sentido, dessa forma, cada um dos domínios dentro do material se comporta como um pequeno ímã (CHAPMAN, 2013).

Segundo Chapman (2013), um bloco inteiro de ferro pode aparentar não possuir nenhum fluxo porque todos esses domínios estão orientados de maneira aleatória dentro do material, como mostra a Figura 11.

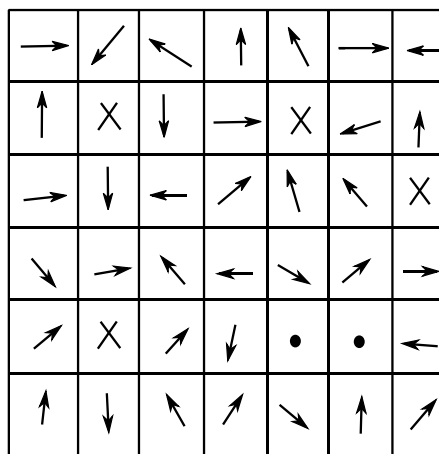


Figura 11 – Domínios magnéticos orientados aleatoriamente. Fonte: Adaptado de Chapman (2013, p. 27).

Inicialmente, a aplicação de um campo externo a um bloco de ferro, os domínios que estão apontando no mesmo sentido que o campo crescem à custa dos domínios que estão apontados em outras direções. Este crescimento ocorre porque os átomos em suas periferias sofrem rotação, mudando fisicamente de orientação e alinhando-se com o campo magnético aplicado, dessa forma o fluxo magnético aumenta. A consequência desse aumento de campo faz com que mais átomos mudem de orientação e aumentem ainda mais a força de campo magnético. Esse efeito de realimentação positiva leva o ferro a ter uma permeabilidade muito mais alta do que a do ar (CHAPMAN, 2013).

A continuação do aumento de campo magnético externo, faz com que domínios inteiros alinhados na direção errada terminam se orientando e formando um bloco único alinhado com o campo externo. Quando quase todos os átomos e domínios no ferro estiverem alinhados com o campo externo, qualquer incremento adicional na força magnetomotriz causará apenas a mesmo aumento de fluxo que ocorreria no vácuo (CHAPMAN, 2013). O material se diz magnetizado quando seus campos magnéticos internos estão alinhados, como mostra a Figura 12. Quando todos já estiverem alinhados nenhum incremento de magnetização é permitido, significando que o material atingiu a saturação.

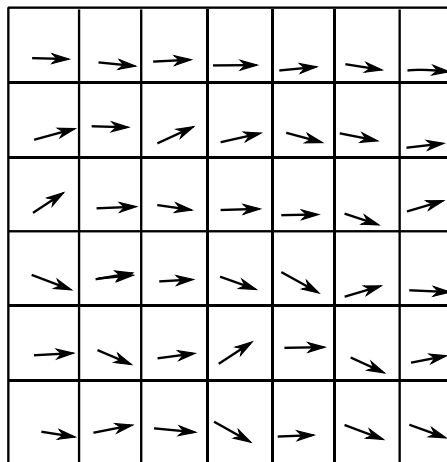


Figura 12 - Domínios magnéticos alinhados na presença de um campo externo.
Fonte: Adaptado de Chapman (2013, p. 27).

2.5.2 Curvas de magnetização

O comportamento do material magnético e a representação das mudanças de direção dos seus domínios podem ser observados na curva de magnetização, também conhecida como curva de primeira magnetização, que é a parte inicial do gráfico do laço de histerese. Ela fornece o resumo das informações a respeito do comportamento de um material magnético (BASTOS, 2012; FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Em núcleos ferromagnéticos ao ser aplicado um campo magnético externo H a um material ferromagnético, se observa um aumento da densidade de fluxo magnético B , assim a medida que a intensidade de H aumenta, a densidade de fluxo B também aumenta, mas a partir de um certo valor de H (H_0) a densidade de fluxo aumenta lentamente. Chegando a valores altos de H (H_1), então a taxa de crescimento de B diminui significativamente embora o campo atinja valores muito elevados de campo magnético (H_x), neste ponto de operação se diz que o material satura. Ao ser alcançada a saturação (B_x, H_x) obtém-se a curva de magnetização. Esse comportamento da magnetização do material pode ser visto na Figura 13 (BASTOS, 2012; FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

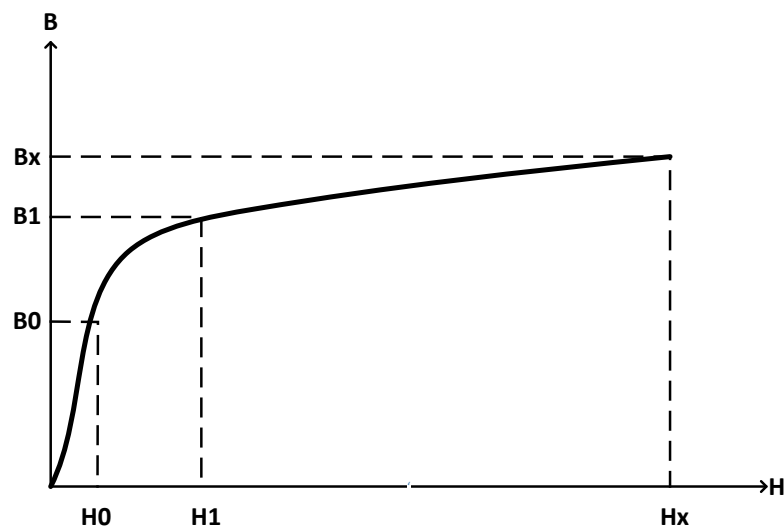


Figura 13 – Curva de magnetização típica de material ferromagnético.
Fonte: Santos (2016, p.16).

2.5.3 Histerese magnética

A histerese magnética é responsável pelo atraso entre a densidade de fluxo magnético \mathbf{B} e a intensidade do campo magnético \mathbf{H} aplicado no material ferromagnético. O fenômeno histerese é causado, porque ao cessar-se o campo magnético aplicado, nem todos os domínios ficam desorientados como a princípio, para que eles percam a orientação é necessário aplicar energia (HAYT; BUCK, 2013; ORTIZ, MENDES, 2011).

Ao ser alcançada a saturação parcial ($\mathbf{B}_x, \mathbf{H}_x$) ilustrado na Figura 13, os fenômenos de histerese começam a aparecer. Diminuindo a intensidade do campo magnético aplicado no material espera-se que a densidade de campo magnético regreda proporcionalmente, no entanto, não é isso que se observa. Mesmo zerando \mathbf{H} existe uma densidade de fluxo remanescente \mathbf{B}_r . Para anular a densidade de fluxo remanescente é necessário aplicar um campo magnético contrário, chamado de força coercitiva \mathbf{H}_c . Em seguida aplica-se a força magnetizante máxima em sentido oposto $-\mathbf{H}_{m\acute{a}x}$ e se novamente diminuir a intensidade do campo até levar $\mathbf{H} = \mathbf{0}$ irá aparecer a densidade de fluxo remanescente $-\mathbf{B}_r$. Por fim \mathbf{B} é levado a zero novamente. Esse processo é repetido várias vezes, até ser traçado o ciclo ilustrado na Figura 14, ele é chamado de laço de histerese (HAYT; BUCK, 2013).

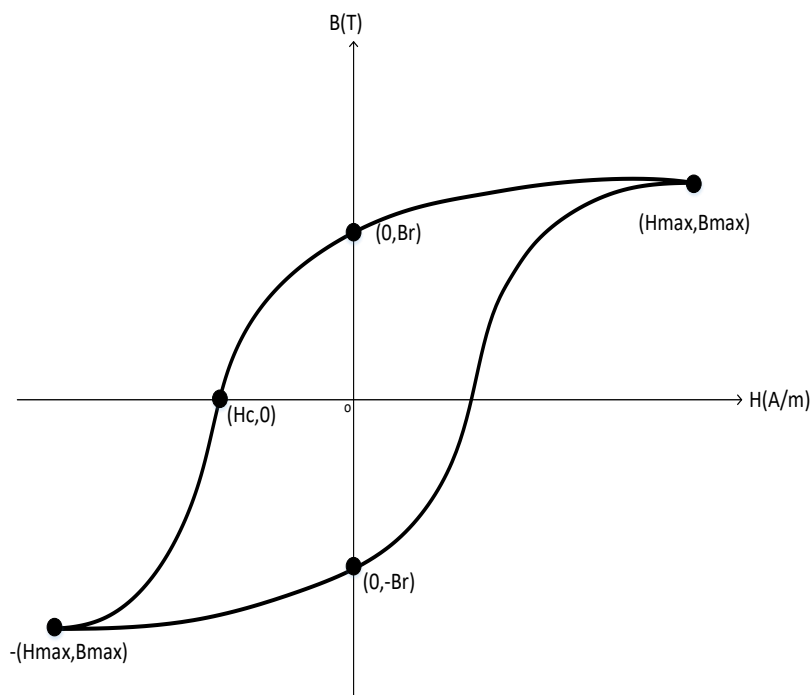


Figura 14 – Laço de histerese.
Fonte: Adaptado de Hayt; Buck (2013, p.259).

2.6 FERRITES

Segundo a *Magmattec* (2018) os comumentes chamados ferrites, ou óxidos ferrimagnéticos (podem ser magnetizados ou atraídos por ímãs) são materiais cerâmicos compostos principalmente por óxido de ferro combinados com outros elementos metálicos.

Os ferrites utilizados são basicamente divididos em moles e duros, baseados na sua coercitividade. Os duros possuem alta coercitividade, e por isso são mais difíceis de desmagnetizar. Já os moles apresentam baixa coercitividade, fazendo com que esses elementos apresentem poucas perdas ao magnetizar e desmagnetizar. Os ferrites moles compostos por NiZn e MnZn são os mais utilizados (MAGMATEC, 2018).

Segundo a *Ferroxcube* (2013) os materiais NiZn e MnZn podem ser facilmente magnetizados. Estes materiais podem ser usados em frequências muito altas sem laminação, como é normalmente utilizado no processo de construção de elementos magnéticos. Os ferrites NiZn têm média permeabilidade e são mais adequados para frequências acima de 2MHz (MAGMATTEC, 2018), já os ferrites de MnZn apresentam maiores permeabilidades magnéticas (750-30000) e elevados níveis de saturação magnética, sendo indicados para frequências de até 2MHz.

2.7 MATERIAIS PARA DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA

Segundo a *Ferroxcube* (2013) em elementos que transmitem potência e transformam níveis de tensão, requerendo entreferro, alguns materiais são indicados para o ferrite escolhido, como o 3C91, 3C92, 3C93, 3C94, 3F3 e 3F4, que são todos ferrites de MnZn. A Tabela 1 mostra os dados que a fabricante *Ferroxcube* para materiais utilizados na construção de seus núcleos de ferrite.

Tabela 1 - Dados de alguns materiais para ferrites de MnZn.

Material	Freq. Rec. (MHz)	μ_r	B_{sat} (mT)	T_c (°C)
3C81	<0,2	2700	450	>210
3C90	<0,2	2300	470	>220
3C91	<0,3	3000	470	>220
3C92	<0,2	1500	520	>280
3C92	<0,3	1800	500	>240
3C94	<0,3	2300	470	>220
3C95	<0,3	3000	530	>215
3C96	<0,4	2000	500	>240
3F3	0,2 - 0,5	2000	440	>200
3F35	0,5 - 1	1400	500	>240
3F4	1 - 2	900	410	>220

Fonte: Adaptado de *Ferroxcube* (2013, p.59)

2.8 CIRCUITOS MAGNÉTICOS

Embora o material magnético tenha um comportamento não linear, devido a sua elevada permeabilidade, ele concentra o fluxo magnético em uma região dentro do espaço onde essa permeabilidade é elevada, permitindo o direcionamento do fluxo onde ele é necessário. Sistemas que envolvem um caminho de material magnético de alta permeabilidade que conduz o fluxo magnético são chamados de circuitos magnéticos. Eles tem uma representação análoga aos circuitos elétricos. Em circuitos elétricos, quando uma tensão é aplicada cria-se uma corrente, onde sua circulação é dificultada por meio de uma resistência. Em circuitos magnéticos, o fluxo magnético é correlacionado à corrente elétrica e o material magnético oferece uma certa dificuldade a passagem do fluxo. Essa resistência a passagem de fluxo magnético é denominada de relutância magnética \mathfrak{R} . A corrente total aplicada juntamente com o número de espiras cria e impulsiona o fluxo magnético, esse fenômeno é denominado força magnetomotriz. A Figura 15 ilustra a analogia entre circuitos elétricos e magnéticos (CHAPMAN, 2012; SADIKU, 2013).

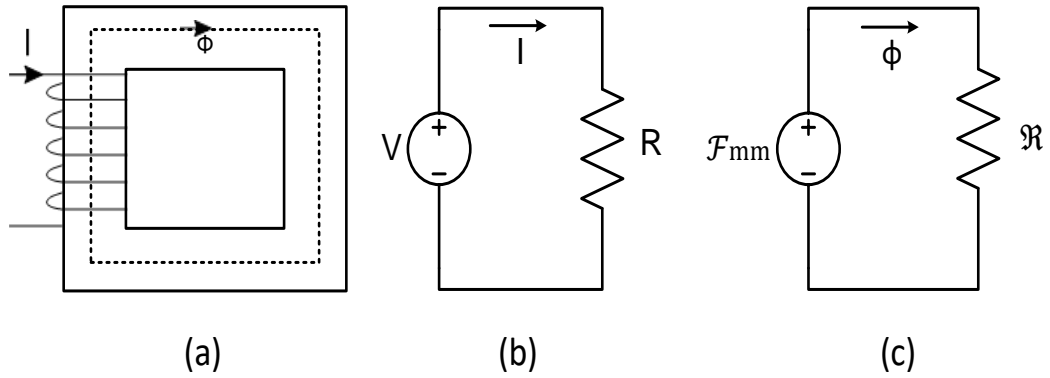


Figura 15 – (a) circuito magnético (b) circuito elétrico (c) Análogo elétrico do circuito magnético
Fonte: Adaptado de Chapman (2012, p.12).

O comportamento dos circuitos magnéticos, é regido por equações equivalentes aos dos circuitos elétricos. Estas equações estão no Quadro 2.

Circuito Elétrico	Circuito Magnético
Resistência elétrica R	Relutância magnética \mathcal{R}
Condutância $G = \frac{1}{R}$	Permeância $P = \frac{1}{\mathcal{R}}$
Condutividade σ	Permeabilidade μ
Corrente I	Fluxo magnético Φ
Densidade de corrente $J = \frac{I}{S}$	Densidade de fluxo $B = \frac{\Phi}{S}$
Força eletromotriz V	Força magnetomotriz \mathcal{F}

Quadro 2 – Relação entre as equações do circuito elétrico e magnético.
Fonte: Adaptado de Santos (2016, p.)

2.9 INDUTORES

Indutores são dispositivos eletromagnéticos passivos que armazenam energia em forma de campo magnético. Qualquer condutor de corrente elétrica possui efeito indutivo, conseqüentemente exerce o efeito de um indutor, entretanto para se

obter uma indutância maior, o indutor típico é formado por várias espiras de material condutor isolado que envolve um cilindro, como ilustra a Figura 16 (SADIKU, 2004).

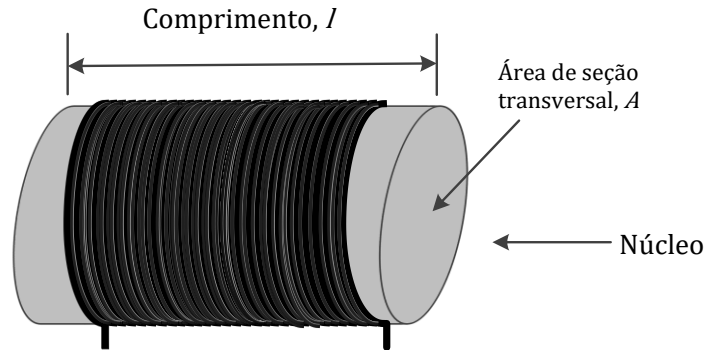


Figura 16 – Forma típica de um indutor.
Fonte: Adaptado de Alexander; Sadiku (2013, p.198).

A tensão em um indutor é diretamente proporcional à variação de corrente e sua constante de proporcionalidade é a indutância, sua unidade de medida é o henry (H) (SADIKU, 2004). A relação entre a tensão e a variação de corrente no indutor é mostrada na equação (13).

$$V = \frac{Ldi}{dt} \quad (13)$$

A indutância de um indutor depende de suas dimensões físicas e de aspectos construtivos, que envolvem o número de espiras e geometria do núcleo. Normalmente as indutâncias ficam na escala de mH. As fórmulas para o cálculo da indutância variam de acordo com suas dimensões físicas e construção (SADIKU, 2004). Para um indutor em formato de solenoide, com núcleo de ar de comprimento infinito, por exemplo, a indutância pode ser calculada por meio da equação (14).

$$L = \frac{N^2 \mu A_e}{l_m} \quad (14)$$

Sendo, N o número de espiras, μ é a permeabilidade do núcleo, A_e é a área da seção transversal do núcleo e l_m é o comprimento da bobina. Pela equação (14) conclui-se que para obter uma indutância elevada, pode-se aumentar o número de espiras, usar um material de permeabilidade maior, expandindo a área transversal ou diminuir o comprimento da bobina. A energia armazenada em um indutor é definida pela equação (15) (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

$$W = \frac{1}{2} L \cdot i^2 \quad (15)$$

2.10 MODELAGEM DO INDUTOR

A modelagem do indutor se baseia na geometria do núcleo, número de espiras e o tipo do material do núcleo ferromagnético. A Figura 17 ilustra a distribuição do fluxo magnético em relação a geometria do núcleo.

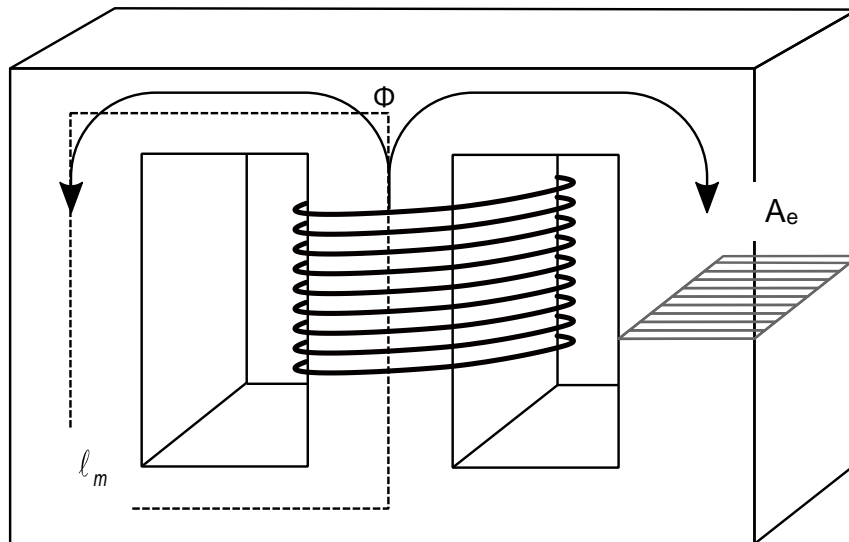


Figura 17 – Fluxo magnético em relação a geometria do núcleo.
 Fonte: Adaptado de Santos (2016, p.).

O fluxo magnético gerado está diretamente ligado a geometria, esta relação está demonstrada na equação (16) da indutância.

$$L = \frac{N}{I} \Phi \quad (16)$$

Substituindo a equação na equação (11), obtém-se a equação (17).

$$L = \frac{N}{I} (B \cdot A) \quad (17)$$

2.11 NÚCLEOS PLANARES

Como já descrito nas seções anteriores, o núcleo planar apresenta baixa altura de perfil e área de seção transversal elevada em comparação à núcleos tradicionais, como mostra a Figura 18.

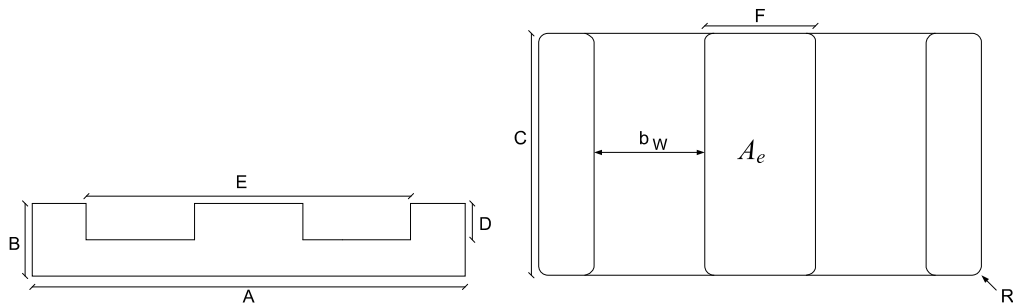


Figura 18 - Geometria característica de um núcleo planar.
Fonte: Adaptado de Ebert (2008, p.25).

As Figuras Figura 19 e Figura 20 mostram exemplares reais de dois núcleos planares E22 da *Ferroxcube*.

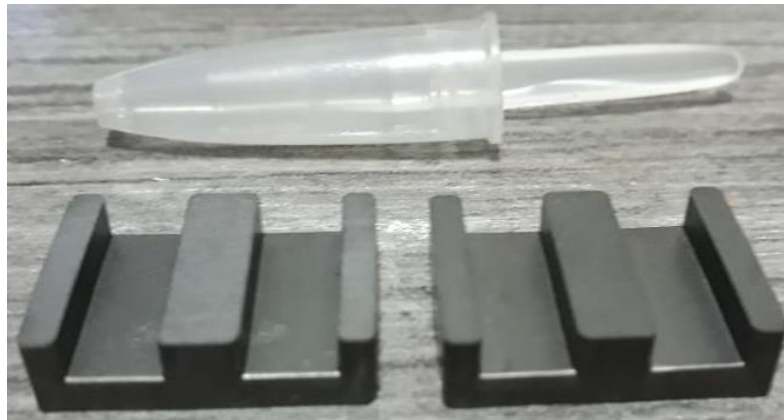


Figura 19 - Vista superior de um núcleo planar real.
Fonte: Autoria própria.

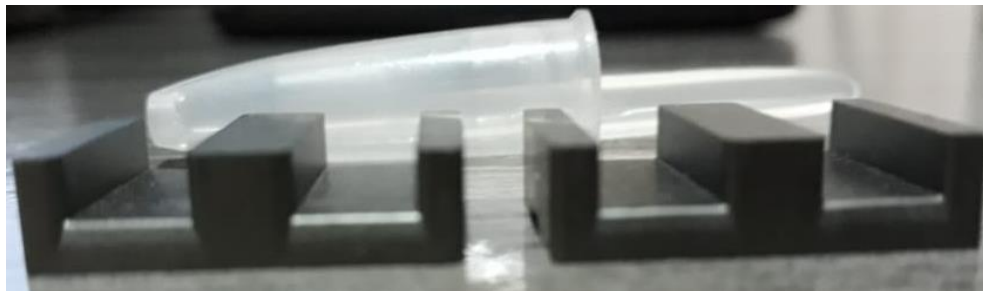


Figura 20 - Vista em corte de um núcleo planar real.
Fonte: Autoria própria.

3 METODOLOGIA

Fez-se um ensaio experimental para obtenção das curvas de magnetização, sendo necessário realizar a construção dos indutores utilizados nos ensaios. Nos tópicos a seguir será explicado como foram projetados os indutores, como foi realizado o ensaio de magnetização dos indutores e os materiais utilizados.

3.1 ENSAIO PARA OBTER AS CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO

Para a realização do ensaio, foram necessários os seguintes materiais: 1 varivolt; 1 resistor de 12Ω ; 2 multímetros; 1 indutor planar com dois núcleos de ferrite E38, material 3F4 da *Ferroxcube* e cabos para as conexões. Montou-se um circuito típico RL, em que a tensão de alimentação é controlada pelo varivolt. Colocou-se em paralelo com o indutor um multímetro para medir a tensão, e em série um amperímetro para medir a corrente do indutor, como ilustra o esquema Figura 21.

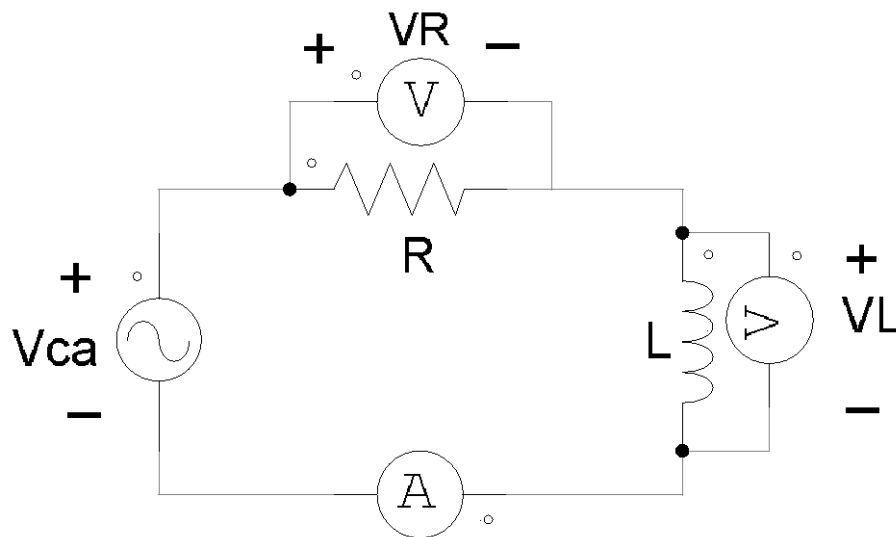


Figura 21 – Circuito do ensaio para obter as curvas de magnetização dos materiais.
Fonte: Autoria própria

Após obter o conjunto de pontos de tensão e corrente, os valores de B e H podem ser obtidos diretamente pelas equações (18) e (19).

$$B = \frac{V}{4,44 \cdot N \cdot f \cdot A_e} \quad (18)$$

$$H = \frac{\sqrt{2} \cdot N \cdot I}{l_m} \quad (19)$$

As equações (18) e (19) relacionam os valores eficazes de tensão e corrente medidos, a frequência e os parâmetros efetivos dos núcleos magnéticos. Em seguida os parâmetros B e H são ajustados em uma curva, concedendo então a curva de magnetização dos materiais.

3.2 MÉTODO DO PRODUTO DAS ÁREAS PARA PROJETO DE INDUTORES

O método mais difundido no projeto físico de indutores é o método do produto das áreas, também conhecido como método “ $A_e A_w$ ”, que consiste em encontrar o produto entre a área A_w da janela do núcleo utilizado e a área da seção transversal A_e da coluna central pela qual o fluxo magnético irá percorrer (BARBI, 2002; MCLYMAN, 2012).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{rms}}{B_{máx} \cdot J_{máx} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (20)$$

Onde:

- A_e : área da seção transversal do núcleo;
- A_w : área da janela do núcleo, que pode variar dependendo da combinação de núcleos;
- L : indutância desejada, em Henrys [H];
- I_{pico} : corrente de pico inerente a aplicação do indutor, em Amperes [A];
- $B_{máx}$: densidade de fluxo magnética, definida pela curva de magnetização do núcleo, em Teslas [T];
- $J_{máx}$: densidade de corrente máxima, em Amperes/centímetro quadrado [A/cm^2];
- k_w : fator de utilização da janela;

Após a determinação do produto $A_e A_w$, realiza-se o cálculo do número de espiras que o indutor deve possuir:

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{máx} \cdot A_e} \quad (21)$$

Com a quantidade do número de espiras determinada, realiza-se o cálculo do entreferro a ser inserido no núcleo para evitar a saturação:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (22)$$

Na equação (22), l_g corresponde ao comprimento total do entreferro, sendo que geralmente ele é dividido por dois, pois cada metade é inserida em uma das colunas mais externas do núcleo do tipo E. O fator 10^{-2} é inserido para que o resultado fornecido esteja na unidade de centímetros.

Segundo Barbi (2002), o efeito pelicular (*skin effect*) deve ser levado em conta na utilização de condutores em altas frequências. À medida que a frequência aumenta, a corrente no interior do condutor tende a circular na periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Sendo assim, esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor, limitando a área máxima do condutor a ser empregado. A equação (23) define a profundidade de penetração pelicular.

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (23)$$

Sendo f a frequência e δ a profundidade de penetração pelicular.

A densidade de corrente máxima admitida no condutor determina a bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento (BARBI, 2002).

$$S_{cond} = \frac{I_{rms}}{J_{máx}} \quad (24)$$

Na equação (24), S_{cond} é a área do condutor a ser utilizado, que devido ao efeito de pelicularidade, não deve possuir diâmetro maior que 2δ . Sendo assim, em

alguns casos é necessário realizar a bobinagem do indutor com condutores em paralelo, onde o número de condutores necessários é dado pela equação (25).

$$N_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} \quad (25)$$

Onde S_{skin} corresponde à área de um condutor com diâmetro igual ou menor à 2δ .

3.3 MÉTODO DE PROJETO PARA INDUTORES PLANARES SEGUNDO EBERT

Como já mencionado na seção introdutória, a utilização do método convencional, ou seja de produto de áreas, pode não ser o mais indicado para confecção de indutores planares. Desta forma, outra metodologia é proposta por Ebert, Carpes Jr e Fagundes (2008).

Inicialmente deve-se determinar o núcleo que se deseja ser utilizado, para então determinar o número máximo de camadas condutoras, de espiras por camada e espiras totais. O valor da indutância a partir de parâmetros elétricos pode ser determinado pela equação (26), que expressa que a indutância L é função da variação de corrente ΔI_L , tensão do indutor V_L e da frequência f .

$$L = \frac{V_L}{\Delta I_L \cdot f} \quad [H] \quad (26)$$

A equação (27) permite determinar o valor de L a partir dos parâmetros do núcleo utilizado.

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{l_g + \frac{l_e}{\mu_r}} \quad (27)$$

Onde:

l_g = tamanho do entreferro total [m];

l_e = caminho magnético médio [m].

Igualando as equações (26) e (27) e isolando o número de espiras N , se obtém a equação (28).

$$N = \sqrt{\frac{L}{\mu_0 \cdot A_e} \left(l_g + \frac{l_e}{\mu_r} \right)} \quad (28)$$

Após o uso da equação (28), é necessário verificar se o núcleo utilizado é capaz de comportar a número de espiras calculado. Uma resposta negativa implica na escolha de um núcleo maior. Caso contrário, procede-se o cálculo do valor de B , utilizando a equação (29).

$$B = \frac{V_{pL}}{N \cdot A_e \cdot f \cdot K_v} [T] \quad (29)$$

Onde:

- V_{pL} : valor da tensão de pico no indutor;
- K_v : fator de forma de onda.

A partir do valor de B determinado, é possível encontrar o valor de J no gráfico da densidade de fluxo em função da densidade de corrente, mostrado na Figura 22.

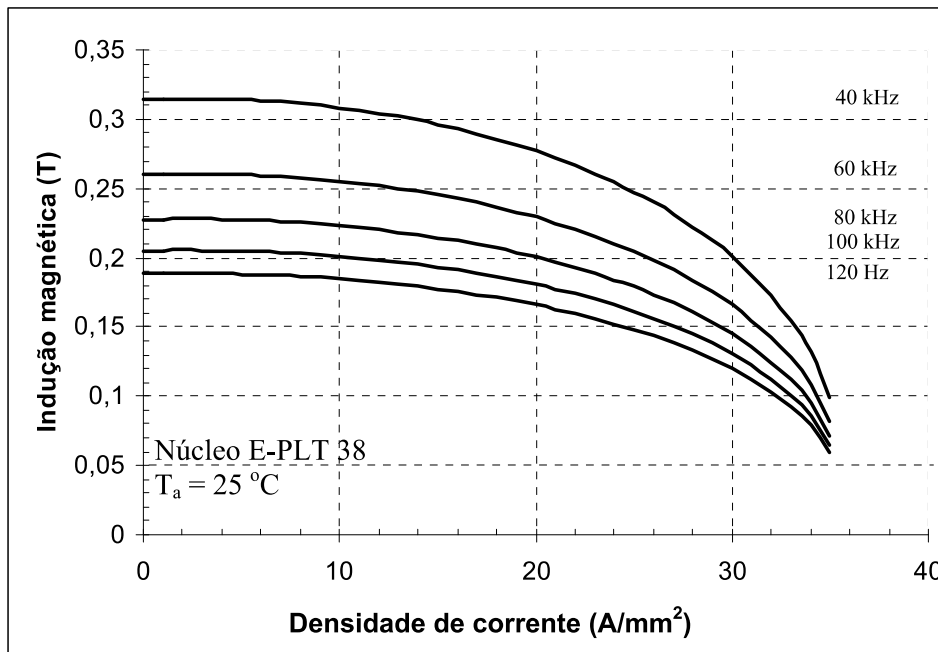


Figura 22 - Indução magnética em função da densidade de corrente.
 Fonte: Ebert (2008, p.104).)

Segundo Ebert, Fagundes e Carpes Jr (2008) com a densidade de corrente estabelecida calcula-se a largura da trilha, w_t , usando a equação (30),

$$w_t = \frac{I}{J \cdot h_t} \quad (30)$$

onde J é dado em (A/mm²) e h_t é a altura do cobre em mm. Geralmente as placas de fenolite utilizadas em PCI's apresentam cobre com alturas de 35 μ m e 70 μ m.

Para verificar se há condições de confeccionar a PCI's, ainda é necessário estipular o espaçamento s entre trilhas. Segundo Ebert (2008) uma distância de 200 μ m é suficiente, já Collins e Duffy (2010) utilizam $s = 400\mu$ m em seus projetos. Sendo assim, um meio de determinar qual a distância que o núcleo consegue abrigar é utilizando a equação (31)

$$w_t = \frac{b_w - (N+1)s}{N} \quad (31)$$

Se o espaçamento calculado w_t calculado é insuficiente, necessita-se utilizar duas PCI's, colocando metade das espiras em cada uma, ou ainda escolher um núcleo que apresente b_w maior.

3.4 METODOLOGIA DE PROJETO PARA REGULADORES DE TENSÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

Segundo Collins e Duffy (2010) no projeto convencional de indutores, os valores máximos de ΔB e J são limitados pelas considerações de perdas e o número de espiras impõe restrições para os mínimos valores da janela, A_w , e da área de seção transversal, A_e , do núcleo. Dessa forma, uma possibilidade de cálculo do produto dessas áreas é a que é apresentada na equação (32).

$$A_e A_w \geq \frac{D \cdot (V_{in} - V_o) \cdot I_L}{f \cdot k_w \cdot \Delta B \cdot J} \quad (32)$$

Entretanto, devido à relação de k_w e J com as características construtivas da PCI e de ΔB com núcleo, é difícil definir quais os valores para esses parâmetros no caso de indutores planares, sendo assim, a aplicação direta do método de áreas não é tão simples. Calcular J e B é ainda mais complicado devido às contribuições de alta frequência (COLLINS, DUFFY; 2010). Uma abordagem alternativa é proposta calculando separadamente o valor de A_e e A_w . O primeiro passo é mostrado na equação (33).

$$w_{w_{\min}} > \frac{A_{Cu_{\min}}}{N_{PCI} \cdot T_{Cu}} + 2c_{cw} \quad (33)$$

Onde:

$w_{w_{\min}}$: largura mínima da janela;

N_{PCI} : número de camadas de PCI;

t_{Cu} : espessura do cobre por camada;

c_{cw} : folga entre o núcleo e o cobre;

$A_{Cu_{\min}}$: área mínima para suportar a corrente demandada.

Então, escolhe-se o menor núcleo que atenda a equação (33) e posteriormente é necessário determinar quais são os valores mínimos, N_{\min} , e máximos, N_{\max} , de espiras que podem ser acomodados no núcleo, conforme mostra a equação (34).

$$N_{m\acute{a}x} = \frac{(w_w - 2 \cdot c_{cw}) \cdot N_{PCI} \cdot t_{Cu}}{A_{Cu_{m\acute{i}n}}} = \frac{w_w - 2 \cdot c_{cw}}{w_{w_{m\acute{i}n}} - 2 \cdot c_{cw}} \quad (34)$$

Onde:

w_w : largura da janela do núcleo.

Segundo Collins e Duffy (2010) para determinar $N_{m\acute{i}n}$ há maior dificuldade, pois é necessário que se conheça o valor de variação de indução ΔB que para cada núcleo estará relacionado com a variação de temperatura ΔT . Nos núcleos planares, o desempenho térmico é dado por uma fórmula empírica, que relaciona as perdas no núcleo com variação de temperatura.

$$P_v = \frac{12\Delta T}{\sqrt{V_e}} \quad (35)$$

Onde V_e  o volume efetivo do núcleo.

A relação entre perdas e fluxo magnético pode ser calculado usando o parâmetro K de Steinmetz, utilizando a equação (36).

$$P_v = K \cdot f^\alpha \cdot B^\beta \quad (36)$$

Os coeficientes K , α e β geralmente são fornecidos pelos fabricantes. Com o valor de B encontrado é possível calcular o valor mínimo de espiras $N_{m\acute{i}n}$. Se ocorrer de $N_{m\acute{i}n} > N_{m\acute{a}x}$  necessário realizar os cculos com um núcleo maior (COLLINS; DUFFY, 2010).

Após isso realiza-se o cculo do entreferro l_g utilizando a equação (37), que segue.

$$l_g \cong \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} F \quad (37)$$

O coeficiente F é denominado Fator de margem e pode ser calculado pela equação (38) que utiliza o comprimento médio de uma espira MLT (*mean length turn*).

$$F \cong 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(2 \cdot \frac{MLT}{l_g}\right) \quad (38)$$

Entretanto, segundo Collins e Duffy (2010) para altas frequências ainda é necessário levar em consideração a contribuição da relutância do núcleo, calculando L' utilizando a equação (39).

$$L' = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{l_g + \frac{l_g + l_e}{\mu_r}} F \quad (39)$$

Desta forma, as equações (37), (38) e (39) estão relacionadas e é necessário encontrar L' de tal forma que $L' = L$, fazendo com que algumas alterações sejam necessárias para que isso aconteça.

3.5 EXEMPLO DE CÁLCULO APLICANDO AS METODOLOGIAS

O levantamento bibliográfico realizado argumenta que a metodologia convencional de projeto de indutores nem sempre apresenta o melhor desempenho quando aplicada em elementos planares. Dessa forma surgem outras propostas de projeto, como a mostrada na seção 3.3. Entretanto, esta nova metodologia proposta parte de algumas premissas que, em um primeiro momento podem trazer complicações ao projetista, pois não apresenta claramente, por exemplo, quais os critérios para a escolha do núcleo que deve ter seus parâmetros utilizados na equação (31) e nem um valor inicial de entreferro l_g que deve ser arbitrado.

Esta seção se dedica a aplicação do método descrito na seção 3.3, realizando algumas considerações complementares que possam contribuir no desenvolvimento do projeto.

Inicialmente, estipula-se alguns parâmetros elétricos para um conversor CC-CC do tipo *buck* (abaixador de tensão), cuja topologia é mostrada na Figura 23 e os dados elétricos estão mostrados na Tabela 2.

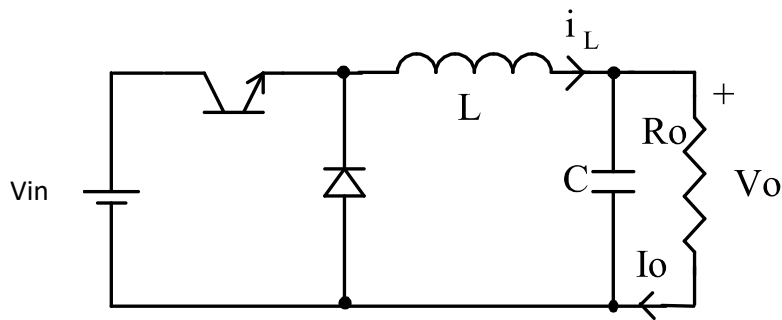


Figura 23 - Topologia do circuito *buck*.
Fonte: Pomílio (2014, p.5.1).

A Figura 24 mostra a onda de corrente do indutor do conversor *Buck*, onde é possível observar que a corrente não atinge o valor zero, o que configura que o conversor está em MCC – Modo de Condução Contínuo.

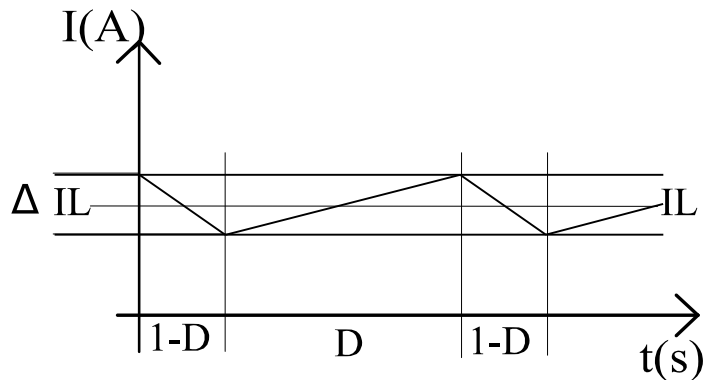


Figura 24 - Corrente de um indutor de *Buck* em MCC.
Fonte: Pomílio (2014, p. 5.2).

Tabela 2 - Parâmetros do conversor *Buck*.

Parâmetro	Valor
V_{in}	50 V
V_o	25 V
f	80 kHz
P_o	50 W
I_L	2 A
ΔI_L	0.7 A
Razão cíclica	0,5

Fonte: Autoria própria

O valor da indutância obtido para este conversor em MCC é $L = 223\mu H$. Para ser possível utilizar-se da equação (28) para cálculo do número de espiras, ainda é necessário se conhecer os parâmetros geométricos dos núcleos planares, que são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Especificações de núcleos planares.

Núcleo	$V_e (mm^3)$	$A_e (mm^2)$	$l_e (mm)$
E-PLT 14	230	14,3	20,7
E-E 14	490	14,3	23,7
E-PLT 22	2040	78,5	26,1
E-E 22	3226	78,5	38,1
E-PLT 38	8460	194	43,7
E-E 38	10200	194	53,4
E-PLT 64	35500	519	69,7
E-E 64	40700	519	79,9

Fonte: Adaptado de Ebert (2008, p.72).

Para o entreferro, na prática, é possível confeccioná-lo com folhas de papel A4, que apresentam espessura de aproximadamente de $75\mu m$, considerando que o entreferro seja colocado nas colunas externas do núcleo, pode-se determinar um entreferro total de $150\mu m$.

Desta forma, aplicação da equação (28), considerando a combinação de núcleos E-E38, de material 3F4, com permeabilidade $\mu_r = 900$, conforme mostra a Tabela 1, resulta em um valor numérico de 13,199 espiras, desta forma considera-se $N=14$.

Segundo Ebert (2008), os próximos procedimentos seriam: aplicar a equação (29), onde se calcula o valor de B e posteriormente de posse do gráfico da Figura 22 obter a densidade de corrente ótima para o desempenho do circuito. Entretanto, para esse procedimento, seria necessário possuir inúmeras curvas, pois para cada combinação de tipo de núcleo e material haveria uma curva característica.

Desta forma, um procedimento que pode simplificar essa etapa de projeto, é arbitrar um valor de densidade de corrente recomendada pela literatura e posteriormente utilizar a equação (29) como instrumento de conferência para aferir se o valor de B estará na região linear da curva de magnetização, ou seja, abaixo dos valores apresentados na Tabela 1.

Para este exemplo, adotou-se $J = 30A/mm^2$. Valores próximos a este são utilizados por Ebert (2008), onde realiza-se processos de otimização de projeto e demonstra-se que as menores perdas magnéticas estão em temperaturas da ordem de $80^\circ C$, por isso é possível a utilização de uma densidade de corrente elevada. Além disso, Collins e Duffy (2010) também utilizam este valor em seus projetos de indutores planares.

Outra maneira de determinar a largura da trilha é a recomendada por Jones (2004) e Petry (2014), que utiliza-se de valores de tabelados para determinar a largura da trilha a partir da especificação de corrente, como mostra a Tabela 4.

Tabela 4 - Largura de trilha em função da corrente.

Corrente (A)	Largura(mm) para 1oz	Largura (mm) para 2oz
1	0,254	0,127
2	0,762	0,281
3	1,27	0,635
4	2,032	1,016
5	2,794	1,397
6	3,81	1,905
7	4,572	2,286
8	5,588	2,794
9	6,604	3,302
10	7,62	3,810

Fonte: Autoria própria.

Ao considerar $J = 30A/mm^2$, a aplicação da equação (30), considerando $h_t = 70\mu m$ resulta em $w_t = 0,952mm$, optando pela tabela obtém-se $w_t = 0,281$. Já aplicação da equação (31), considerando $s = 300\mu m$, resulta em $w_t = 0,479mm$. Isso quer dizer que para 14 espiras, a maior largura que pode ser construída é de $0,479mm$, conclui-se que necessário escolher outro núcleo, se definir-se como opção de projeto a escolha da densidade de corrente, realizar a divisão das espiras em duas placas, sendo a última opção a escolhida.

Além disso, ainda é necessário realizar a conferência da saturação magnética, por meio da equação (29), que resulta em $1,16 mT$, abaixo de $410 mT$, que é o valor de saturação para o material 3F4 apresentado na Tabela 1.

$$B = \frac{50}{14 \cdot 0,00192 \cdot 80000 \cdot 2} = 1,16mT \quad (40)$$

O processo descrito até a equação (40) descreve os procedimentos para realização de um projeto de indutor com núcleo planar. A seguir é realizado um resumo dos passos descritos anteriormente.

Passo 1: Escolhe-se um núcleo para início dos cálculos e os valores de μ_r, L e l_g ;

Passo 2: se calcula o número de espiras com a equação (28);

Passo 3: com o valor de densidade de corrente arbitrado para projeto (sugere-se $30 A/mm^2$ ou consultar a Tabela 4) e altura h_t de cobre que a placa de fenolite possui ($35 \mu m$ ou $70 \mu m$), calcula-se a largura da trilha com a equação (30);

Passo 4: com os parâmetros geométricos do núcleo calcular w_t com a equação (31), que determina qual a máxima largura de trilha que o núcleo escolhido pode suportar. É realizada a comparação entre os resultados da equação (30) e (31), com isso se determina se é necessário escolher um núcleo maior ou se é possível dividir a quantidade de espiras em duas placas;

Passo 5: realiza-se a conferência da saturação magnética com a equação (29).

3.6 ENSAIO PARA OBTER A RESPOSTA DE UM CIRCUITO RL

O ensaio foi realizado montando um circuito RL série, onde foram medidas as tensões do resistor e do indutor. Das curvas resultantes é possível determinar a constante de tempo do circuito. Segundo Alexander e Sadiku (2013) a constante de tempo τ corresponde ao tempo que uma grandeza, como corrente ou tensão, numa curva exponencial crescente leva para atingir 63,2% de seu valor final. Um circuito RL série possui uma resposta para a corrente do tipo mostrada na equação (41).

$$i_L(t) = i_L(\infty) + [i_L(t_0) - i_L(\infty)]e^{-t/\tau}, \quad (41)$$

onde $i_L(\infty)$ é a corrente final no indutor e $i_L(t_0)$ é a corrente no instante inicial. Além disso a constante de tempo, para este circuito é definida como mostra a equação (42).

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (42)$$

Conhecendo-se o valor da constante de tempo τ e o valor da resistência R é possível determinar o valor da indutância L.

Considerando que se trata de um circuito RL série, as correntes do indutor e do resistor são as mesmas, desta forma a tensão no resistor pode ser calculada como mostra a equação (43)

$$v_R(t) = Ri_L(\infty) + R[i_L(0) - i_L(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (43)$$

Segundo Alexander e Sadiku (2013) a constante de tempo também pode ser entendida como a taxa inicial de decaimento, ou o tempo em que a tensão cai do valor máximo para zero considerando uma taxa constante de decaimento, na curva exponencial decrescente. Sendo assim essa interpretação de queda inicial pode ser utilizada para determinar τ graficamente a partir da curva de resposta mostrada em um osciloscópio.

Para determinar a constante de tempo, também foi realizada a medição a partir da tensão do indutor, traçando uma reta tangente no início do decaimento, como mostra a Figura 25 onde o encontro desta reta com o eixo do tempo determina a constante τ .

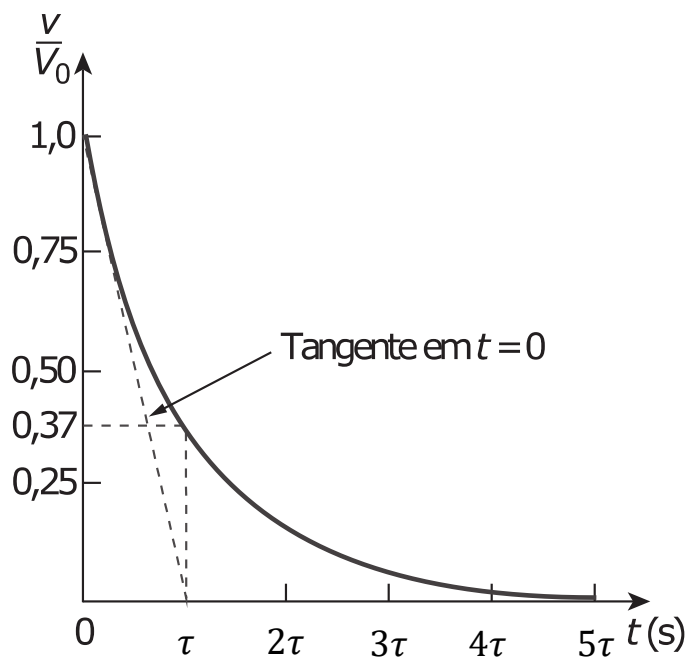


Figura 25 - Determinação gráfica da constante de tempo τ a partir da curva de resposta.

Fonte: Adaptado de Alexander; Sadiku (2013, p. 226).

4 RESULTADOS

4.1 DADOS DO ENSAIO DAS CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO

O circuito da Figura 21 foi montado em laboratório e os dados de tensão e corrente foram anotados, sendo apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Correntes e tensões medidas.

I [A]	VR [V]	VL [V]
0,00	0,00	0,00
0,05	0,47	0,07
0,11	1,06	0,18
0,17	1,47	0,27
0,24	2,10	0,40
0,31	2,64	0,52
0,40	3,31	0,65
0,48	3,96	0,75
0,58	4,7	0,83
0,66	5,35	0,89
0,75	6,05	0,94
0,84	6,82	0,98
1,06	8,53	1,05
1,14	9,23	1,08
1,21	9,94	1,10
1,41	11,33	1,15
1,53	12,35	1,19

Fonte: Autoria própria.

4.2 CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO OBTIDAS

Com os dados de tensão e corrente coletados no ensaio da Figura 21, e as características do núcleo utilizado durante o ensaio, aplicam-se as equações (21) e (22) para obter-se a curva de magnetização do material. De posse destas informações utilizou-se o *software MatLab®* para realizar a construção da curva.

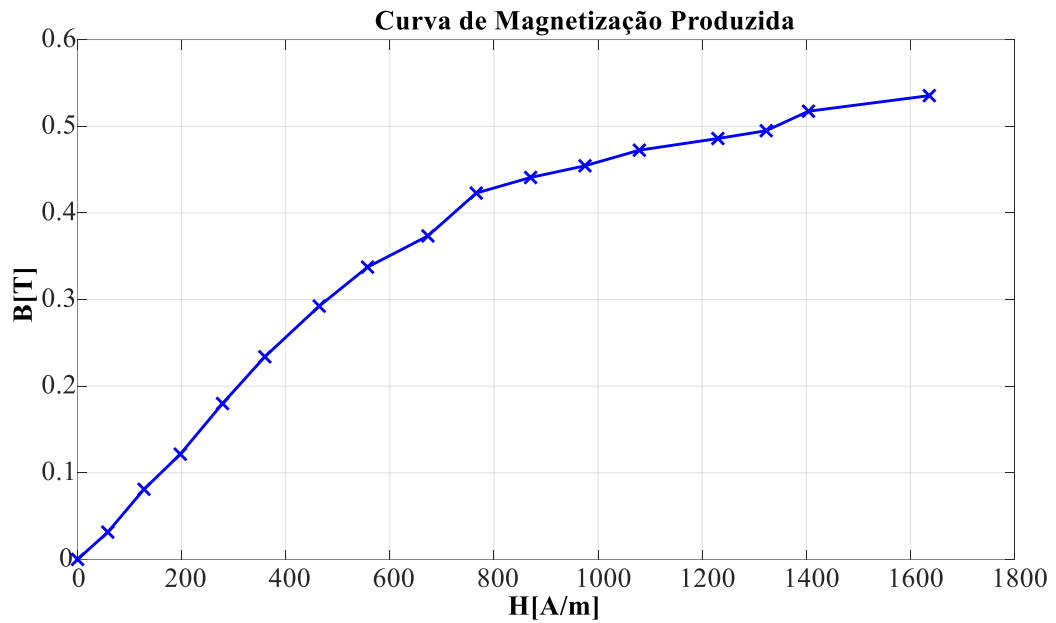


Figura 26 - Curva de magnetização produzida.
Fonte: Autoria própria.

4.3 ENSAIOS PARA MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA ATRAVÉS DA TENSÃO DO RESISTOR

Para realizar a medição do valor de indutância, realizou-se a construção do circuito da Figura 27. Para gerar o sinal de onda quadrada V_{in} utilizou-se o gerador de função DG-1022A do fabricante *Rigol*.

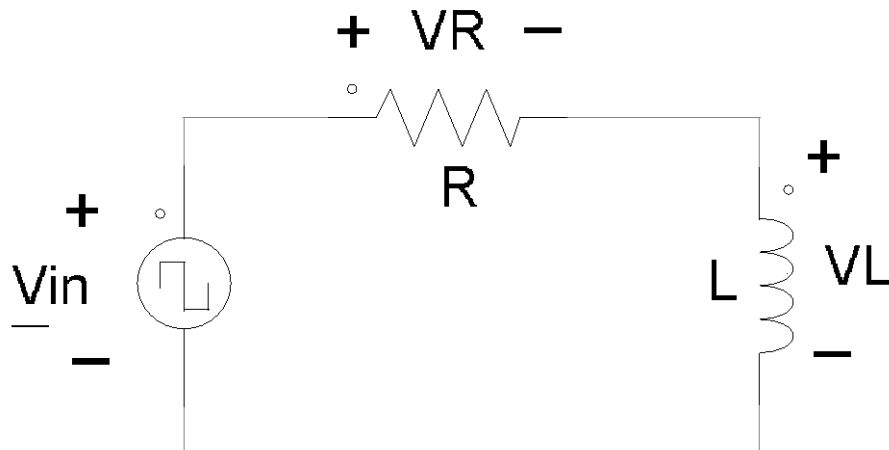


Figura 27 - Circuito para medição da constante de tempo.
Fonte: Autoria própria.

As medições de V_{in} , V_R e V_L foram realizadas com o osciloscópio TDS 2012C da Tectronicx e são mostradas nas Figuras Figura 28, Figura 29 e Figura 30, respectivamente.

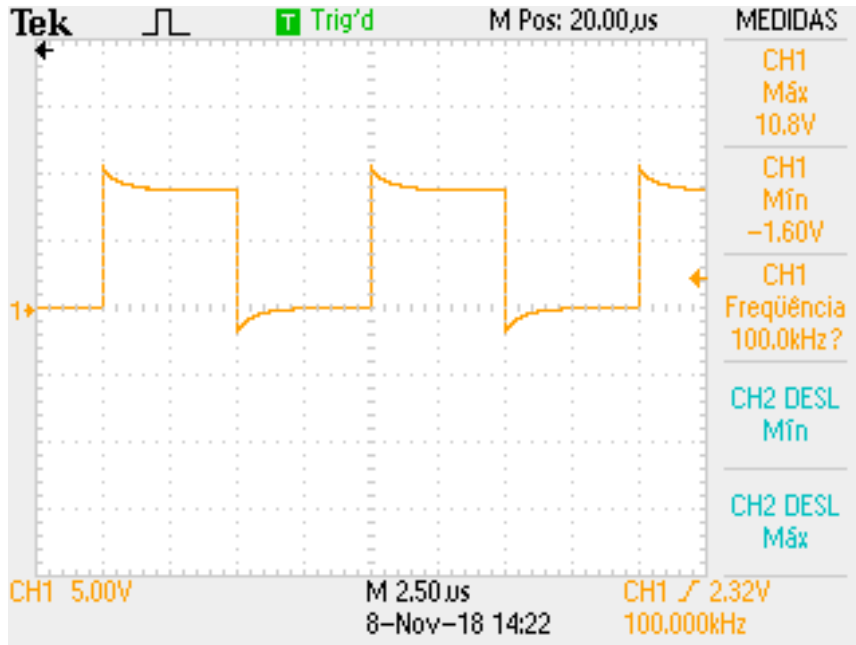


Figura 28 – Forma de onda da tensão de entrada V_{in} obtida com osciloscópio.
Fonte: Autoria própria.

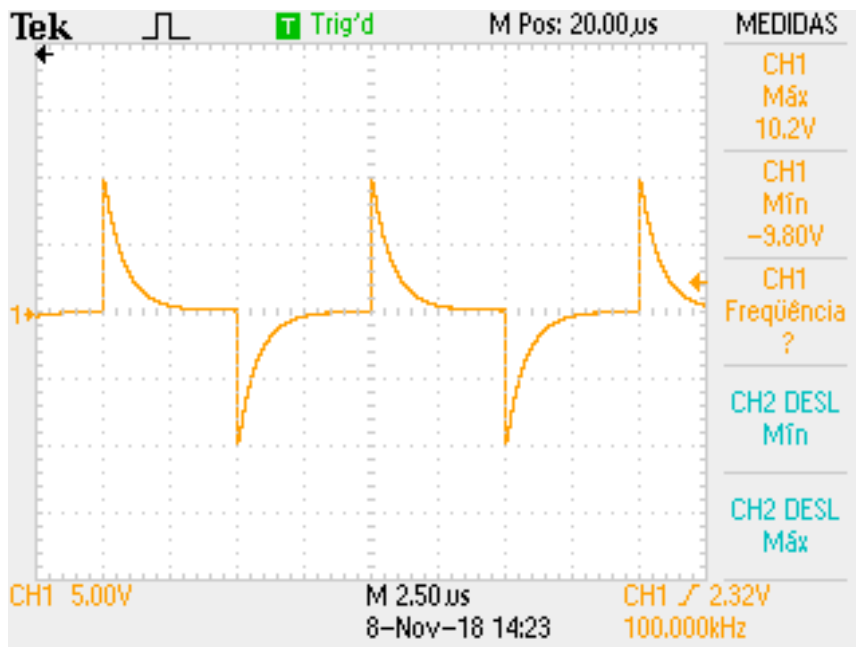


Figura 29 - Forma de onda da tensão V_L obtida com osciloscópio.
Fonte: Autoria própria.

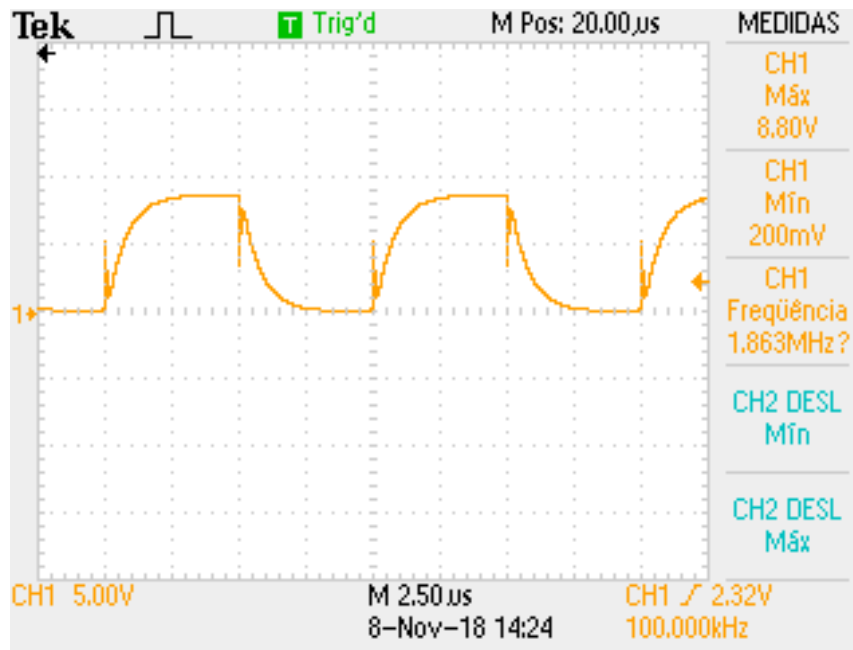


Figura 30 - Forma de onda da tensão VR obtida com osciloscópio.
Fonte: Autoria própria.

Uma primeira forma de realizar a medição de indutância, é utilizar a curva de tensão do resistor. Com ela determina-se qual o valor de tensão que corresponde à 63,21% do valor de regime permanente e a pós isso determinar o tempo que isso demora para ocorrer isso, ou seja, a constante de tempo τ . Para poder determinar a constante de tempo, coletou-se com o osciloscópio os pontos da curva e fez-se uso do *software MatLab®*. Dessa forma, com o valor do resistor utilizado no ensaio, é possível calcular o valor da indutância isolando L na equação (20).

O ensaio experimental da Figura 27 foi realizado para diferentes frequências e diferentes valores de resistências, sendo que esses dados são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 - Dados do ensaio de medição de constante de tempo com a tensão no resistor.

Frequência (kHz)	Resistência (Ω)	Início intervalo (μs)	Fim intervalo (μs)	τ (μs)	L (μH)
60	179	-17,70	-16,50	1,20	214,80
70	200	13,42	14,46	1,04	208,00
80	218	11,70	12,71	1,01	220,18
90	251	11,03	11,95	0,92	230,92
100	268	9,98	10,82	0,84	225,96

Fonte: Autoria própria.

4.4 MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA POR MEIO DA TENSÃO DO INDUTOR

Para realizar uma segunda medição de indutância, também se realizou o procedimento descrito na seção 3.6, utilizando as curvas de tensão no indutor para traçar retas tangentes no início do decaimento da tensão e encontrando o valor de cruzamento desta reta com o eixo de tempo para obtenção do valor de τ e após isso o valor de L . Para traçar a reta utilizou-se o *software MatLab®*. Este procedimento foi realizado para diferentes frequências e os valores encontrados estão na Tabela 7.

Tabela 7 - Dados do ensaio de medição de constante de tempo com a tensão no indutor.

Frequência (kHz)	Resistência (Ω)	Início intervalo (μs)	Fim intervalo (μs)	τ (μs)	L (μH)
60	179	0,10	1,38	1,20	229,12
70	200	0,08	12,2	1,14	228,00
80	218	12,57	13,65	1,08	235,44
90	251	11,03	11,95	0,92	230,92
100	268	9,98	10,82	0,84	225,96

Fonte: Autoria própria.

4.5 MEDIÇÃO DA INDUTÂNCIA COM INSTRUMENTO

Para realizar uma terceira medição de indutância, também utilizou-se o medidor MX-1001 da *Minipa®*, como é mostrado na Figura 31, onde a medição resultou em uma indutância de $227,3 \mu H$.

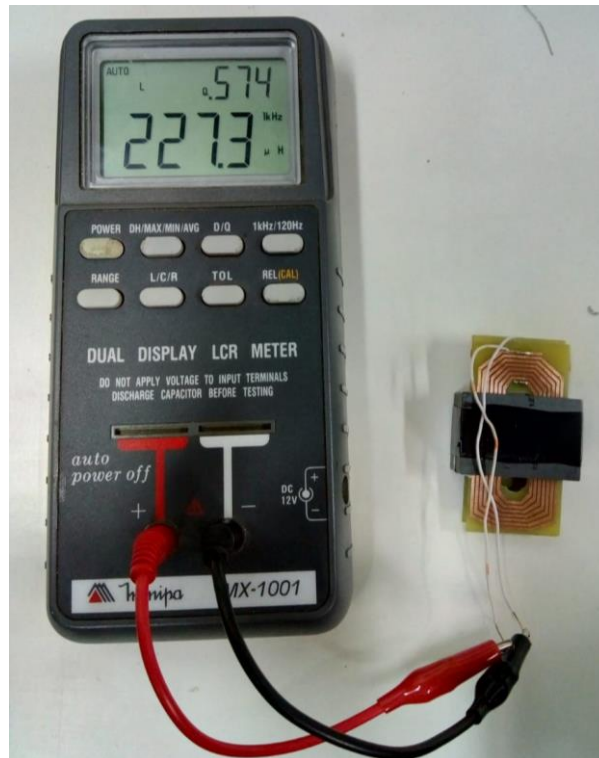


Figura 31 - Medição de indutância com instrumento MX-1001.
Fonte: Autoria própria.

5 CONCLUSÕES

A partir da pesquisa bibliográfica realizada, é possível concluir que há algumas metodologias desenvolvidas para o projeto e confecção de dispositivos eletromagnéticos planares, como os indutores. Foram apresentadas três metodologias de projeto, sendo inicialmente a de produto de áreas, que é usada na confecção de indutores convencionais e posteriormente duas voltadas diretamente para indutores planares.

A metodologia de produto de áreas necessita que o projetista arbitre alguns parâmetros iniciais, como a densidade de corrente J e a indução magnética \vec{B} . A escolha do núcleo é feita baseada em equações, ou seja, há procedimento que inicial pelo qual o núcleo é determinado diretamente. Posteriormente é feito o cálculo para determinação da bitola de condutor adequada para as condições de corrente especificadas.

Nas metodologias apresentadas para projeto de indutores planares não há um método específico para a escolha do núcleo à ser utilizado, sendo que o procedimento para determinar o núcleo mais adequado consiste em utilizar equações para verificar se um núcleo previamente arbitrado é adequado para confeccionar o indutor.

Uma das diferenças entre o método convencional e o método planar está relacionada a densidade de corrente utilizada, que foi definida em $30 A/mm^2$, muito maior que os $4,5 A/mm^2$ recomendado por Barbi (2001) para projeto de indutores convencionais. O motivo do núcleo planar permitir a utilização de elevadas densidades de corrente, é que há circulação de ar nas trilhas que por não possuírem isolamento, permitem a dissipação de calor.

Além disso, o alcance da indutância desejada está diretamente relacionada com o tipo de material que o núcleo é fabricado. Por exemplo, o núcleo de material 3F3 tem permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 2000$ e o material 3F4 tem permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 900$, sendo que esta diferença aumenta de 10 para 14 espiras a quantidade de espiras necessárias para a construção do indutor de $223 mH$ apresentado no capítulo 4.

Procedimentos experimentais foram realizados para a comprovação do que a teoria previu, sendo que o valor de indutância diferiu do valor calculado dentro de

limites aceitáveis. Esta diferença é devido à questões de habilidade na construção do indutor e também a dificuldade de medição do entreferro inserido de fato no indutor.

Diferentemente da metodologia tradicional de projeto, o valor de densidade de fluxo \vec{B} não é previamente estabelecido pelo projetista, mas pode ser calculado em função dos demais parâmetros e desta forma verificar se o núcleo não entrará em saturação.

Desta forma, considera-se que foram apresentadas as características necessárias para a construção de um indutor de núcleo planar, além de um procedimento sistematizado para que deseja utilizar esta tecnologia em seus projetos.

Para projetos futuros recomenda-se que aplicando esta metodologia de projeto, seja construído protótipos de indutores e estes sejam inseridos em circuitos reais para que sejam aferidas as características de desempenho quando o elemento é inserido no conversor; a comparação de um indutor planar e um tradicional para determinada aplicação, levando em conta parâmetros de desempenho elétricos, magnéticos e questões de volume e massa; comparação do comportamento de indutores saturados e não saturados num circuito conversor observando o seu desempenho.

REFERÊNCIAS

ALEXANDER, Charles K.; SADIKU, Matthew N.O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 5º ed. Porto Alegre: AMGH, 2013;

AMOURI, Aymen; SALAH, Tarek B.:Kourda, Ferrid. **Design and Modeling of Planar Magnetic Inductors for Power Converters Applications**. 7th International Conference on Modeling, Identification and Control, Sousse, Tunisia, 2015;

BARBI, IVO. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2º ed. Edição do autor. Florianópolis: UFSC, 2007;

BARBI, Ivo; Font, Carlos H. I.; Alves, Ricardo L.; **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: 2001;

BASTOS, João P. **Eletromagnetismo para engenharia: estática e quase e quase estática**. 3 ed. Florianópolis: 2012;

BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **DISPOSITIVOS LETRÔNICOS e teoria de circuitos**. 8º ed. São Paulo: Prentice Hall, 2004;

CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5º ed. Porto Alegre: AMGH, 2013;

CULLITY, Barnet D.; GRAHAM, C. D., **Introduction to Magnetics Materials**. 2 ed., Vol. único. New Jersey: IEEE Press, 2009;

EBERT, Cláudio L.; **Projeto de elementos magnéticos planares utilizados em fontes de alimentação chaveadas visando a redução das perdas de energia**. 2008. 189 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008;

EBERT, Claudio L.; CARPES Jr, Walter C.; FAGUNDES, João C.S. **Projeto de indutores e transformadores planares utilizados em fontes de alimentação chaveadas**. Induscon. Poços de caldas, agosto de 2008;

FERROXCUBE MAGNETICS INC. **Products specifications**. Disponível em:<https://www.ferroxcube.com/en-global/products_ferroxcube/detail/shape_cores_accessories/planar_e_cores>

Acesso em 13 Abr. 2018, 05:08;

FERROXCUBE. **Soft Ferrites and Accessories: Data Handbook**. 2013;

FITZGERALD, Arthur. E.; KINGSLEY, Charles. J.; UMANS, Stephen D. **Máquinas Elétricas com Introdução a Eletrônica de Potência**. 6ª ed. Porto Alegre: Bookman;

HAYT, William H.; BUCK, JOHN A. **Eletromagnetismo** . 8º ed. Porto Alegre: AMGH, 2013;

HURLEY, William G., WOLFLE, Werner H. **Transformers and Inductors for Power Electronics Theory, Design and Applications**. 3rd edition, New Jersey: Wiley, 2013;

JONES, David L. **PCB Design Tutorial**. 1º Revisão: Junho, 2004;

MAGMATEC. **Núcleos de Ferrite**. Disponível em: <http://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2017/08/ESPECIFICACAO-MATERIAL-139_140.pdf> Acesso em 13 Abr. 2018, 05:15;

MCLYMAN, Colonel W. T, **Transformer and Inductor Design Handbook**; 4ª ed. CRC Press, 2011;

NOTAROS, Branislav M. **Eletromagnetismo**. 1ª ed. São Paulo: Pearson, 2012;

ORTIZ, Jorge L. R.; MENDES, Filomena B. R. **Apostila de Máquinas 1**. Pato Branco: UTFPR, 2011;

PACURAR, Claudia et al. **Inductance Calculation and Layout Optimization for Planar Spiral Inductors**. Department of Electrotechnics and Measurements Technical University of Cluj-Napoca. Cluj-N1apoca, Romania, [20--];

PETRY, Clóvis A. **Projeto de Elementos Magnéticos**. Florianópolis: setembro de 2014;

POMÍLIO, José A. **Eletrônica de Potência**. Cap. 5 – Topologias Básicas de Fontes Chaveadas. São Paulo: Unicamp, 2014.

RASHID, Muhammad H.; **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999;

SADIKU, Matthew N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**. 3ª. ed. Porto Alegre: Bookman, 2004;

SANTOS, Cássia C. C. **Modelos não lineares de materiais magnéticos para dispositivos eletromagnéticos**. 2016. 64 f. Trabalho de conclusão de curso – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016;

TEXAS INSTRUMENTS, **Designing Planar Magnetics** [19--].

YOUNG, Hugh D.; FREEDMAN, Roger A. **Física III - Elétromagnetismo**. 12ª. ed. São Paulo: Pearson, v. III, 2009.