



Universidade Federal
de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

YAN PONTES DA SILVA DE FIGUEIREDO

TRANSFORMADORES: DOS PRIMEIROS PROTÓTIPOS AOS ATUAIS MODELOS A ESTADO SÓLIDO

Campina Grande, Paraíba

Dezembro de 2019

YAN PONTES DA SILVA DE FIGUEIREDO

**TRANSFORMADORES: DOS PRIMEIROS PROTÓTIPOS AOS ATUAIS
MODELOS A ESTADO SÓLIDO**

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido
à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande como
parte dos requisitos necessários para a obtenção do
grau de Bacharel em Ciências no Domínio da
Engenharia Elétrica*

Área de Concentração: Processamento da Energia

Aprovado em / /

Prof. Dr. Luis Reyes Rosales Montero

Universidade Federal de Campina Grande

Professor Avaliador

Prof. Dr. Benedito Antonio Luciano

Universidade Federal de Campina Grande

Professor Orientador

O ressentimento ligado ao fracasso só torna quem o experimenta mais lúcido em relação ao mundo social, cegando-o ao mesmo tempo em relação ao próprio princípio dessa lucidez.

Pierre Bourdieu

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus familiares por me proporcionarem acesso à educação, moral, arte, saúde e lazer.

Agradeço a todos que constroem comigo há anos relação de amizade baseada em espontaneidade, carinho, progresso e lealdade.

Agradeço ao professor Benedito Antonio Luciano pela orientação, pelos ensinamentos, pela paciência e pelo empenho no exercício da profissão.

Agradeço ao Departamento de Engenharia Elétrica pelo compromisso com a excelência.

RESUMO

Os transformadores elétricos encontram-se instalados ao longo dos centros urbanos e rurais desempenhando papel essencial na operação do sistema elétrico. No rumo da eficiência energética, diversos fabricantes e pesquisadores empenham-se na previsão, medição e redução das perdas de energia associadas ao funcionamento destes equipamentos. No tocante ao emprego de novos materiais magnéticos, os metais amorfos se apresentam como tecnologia viável para substituição das tradicionais ligas de aço-silício, enquanto as ligas nanocristalinas possuem potencial para serem utilizadas nos modelos a estado sólido. Neste trabalho, através de pesquisa bibliográfica, é exposto em linha do tempo considerações sobre o desenvolvimento dos transformadores de distribuição no contexto da eficiência energética, apresentando estudos analíticos e computacionais realizados ao longo dos anos acerca do emprego de novos materiais no circuito magnéticos.

ABSTRACT

Transformers are installed at both urban and rural centers, playing an essential role on the operation of electrical network. On efficiency energy path, several producers and researchers strive to predict, measure and reduce the energy loss associated with the operation of the equipments. Regarding the use of new magnetic materials, amorphous metals are a viable technology to replace the traditional silicon alloys, while nanocrystallines alloys has the potential to be used in solid state models. In this work, by means of literature survey, considerations on the development of distribution transformers in the context of energy efficiency are exposed on timeline, presenting analytical and computational studies published over the years about the use of new magnetic circuit materials.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Domínios magnéticos em um material ferromagnético. a) Desmagnetizado b) Resultado de um campo magnético externo.....	9
Figura 2. Crescimento e rotação dos domínios magnéticos, quando um material ferromagnético desmagnetizado é magnetizado até à saturação por um campo magnético aplicado.....	10
Figura 3. Curva da histerese.....	11
Figura 4. Ciclo da histerese em materiais magnéticos.....	11
Figura 5. Efeito da temperatura na magnetização de saturação de um material ferromagnético abaixo da sua temperatura de Curie T_C . Um aumento de temperatura provoca o desordenamento dos momentos magnéticos.....	12
Figura 6. Bobina percorrida por uma corrente elétrica.....	13
Figura 7. Fluxo magnético <i>versus</i> corrente elétrica.....	14
Figura 8. Fluxo concatenado com N espiras.....	15
Figura 9. Circuito magnético equivalente.....	16
Figura 10. Fenômeno da indutância mútua.....	17
Figura 11. Transformador de potência sob excitação. Fluxo de magnetização (verde), característica do núcleo ferromagnético (vermelho) e corrente de magnetização (azul).....	20
Figura 12. Diagrama fasorial sem carga (a vazio).....	21
Figura 13. Topologia do transformador ideal.....	24
Figura 14. Circuito equivalente do transformador.....	27
Figura 15. Diagrama fasorial completo.....	27
Figura 16. Transformador monofásico de enrolamentos sobrepostos.....	28
Figura 17. Distribuição do fluxo em núcleo trifásico. a) Fluxos trifásicos. b) Percurso do fluxo nas colunas do núcleo.....	29
Figura 18. Transformador trifásico de enrolamentos sobrepostos com núcleo de cinco colunas, e fluxo de dispersão em cor de rosa.....	29
Figura 19. Densidade de fluxo magnético no núcleo – transformador em vazio suprido com tensão nominal.....	30
Figura 20. Formas de onda das correntes no primário em relação ao comportamento da densidade de fluxo magnético.....	31
Figura 21. Diagrama de representação do sistema elétrico.....	32

Figura 22. Curva $\varphi \times I$	35
Figura 23. Pesquisas sobre perdas no circuito elétrico dos transformadores entre 1985 e 2000 (tradução livre).....	38
Figura 24. Pesquisas sobre perdas no circuito elétrico dos transformadores entre 2000 e 2010 (tradução livre).....	39
Figura 25. Correntes parasitas num núcleo de material condutor.....	40
Figura 26. Posicionamento das placas do núcleo.....	41
Figura 27 Fenômeno da magnetostrição.....	44
Figura 28: Pesquisas relevantes entre os anos 1970 e 1990 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).....	46
Figura 29: Pesquisas relevantes entre os anos 1990 e 1995 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).....	47
Figura 30: Pesquisas relevantes entre os anos 1996 e 2000 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).....	48
Figura 31: Pesquisas relevantes entre os anos 2000 e 2005 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).....	49
Figura 32: Pesquisas relevantes entre os anos 2006 e 2010 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).....	50
Figura 33. Subestação aérea.....	51
Figura 34. Laudo de ensaio de transformador de distribuição trifásico.....	54
Figura 35. Resumo de perdas no laudo de ensaio em transformador de distribuição trifásico.....	55
Figura 36. Resistividade das ligas de ferro silício em função da porcentagem de silício.....	57
Figura 37. Ordenação cronológica de alguns artigos sobre a aplicação de ligas amorfas em núcleos de transformadores: a) de 1980 a 1987 b) de 1988 a 1995.	60
Figura 38. Ordenação cronológica de alguns artigos sobre a aplicação de ligas amorfas em núcleos de transformadores: a) de 1996 a 2003 b) de 2004 a 2011.	61
Figura 39. Protótipo de transformador com núcleo de liga amorfa desenvolvido no ambiente acadêmico.....	63
Figura 40. Transformador com núcleo de liga amorfa.....	64
Figura 41. Transformador com núcleo de liga amorfa, tipo monobucha com retorno por terra (MRT), instalado em um sistema de distribuição de energia elétrica na zona rural.....	65
Figura 42. Diagrama de blocos representativo do processo de produção de fitas amorfas.....	66

Figura 43. Liga $Fe_{78}B_{13}Si_9$ no seu estado de entrega (50 mm de largura e 30 μ m de espessura).....	67
Figura 44. a) Esquema de uma microrede de CC interconectada com o SEP. b) Configuração do conversor CA-CC isolado.....	71
Figura 45. TIPS (<i>Transformerless Intelligent Power Substation</i>) finalizado em 2015 foi o primeiro transformador construído com dispositivos a estado sólido. O transformador consiste em três módulos e inclui um pequeno transformador monofásico que opera em alta frequência.....	72
Figura 46. Esquema da topologia B.....	73
Figura 47. A relação entre a densidade máxima do fluxo magnético (B_m) e perdas no núcleo (W) em 50 Hz para o protótipo de transformador construído com núcleo NANOMET®. Os resultados de núcleos de aço-silício orientados e não orientados comerciais à base de Fe, ligas amorfas e nanocristalinas Fe-Si-B-Nb-Cu, também são mostradas em comparação.....	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Ensaio em transformador de distribuição.....	52
Tabela 2. Principais fabricantes e fornecedores de transformador de distribuição instalados no Brasil.....	53
Tabela 3. Aço elétrico de grãos não orientados.....	58
Tabela 4. Aço elétrico de grãos orientados.....	59
Tabela 5. Composições e propriedades magnéticas das ligas amorfas.....	65
Tabela 6. Comparação entre transformadores monofásicos com núcleo de aço-silício e liga amorfa.....	67
Tabela 7. Comparação entre transformadores trifásicos com núcleo de aço-silício e liga amorfa.....	68
Tabela 8. Comparativo das perdas de energia nos transformadores com núcleo de FeSi versus transformadores com núcleo de liga amorfa: transformadores monofásicos MRT de 5 kVA, 60 Hz.....	69

SUMÁRIO

1	Introdução.....	1
2	Fundamentos de Eletromagnetismo e Materiais Magnéticos.....	5
2.1	Considerações Sobre os Campos Eletromagnéticos.....	5
2.2	Materiais Elétricos.....	8
2.3	Circuitos Magnéticos.....	13
2.4	Circuitos Acoplados Magneticamente.....	17
2.5	Corrente de Excitação.....	20
3	Análise e Modelos dos Transformadores Elétricos.....	23
3.1	O Modelo do Transformador Ideal.....	23
3.2	O Transformador Real.....	26
4	Considerações sobre a Conversão de Energia em Transformadores.....	32
4.1	Energia Magnética.....	34
4.2	Perdas de Energia em Transformadores Elétricos.....	36
4.2.1	Perdas no Circuito Elétrico.....	37
4.2.2	Perdas no Circuito Magnético.....	39
5	Desenvolvimento dos Transformadores de Distribuição no Contexto da Eficiência Energética.....	51
5.1	Ligas de Aço-Silício de Grãos Orientados.....	56
5.2	Ligas Metálicas Amorfas.....	59
5.3	Redes Inteligentes, Transformadores a Estado Sólido e Ligas Nanocristalinas.....	70
6	Considerações Finais.....	76
	Referências.....	77

INTRODUÇÃO

No final do século XIX, a humanidade experimentava um aumento em suas demandas energéticas. Isto se deu pela expansão econômica promovida pela Revolução Industrial na época. É neste contexto histórico que o setor elétrico se vinculou ao ser humano e não mais se desprenderia, pois no processo de industrialização e urbanização dos centros urbanos, a produção de energia elétrica se tornou essencial (TOLMASQUIM *et al.*, 2007).

No Brasil isso foi observado ao longo da década de 1920, com o início da conversão e comercialização de eletricidade. Isto fica evidente com a construção das primeiras centrais elétricas, como é o caso da Usina de Cubatão, realizada em 1921 pela *The São Paulo Light and Power*. Dotada de técnicas avançadas na construção de barragens, este empreendimento permitiu que se ampliasse a oferta de energia elétrica, e por consequência, o consumo de energia da região, marcando assim avanço no desenvolvimento e no desenho urbano e industrial (LORENZO, 1993).

Sob a ótica da engenharia, as tecnologias que viriam a dar subsídio ao surgimento do setor elétrico apresentavam nesse momento suporte suficiente para o desenvolvimento de técnicas e equipamentos. Em relação aos equipamentos, os que obtiveram êxito econômico, comercial e técnico, acompanharam o ser humano por todo o século XX e até nos dias atuais são encontrados em diversas aplicações, como é o caso do transformador elétrico.

Fabricado com núcleo de chapas de aço-carbono, o primeiro transformador elétrico foi construído por William Stanley, em 1885. Desde então, os transformadores elétricos são encontrados em toda cadeia produtiva do setor. Estes equipamentos são encontrados em diversas topologias. Suas características variam de acordo com a aplicação, método de refrigeração ou construção do seu circuito magnético.

A ANSI e o IEEE classificam os transformadores por seu tamanho, isolamento e localização. Transformadores de distribuição são aqueles que transferem energia do circuito primário para o secundário da distribuição elétrica. As potências aparentes nominais destes transformadores geralmente chegam até 500 kVA.

Acima destes valores eles recebem o nome de transformador de potência e são aplicados na transmissão de energia elétrica, entre o gerador e o circuito primário da distribuição. Esses transformadores são instalados em subestações de grande porte.

Além destes, outros tipos de transformadores são utilizadas nas mais diversas aplicações, dentre as quais os transformadores de instrumentos (TP e TC) (LUCIANO, KIMINAMI, 1997) (AMOIRALIS *et al.*, 2009).

No que diz respeito aos aspectos construtivos, as chapas de aço-carbono utilizadas inicialmente por Stanley no núcleo do primeiro transformador foram posteriormente substituídas por ligas de ferro silício (FeSi).

Atualmente, a maioria dos transformadores de distribuição e transformadores de potência é constituída por núcleos de ferro silício de grãos orientados (GO).

Entretanto, esta tendência passou a sofrer mudança, quando países como os Estados Unidos da América, Japão e potências econômicas do continente europeu passaram a adotar ligas amorfas nos núcleos dos transformadores fabricados (LUCIANO, KIMINAMI, 1997)

Apesar de representarem uma tecnologia consolidada, no Brasil ainda encontra-se de maneira preponderante transformadores de distribuição em operação com núcleos de FeSi e GO.

No campo da engenharia, o conceito de eficiência está diretamente relacionado com a redução de perdas e a eliminação de desperdícios.

Para o setor elétrico esta temática é atual, pois ao longo do processo de conversão, transmissão, distribuição e nos usos finais de energia, encontram-se perdas associadas.

Nos transformadores elétricos as perdas possuem componentes elétricas, dielétricas e magnéticas. As perdas elétricas originam-se por efeito Joule nos enrolamento das bobinas. As perdas dielétricas ocorrem nos materiais isolantes e as perdas magnéticas são decorrentes do processo cíclico de magnetização e desmagnetização ao qual o material ferromagnético é submetido, nelas podendo ser incluídas as perdas por dispersão do fluxo magnético.

Pelo fato de o sistema de distribuição de energia elétrica operar nas zonas urbanas na maior parte do dia e da noite em plena carga, as perdas associadas aos enrolamentos são superiores às perdas no núcleo.

Em termos de organização, este trabalho é subdividido da seguinte forma:

No capítulo 1 é introduzido o objeto de estudo, apresentando, desta forma, a proposta de abordagem, os objetivos a serem alcançados e a organização que o trabalho possui.

O capítulo 2 e o capítulo 3 abordam o funcionamento dos transformadores elétricos. Onde este primeiro dedica-se a fundamentação para o estudo de eletromagnetismo e materiais magnético, enquanto o segundo trará os modelos de análise.

O capítulo 4 é dedicado a considerações acerca da conversão de energia nos transformadores, abordando os modelos analíticos para as perdas de energia e apresentando estudos realizados.

Já no capítulo 5, é exposto o desenvolvimento dos materiais empregados no núcleo dos transformadores de distribuição.

Ainda no capítulo 5, uma perspectiva futura é apresentada, tanto para os materiais magnéticos moles aplicados ao núcleo dos transformadores, quanto para o emprego destes equipamentos nas redes inteligentes.

O último capítulo reserva-se para as principais conclusões realizadas neste trabalho de conclusão de curso.

OBJETIVOS

OBJETIVO GERAL

O objetivo principal deste TCC é apresentar um estudo acerca do desenvolvimento dos transformadores instalados nos sistemas de distribuição de energia elétrica, urbanos e rurais, desde os primeiros protótipos aos atuais modelos a estado sólido.

A ênfase do estudo apresentado será na redução das perdas associadas aos circuitos elétricos e magnéticos, contextualizado no tema da eficiência energética.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- o Estudar o princípio físico do funcionamento dos transformadores e a respeito da eficiência energética associada ao processo de funcionamentos destes equipamentos em campo.
- o Identificar e apresentar soluções para as perdas, mediante o emprego de novos materiais e programas computacionais baseados em cálculo de campos eletromagnéticos como forma de subsidiar a prototipagem virtual.
- o Analisar a viabilidade técnica e econômica do emprego de ligas amorfas em substituição às tradicionais ligas de ferro-silício de grãos orientados.

- o Discutir as potencialidades do emprego de transformadores a estado sólido no contexto das redes inteligentes.

2. FUNDAMENTOS DE ELETROMAGNETISMO E MATERIAIS MAGNÉTICOS

Os transformadores elétricos são dispositivos estáticos que apresentam em sua configuração básica um ou mais enrolamentos acoplados magneticamente através de um núcleo de material ferromagnético.

A operação dos transformadores está diretamente relacionada com o nível de acoplamento entre os circuitos elétricos e os circuitos magnéticos, de modo que uma quantidade maior ou menor de energia pode ser transferida pelo sistema em função do acoplamento (UMANS, 2014).

Estes equipamentos são amplamente empregados nos sistemas elétricos para transferência de energia entre circuitos isolados de mesma frequência (comumente alterando valores de grandezas, como tensão e corrente) por meio da indução eletromagnética.

Os princípios que regem o funcionamento dos transformadores elétricos encontram seu fundamento no eletromagnetismo. Estes dispositivos dependem da distribuição de campos magnéticos.

Seu comportamento é demonstrado por meio das equações de *Maxwell* e das relações básicas de suas grandezas em baixa frequência, assim como na teoria dos materiais magnéticos das ciências dos materiais.

Sendo assim, torna-se imperioso a devida investigação dos fenômenos físicos que dão subsídio teórico para a compreensão do funcionamento destes equipamentos.

2.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

O comportamento de determinado material na presença de um campo magnético é determinado por dipolos magnéticos e pela natureza desta interação. Os dipolos magnéticos têm origem no momento angular resultante da interação dos elétrons nos íons ou átomos que formam a matéria.

A grandeza física macroscópica que expressa o estado magnético de um material é o vetor magnetização \vec{M} .

O vetor \vec{M} é o momento de dipolo magnético por unidade de volume, e sua unidade é ampère por metro (A/m).

$$\vec{M} = \frac{1}{V} \sum_i \mu_i \quad (2.1)$$

O somatório da equação (2.1) é feito abrangendo todos os pontos nos quais há dipolos de momento μ no interior do volume V , no qual é escolhido suficientemente grande para que haja uma média razoável, porém pequeno em relação ao tamanho da amostra, de modo que M represente uma propriedade magnética local do material (REZENDE, 1996).

Já um campo magnético pode ser representado por suas linhas de campo, também chamadas de linhas de indução. Em cada ponto deste campo, o vetor indução magnética \vec{B} possui a direção e o sentido das linhas. Esta grandeza física também é chamada de densidade de fluxo magnético, e é expresso em Tesla (T) ou Weber por metro quadrado (Wb/m²) (HAYT, 2001).

O terceiro pilar dos vetores do magnetismo é o \vec{H} , e representa a grandeza intensidade de campo magnético. Enquanto \vec{H} é relacionado com a corrente que cria o campo, \vec{B} depende tanto da corrente quanto da magnetização do meio (REZENDE, 1996).

No domínio da eletricidade, o vetor campo elétrico \vec{E} é a grandeza que representa a capacidade de uma carga elétrica estática criar ao seu redor um campo radial e divergente.

No estudo do eletromagnetismo, as equações de *Maxwell* descrevem o comportamento destas grandezas (H , B e E), e sob a forma pontual são apresentadas da seguinte maneira:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho_v \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.4)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.5)$$

A equação (2.2) estabelece a relação do campo de deslocamento elétrico, através de uma superfície fechada, com a densidade volumétrica de carga deste sistema. Em sua apresentação na forma integral é conhecida como *Lei de Gauss* (HAYT, 2001).

De acordo com equação (2.3) o fluxo magnético é conservativo. Em outras palavras, o fluxo que entra em um volume é o mesmo que sai deste volume, como é o caso dos entreferrós nos núcleos dos motores elétricos (UMANS, 2014).

As duas primeiras equações *de Maxwell* são conhecidas como equações de conservação, pois tratam da conservação dos campos eletromagnéticos. As duas últimas equações são as formas diferenciais das equações de *Faraday* e de *Ampère*, e são chamadas de equações do acoplamento magnético.

A *Lei de Faraday-Neumann-Lenz*, como apresentado na equação (2.3), determina que um campo magnético \vec{H} , variável no tempo, induz o campo elétrico \vec{E} . De acordo com os experimentos de *Faraday*, em circuito fechado tem-se indução de força eletromotriz – FEM (HAYT, 2014).

Esta FEM induzida, V_{fem} , é igual à taxa de variação temporal do fluxo magnético enlaçado pelo circuito. O sinal negativo representa que a tensão resultante age de forma a se opor à variação do fluxo que a induziu.

Da equação de *Ampère*, tem-se que uma corrente elétrica I quando percorre um enrolamento ao redor de um núcleo, induz um campo magnético H neste núcleo.

O quociente entre a magnetização M e a intensidade de campo magnético H recebe o nome de susceptibilidade magnética:

$$\chi = \frac{\vec{M}}{\vec{H}} \quad (2.6)$$

A susceptibilidade magnética, χ , é um parâmetro que mensura a capacidade que tem um material em magnetizar-se na presença de um campo externo magnetizante.

Já a razão entre a indução magnética e a intensidade do campo aplicado recebe o nome de permeabilidade magnética (μ):

$$\mu = \frac{\vec{B}}{\vec{H}} \quad (2.7)$$

A permeabilidade magnética é outro importante parâmetro para os materiais, pois esta indica a quantidade de indução magnética que é gerada por um material quando submetido à ação de determinado campo magnético (HAYT, 2001).

A susceptibilidade magnética se relaciona com a permeabilidade magnética:

$$\mu_r = 1 + \chi \quad (2.8)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.9)$$

Onde μ_r é a permeabilidade relativa e μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo ($4\pi 10^{-7}$ Wb/m²).

Os três vetores do magnetismo se relacionam conforme a expressão (2.10):

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (2.10)$$

A partir dessa expressão, se conclui que, sob o ponto de vista do magnetismo, a caracterização dos materiais pode ser realizada por meio da permeabilidade magnética ou da susceptibilidade magnética.

2.2 MATERIAIS MAGNÉTICOS

Os materiais magnéticos podem ser classificados em uma das seguintes categorias: diamagnéticos, paramagnéticos, ferromagnéticos, antiferromagnéticos e ferrimagnéticos. Ou, de forma geral, como materiais magnéticos moles, materiais magnéticos duros e materiais magneticamente intermediários (meios de gravação magnética).

Além da caracterização da permeabilidade e da susceptibilidade magnética, existe outra maneira de aferir propriedades magnéticas para os materiais: a teoria dos domínios (CHIKASUMI, 1997).

Segundo a teoria dos domínios, um material é constituído por um grupo de pequenos domínios, nos quais todos os momentos magnéticos teriam, estatisticamente, a mesma orientação.

Quando um material magnético é magnetizado, os momentos magnéticos tendem a se orientar com o campo magnetizante e quando esse material é desmagnetizado, os domínios magnéticos ficam orientados ao acaso, pois não há um momento magnético resultante.

Os domínios com momentos magnéticos paralelos ao campo aplicado crescem em detrimento dos domínios com orientação oposta.

Os materiais diamagnéticos representam o tipo mais fraco de resposta à magnetização. Esses materiais são caracterizados por terem susceptibilidade negativa ($\chi < 1$) e na ordem de 10^{-5} (CHIKASUMI, 1997).

A origem se dá pela variação do momento angular orbital dos elétrons. Esse fenômeno é compreendido pela lei de *Lenz*, no qual uma variação de campo magnético resulta numa

corrente elétrica induzida que tende a se opor a esta variação, isto é, criando um campo oposto ao aplicado.

Este fenômeno ocorre em todos os átomos, mas como é muito fraco, só aparece nos materiais diamagnéticos.

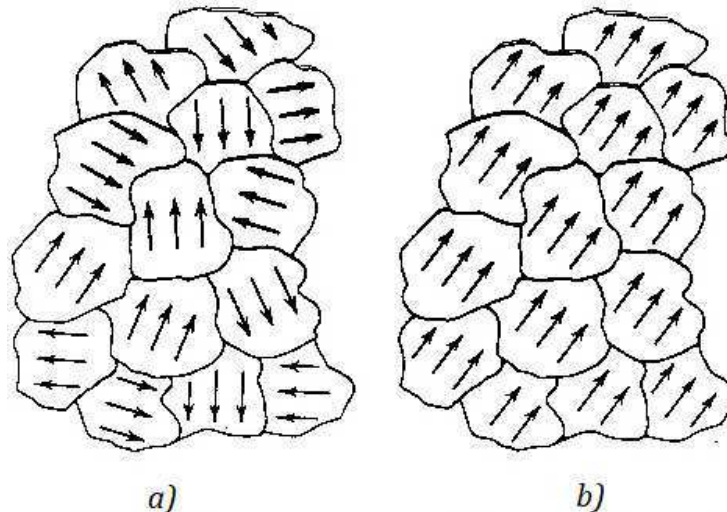
Os materiais ditos paramagnéticos possuem susceptibilidade positiva ($\chi > 0$). São materiais que concentram fracamente o campo magnético. Esta característica resulta do alinhamento dos dipolos magnéticos individuais de átomos ou moléculas num campo aplicado.

O efeito paramagnético nos materiais é muito comum e origina susceptibilidades entre 10^{-6} e 10^{-2} e permeabilidades relativas entre 1 e 1,01 (CHIKASUMI, 1997).

Já os materiais ferromagnéticos são caracterizados por possuírem susceptibilidade magnética elevada ($\chi \gg 1$).

Na Fig. 1 são apresentados alguns domínios magnéticos no interior dos quais se destacam os momentos magnéticos representados por setas, de acordo com duas situações: o material desmagnetizado e o material submetido a um campo magnetizante externo.

Figura 1: Domínios magnéticos em um material ferromagnético. a) Desmagnetizado b) Resultado de um campo magnético externo.



Fonte: Smith, 1998.

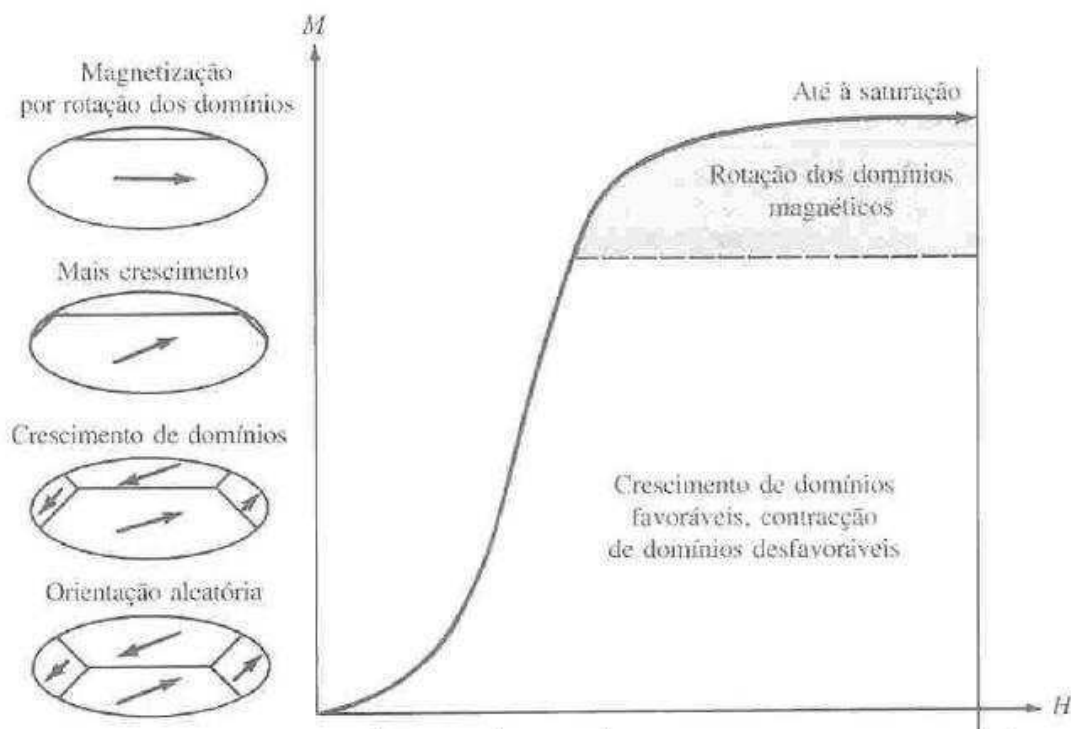
A permeabilidade magnética de um material ferromagnético não é constante, ela varia quando o material é magnetizado. Nos tipos anteriores de materiais, a magnetização ocorria

apenas quando havia campo magnético, nos materiais ferromagnéticos quando o campo aplicado é removido, o material conserva grande parte da magnetização (SMITH, 1998).

Alguns materiais magnéticos preservam o momento magnético na ausência de campos externos, manifestando assim altas e permanentes magnetizações.

Os materiais ferromagnéticos têm a característica de alinhar seus dipolos magnéticos ao campo magnético imposto.

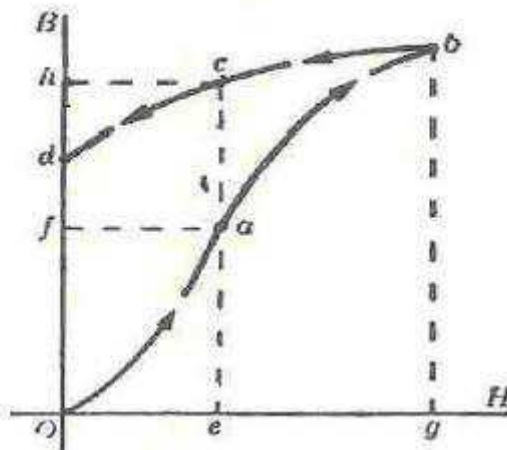
Figura 2: Crescimento e rotação dos domínios magnéticos, quando um material ferromagnético desmagnetizado é magnetizado até à saturação por um campo magnético aplicado.



Fonte: Smith, 1998.

Analisando a Figura 2, nota-se que o vetor \vec{M} (e por consequência o vetor \vec{B}) cresce rapidamente com o aumento de \vec{H} . Geralmente, ocorre o movimento das fronteiras em detrimento da rotação dos domínios, visto que este último processo requer mais energia.

Figura 3: Curva da histerese

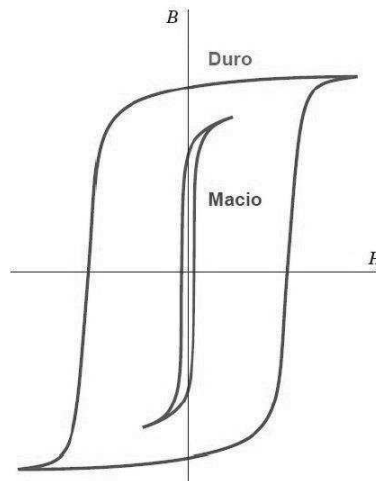


Fonte: Smith, 1998.

Conforme pode ser observado na Figura 3, ao passo que o campo aplicado cresce, a indução magnética aumenta desde zero ao longo da curva até atingir seu valor máximo permitido pelo material, chamado de saturação, B_S .

Fisicamente, significa que todos os domínios estão orientados no mesmo sentido e com o mesmo sentido do campo magnético externo.

Figura 4: Ciclo da histerese em materiais magnéticos



Fonte: Pinho, 2009.

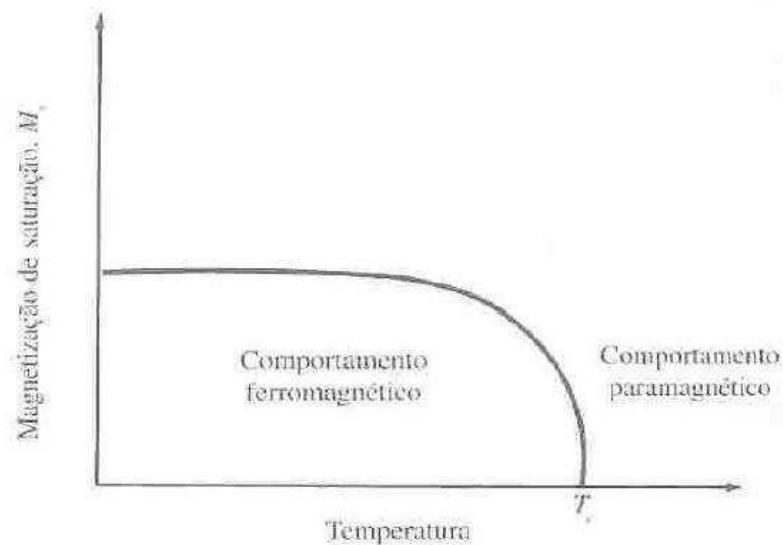
Na Figura 4, nota-se que a desmagnetização não se dá pelo mesmo caminho da magnetização. Este fenômeno recebe o nome de histerese. Uma das consequências da histerese é a produção de calor no interior dos materiais ferromagnéticos toda vez que a excitação percorre o ciclo.

Esse calor tem sua origem no atrito interno quando os momentos magnéticos mudam de sentido. Pode-se verificar, também, que o calor desenvolvido por unidade de volume, em cada ciclo, é proporcional à área limitada pelo ciclo de histerese.

Por esse motivo, quando um material ferromagnético é submetido ao campo magnético cujo sentido se inverte alternadamente, é fundamental que o ciclo de histerese seja bastante estreito, atenuando, assim, as perdas por histerese.

Destaca-se também que os materiais ferromagnéticos possuem parâmetros magnéticos sensíveis à temperatura. Em ambiente aquecido, eles podem se comportar como materiais paramagnéticos. A temperatura crítica recebe o nome de temperatura de Curie.

Figura 5: Efeito da temperatura na magnetização de saturação de um material ferromagnético abaixo da sua temperatura de Curie T_C . Um aumento de temperatura provoca o desordenamento dos momentos magnéticos.



Fonte: Smith, 1998.

Os dipolos magnéticos podem permanecer alinhados para temperaturas superiores à de Curie, mas tornam-se aleatórios quando o campo é removido. Acima da temperatura de Curie, o material adquire comportamento paramagnético.

Estes materiais são extremamente utilizados em dispositivos eletromagnéticos, eletromecânicos, eletrônicos, etc, justamente por sua capacidade de concatenar o fluxo da indução magnética (CHIKASUMI, 1997).

Já os materiais cujos dipolos magnéticos alinham-se em sentido oposto às linhas de campo magnético, recebem o nome de antiferromagnéticos. Os elementos manganês e crómio, no estado sólido e à temperatura ambiente, são antiferromagnéticos.

Por fim, os materiais ditos ferrimagnético são aquele que possuem íons com momentos de dipolo magnético de sentido oposto, mas de diferentes módulos, o que faz com que não se anulem. Esta característica faz com que exista sempre um magnetismo no material (SMITH, 1998).

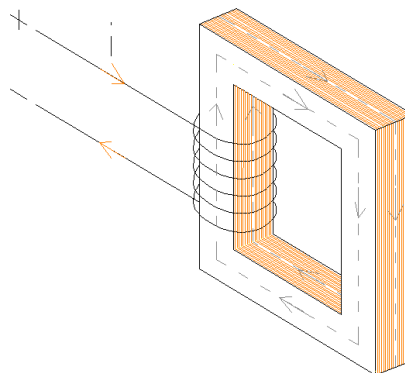
2.3 CIRCUITOS MAGNÉTICOS

Os materiais ferromagnéticos são vastamente utilizados nos equipamentos eletroeletrônicos em função de sua permeabilidade magnética.

Para compreender como a engenharia desenvolve tecnologias a partir deste fenômeno, o conceito de circuito magnético se torna valioso. Este conceito permite analisar grandezas do magnetismo sob o viés da eletrodinâmica, e no estudo dos transformadores é particularmente essencial (UMANS, 2014).

Sendo assim, dada a bobina na Figura 6 percorrida por uma corrente I envolvendo um núcleo composto por material ferromagnético, sabe-se que para densidades de fluxo elevadas, o material está sujeito à saturação.

Figura 6: Bobina percorrida por uma corrente elétrica.



Fonte: Própria do autor.

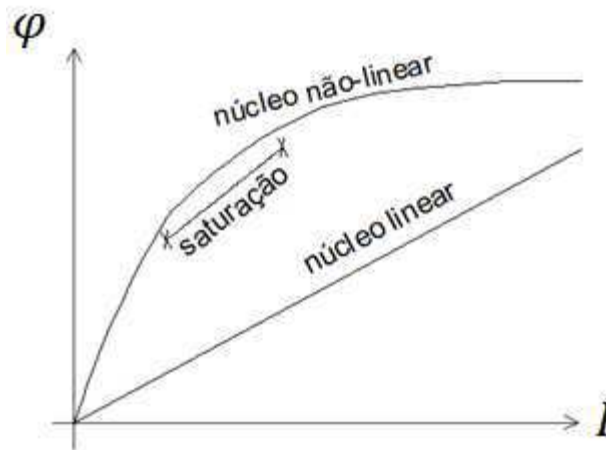
A razão entre o fluxo que permeia o núcleo ferromagnético e a corrente elétrica que percorre a bobina (de N espiras) recebe o nome de indutância e é medida em “henry” (H) (UMANS, 2014).

$$L = N \frac{\varphi}{i} \quad (2.11)$$

A partir do joelho da curva de magnetização inicial, inicia-se o processo de saturação magnética e a indutância passa a ter comportamento não-linear e diretamente proporcional ao módulo da corrente elétrica envolvida.

Na Figura 7 é apresentada a característica fluxo magnético *versus* corrente elétrica.

Figura 7: Fluxo magnético *versus* corrente elétrica.



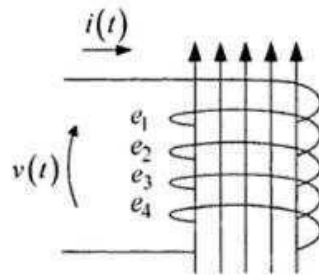
Fonte: Própria do autor.

Este fenômeno ocorre pela variação da μ nos materiais ferromagnéticos durante a saturação. Em meios ou materiais que apresentam permeabilidade magnética constante, a relação entre fluxo e corrente elétrica é linear. Esta curva recebe o nome de curva de magnetização.

$$\varphi = \frac{Li}{N} \quad (2.12)$$

No caso da bobina representada na Figura 6, o fluxo produzido pelas N espiras em série é chamado de fluxo concatenado.

Figura 8: Fluxo concatenado com N espiras.



Fonte: Zanetta, 2006.

Cuja expressão é dada por:

$$\lambda = N\varphi \quad (2.13)$$

Ao considerar a permeabilidade magnética constante no núcleo e um caminho L no qual percorre o campo H , pode-se aplicar a Lei de Ampère:

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = N \quad (2.14)$$

Assumindo que a intensidade de campo magnético seja constante:

$$HL = Ni \quad (2.15)$$

Logo:

$$H = \frac{Ni}{L} \quad (2.16)$$

Considerando agora que a seção magnética seja a mesma para todo o núcleo:

$$\varphi = \oint_s \vec{B} \cdot d\vec{A} = BS \quad (2.17)$$

De modo que:

$$B = \frac{\varphi}{S} = \mu H \quad (2.18)$$

$$H = \frac{\varphi}{\mu S} \quad (2.19)$$

Onde a partir da equação (1.15):

$$\frac{L}{\mu S} \cdot \varphi = Ni \quad (2.20)$$

Assim:

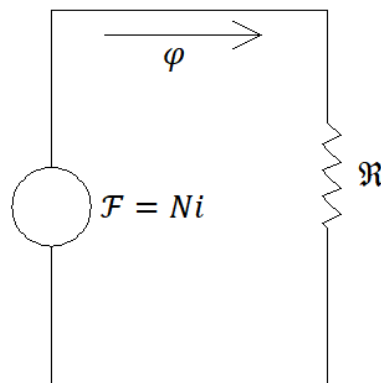
$$\mathfrak{R} \cdot \varphi = Ni \quad (2.21)$$

Onde:

$$\mathfrak{R} = \frac{L}{\mu S} \quad (2.22)$$

Percebe-se assim a analogia que há entre o circuito magnético e o circuito elétrico, pois de maneira equivalente à Lei de Ohm: a força eletromotriz representa a força magnetomotriz, o fluxo magnético equivaleria à corrente elétrica, e a relutância representa a resistência (UMANS, 2014).

Figura 9: Circuito magnético equivalente.



Fonte: Própria do autor.

Esta representação em circuito elétrico equivalente recebe o nome de analogia de *Hopkinson* e é utilizado como uma ferramenta analítica para circuitos magnéticos.

A analogia de *Hopkinson* tem alguns pressupostos, como por exemplo, a indutância linear do sistema bobina-núcleo. No caso do núcleo ser composto por diferentes materiais, a analogia continua válida (UMANS, 2014).

É importante salientar também que a relutância é sempre função da geometria da seção do material, e que no caso da Figura 9, só foi possível obter o circuito elétrico equivalente admitindo a mesma seção magnética para todo o núcleo.

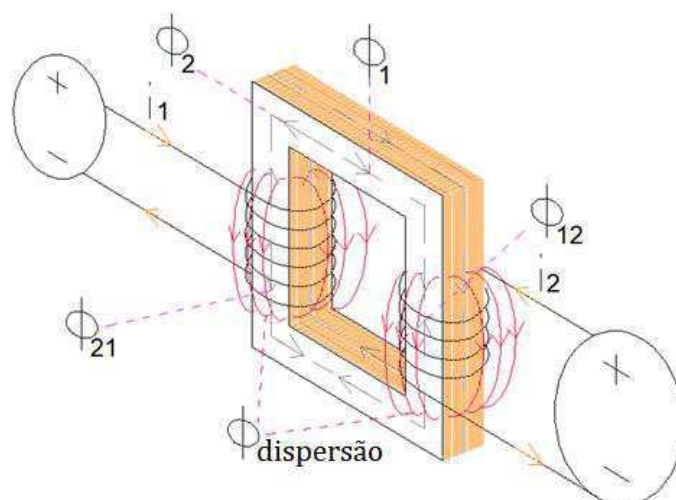
2.4 CIRCUITOS ACOPLADOS MAGNETICAMENTE

Acoplamento magnético é o fenômeno físico no qual uma corrente elétrica variável no tempo percorre uma bobina, de modo que induza uma força eletromotriz nos terminais das demais bobinas nos circuitos (UMANS, 2014).

O fenômeno é demonstrado através da lei de *Ampère* e da lei de *Faraday*.

Para prosseguir com a análise algumas condições se fazem necessárias: os circuitos acoplados magneticamente são indeformáveis e fixos, e o meio possui permeabilidade constante. Assim, pode-se afirmar que a curva de magnetização tem caráter linear.

Figura 10: Fenômeno da indutância mútua.



Fonte: Própria do autor.

Analisando os circuitos elétricos acoplados magneticamente da Figura 10, o circuito 1 possui N_1 espiras e é percorrido por uma corrente i_1 .

A corrente i_1 produz o fluxo φ_1 , no qual parte deste fluxo será concatenado através do núcleo e irá se somar com o fluxo no interior da bobina 2.

Parte do fluxo φ_1 será disperso sem ter contato com o interior da bobina 2.

No interior da bobina 2, terá o fluxo φ_2 produzido pela corrente i_2 , somado com o fluxo φ_{12} , parcela de φ_1 que não se dispersou.

O mesmo vale para o interior da bobina 1.

De maneira geral tem-se que o fluxo que atravessa determinada bobina em um sistema de N circuitos acoplados magneticamente é dado pela soma do fluxo próprio com os fluxos, que não foram dispersos, provindos dos outros $N-1$ circuitos acoplados:

$$\varphi = \varphi_{próprio} + \sum_1^N \varphi_{mútuo} \quad (2.23)$$

Onde $\varphi_{próprio}$ será composto por duas parcelas: o fluxo de magnetização e o fluxo de dispersão.

$$\varphi_{próprio} = \varphi_{magnetização} + \varphi_{dispersão} \quad (2.24)$$

Observando a Figura 10, nota-se o fluxo de magnetização (φ_1 e φ_2), o fluxo que atravessa a outra bobina, chamado de fluxo mútuo (φ_{21} e φ_{12}) e outro fluxo, chamado de fluxo de dispersão ou de fuga, que se trata do fluxo magnético que apenas atravessam as bobinas do próprio circuito no sistema.

Pode-se agora constatar que, por consequência, cada circuito apresentará três indutâncias: a própria, a de fuga e a mútua. A primeira é a relação da corrente elétrica do circuito em referencia com o fluxo de magnetização:

$$L_{própria} = \frac{\varphi_{magnetização}}{i_{própria}} \quad (2.25)$$

A segunda relaciona o fluxo mútuo que atravessa a bobina em questão com a corrente que o produziu. E é expressa da seguinte maneira, para um circuito 1 que recebe fluxo mútuo de um circuito 2:

$$L_{mútua\ 1-2} = M_{12} = \frac{\varphi_{12}}{i_2} \quad (2.26)$$

Por fim, a terceira indutância relaciona o fluxo de dispersão com a corrente do próprio circuito:

$$L_{fuga} = \frac{\varphi_{dispersão}}{i_{própria}} \quad (2.27)$$

As indutâncias de um sistema com N circuitos acoplados magneticamente podem ser expressas matricialmente da seguinte forma: $[\varphi] = [L][i]$, que representa:

$$\begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M_{12} & \cdots & M_{1N} \\ M_{21} & L_2 & \cdots & M_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{N1} & M_{N2} & \cdots & L_N \end{pmatrix} X \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

O parâmetro coeficiente de acoplamento e coeficiente de dispersão podem, também, ser extraídos dos circuitos acoplados magneticamente. A dedução se dá pelo produto das indutâncias mútuas.

$$k_{12} = \sqrt{\frac{\varphi_{12}}{\varphi_2} \cdot \frac{\varphi_{21}}{\varphi_1}} \quad (2.29)$$

O coeficiente de acoplamento k_{12} assume valores no intervalo $[0,1]$, onde a unidade significa o maior acoplamento magnético possível entre os dois circuitos.

Já o coeficiente de dispersão é expresso da seguinte forma:

$$\sigma_{12} = 1 - k_{12}^2 \quad (2.30)$$

Pode-se concluir que para $k_{12} = 1$, e conseqüentemente $\sigma_{12} = 0$, tem-se o acoplamento ideal.

Para $k_{12} = 0$ e $\sigma_{12} = 1$, tem-se que os circuitos não estão acoplados magneticamente (UMANS, 2014).

2.5 CORRENTE DE EXCITAÇÃO

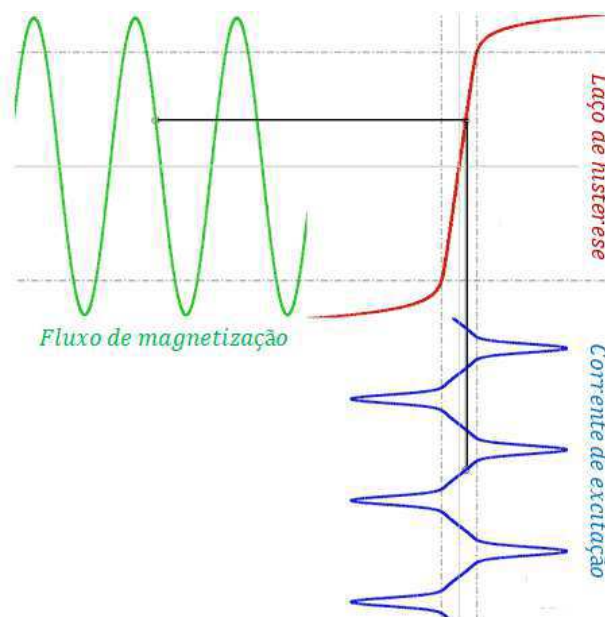
Uma corrente de excitação, i_φ , correspondente a uma \mathcal{F} de excitação $N \cdot i_\varphi$, é necessária para produzir o fluxo $\varphi(t)$ no núcleo.

Nos materiais ferromagnéticos, esta corrente possui caráter não senoidal, devido às propriedades não lineares da curva $\varphi \times i_\varphi$.

Para analisar graficamente esta corrente, considera-se um núcleo de seção magnética constante, ou seja, de caminho magnético l e área da seção reta A , com uma bobina de N espiras.

Além disso, supõe-se uma variação senoidal para o fluxo, de modo que se tenha também uma variação senoidal para tensão induzida.

Figura 11: Transformador de potência sob excitação. Fluxo de magnetização (verde), característica do núcleo ferromagnético (vermelho) e corrente de magnetização (azul).



Fonte: Shandiz, 2013 (Editado).

Em qualquer instante, a corrente i_φ terá um valor correspondente a um valor de fluxo que pode ser obtido através do ciclo de histerese.

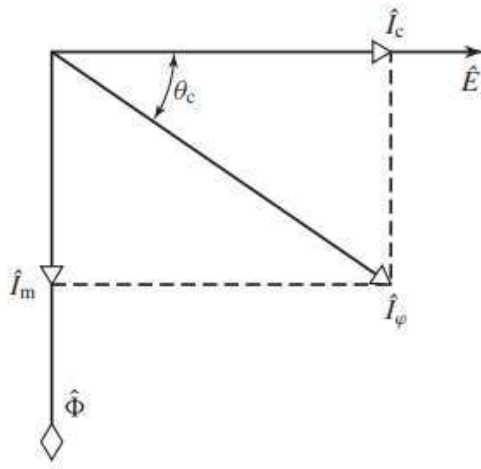
A corrente de excitação fornece a FMM necessária para produzir o fluxo e transferir a potência associada com a energia do campo magnético do núcleo.

Uma parcela desta energia (ativa) é dissipada na forma de calor no núcleo, e outra parte (reativa) é requerida para girar os dipolos magnéticos do material.

Esta última parcela de potência não é dissipada no núcleo, pois ciclicamente ela é fornecida e absorvida pela fonte de excitação na frequência de operação.

A corrente de excitação consiste em uma componente fundamental e uma série de harmônicas ímpares, sendo a terceira harmônica a de maior amplitude. A componente fundamental possui duas parcelas: uma em fase com a FEM induzida e a outra atrasada 90° (UMANS, 2014).

Figura 12: Diagrama fasorial sem carga (a vazio).



Fonte: Umans, 2014.

A componente I_c em fase com a FEM, \hat{E}_1 , é a responsável pelas perdas no núcleo, a componente em fase com o fluxo, é chamada de corrente de magnetização, I_m . Nesta componente também estão contidas todas as harmônicas da corrente de excitação.

A terceira harmônica representa cerca de 40% da corrente de excitação. A corrente de excitação, por sua vez, constitui cerca de 1 a 2% da corrente a plena carga.

A corrente de excitação pode ser representada como uma corrente senoidal equivalente, de mesmo valor eficaz e frequência, capaz de produzir a mesma potência média que a corrente de excitação real (UMANS, 2014).

Assim sendo, foram apresentados ao longo deste capítulo conceitos de eletromagnetismo e materiais magnéticos fundamentais para a compreensão dos transformadores elétricos. O próximo capítulo será dedicado às considerações básicas acerca dos modelos de estudo destes equipamentos eletromagnéticos.

3. ANÁLISE E MODELOS DOS TRANSFORMADORES ELÉTRICOS

Os transformadores são equipamentos elétricos empregados ao longo do sistema elétrico. Caracterizam-se por transferir energia entre dois circuitos elétricos isolados entre si, mantendo a frequência de operação constante. A transferência de energia se dá através do circuito magnético que acopla magneticamente os circuitos elétricos *primários* e *secundários* do equipamento.

Ele é constituído de dois ou mais enrolamentos acoplados por meio de um fluxo magnético comum.

Se o enrolamento *primário* for conectado a uma fonte de tensão alternada será produzido um fluxo alternado cuja amplitude dependerá da tensão do *primário*, da frequência da tensão aplicada e do número de espiras.

O fluxo mútuo concatena o enrolamento *secundário*, induzindo neste uma tensão de valor dependente do número de espiras do *secundário*, assim como da magnitude do fluxo e sua frequência de operação.

Estabelece-se uma proporção adequada entre os números de espiras do *primário* e do *secundário*, chamada relação de transformação.

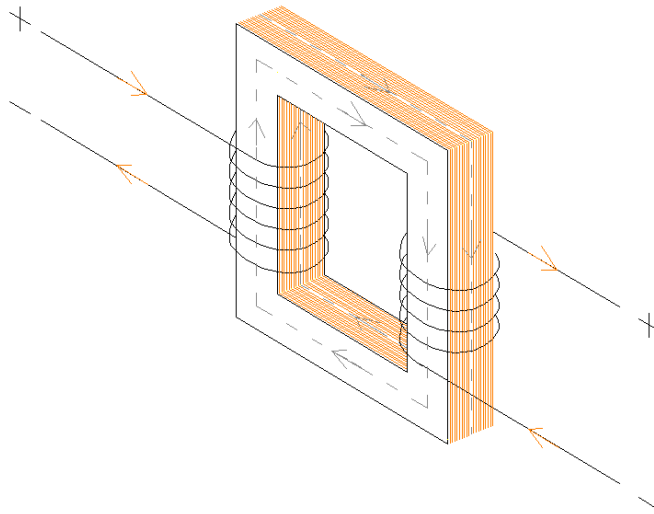
O ponto inicial de estudo se dá na concepção do modelo do Transformador Ideal, onde se considera um sistema monofásico, constituído por um núcleo de material ferromagnético sobreposto por duas bobinas de cobre (UMANS, 2014).

3.1 O MODELO DO TRANSFORMADOR IDEAL

A essência de um transformador elétrico requer apenas a existência de um fluxo mútuo, variável no tempo, enlaçando dois enrolamentos através de um núcleo comum.

O modelo do Transformador Ideal apresentado na Figura 13 serve de base para a explicação do funcionamento físico da operação deste equipamento.

Figura 13: Topologia do transformador ideal.



Fonte: Própria do autor.

Um transformador ideal é aquele no qual as perdas nos circuitos elétricos e nos circuitos magnéticos são nulas. Ou seja, a condutividade elétrica nas bobinas dos enrolamentos é infinita, assim como a permeabilidade magnética do material do núcleo. Nesse tipo de transformador não há fluxos de dispersão e o coeficiente de acoplamento magnético é perfeito.

Ao energizar o enrolamento primário com uma tensão v_1 , uma corrente flui pela bobina do enrolamento, produzindo um fluxo concatenado.

Assumindo que o fluxo concatenado seja uma função senoidal:

$$\lambda = \lambda_{max} \text{sen}(\omega t), \quad (3.1)$$

a corrente do primário magnetizará o núcleo (excitação) e, pela lei de Lenz, induzirá a corrente para a carga do secundário. A corrente de excitação necessária é determinada pelas propriedades magnéticas do núcleo.

De acordo com a lei de *Faraday*, a variação temporal do fluxo concatenado induz uma força eletromotriz nos terminais do primário.

$$v_1 = \frac{d\lambda}{dt} = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.2)$$

Assim como nos terminais do secundário:

$$v_2 = \frac{d\lambda}{dt} = N_2 \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.3)$$

Estabelecendo a razão entre as expressões (3.2) e (3.3), tem-se:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.4)$$

Percebe-se, desta forma, a relação de transformação que há entre o módulo das tensões e os enrolamentos das bobinas do sistema.

Considerando agora a lei de *Ampère* aplicado no núcleo, observa-se:

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0 \quad (3.5)$$

Obtém-se:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.6)$$

Nota-se que a relação de transformação para as correntes é inversamente proporcional à relação de transformação para as tensões.

Realizando a razão entre as expressões (3.4) e (3.6) encontra-se a relação para as impedâncias:

$$Z_1 = Z_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (3.7)$$

E ainda:

$$v_1 I_1 = v_2 I_2 \quad (3.8)$$

Constata-se que a potência de entrada no transformador é igual à potência de saída, ou seja, no modelo ideal, pode-se concluir que a potência elétrica é completamente transferida entre os circuitos elétricos (UMANS, 2014).

3.2 O TRANSFORMADOR REAL

Para apresentar o modelo do transformador real é preciso considerar o efeito da resistência dos enrolamentos, dos fluxos dispersos e da corrente de excitação.

Ressalva-se que para análises em alta frequência é necessário levar em consideração também as capacitâncias dos enrolamentos (UMANS, 2014).

O fluxo que percorre o núcleo de ferro é composto por duas componentes: o fluxo mútuo resultante, produzido pelo efeito das correntes do sistema, e o fluxo de dispersão. Este está presente tanto no enrolamento primário quanto no secundário.

Pela lei de *Hopkinson*, é possível representar os fluxos por meio de reatâncias, de modo que o circuito equivalente do transformador real seja composto inicialmente adicionando as resistências dos condutores e as reatâncias de dispersão ao circuito do transformador ideal.

Assim:

$$x_i = \omega L_i = \omega \frac{N_i^2}{\mathfrak{R}} \quad (3.9)$$

O índice “*i*” indica o enrolamento em questão, resultando:

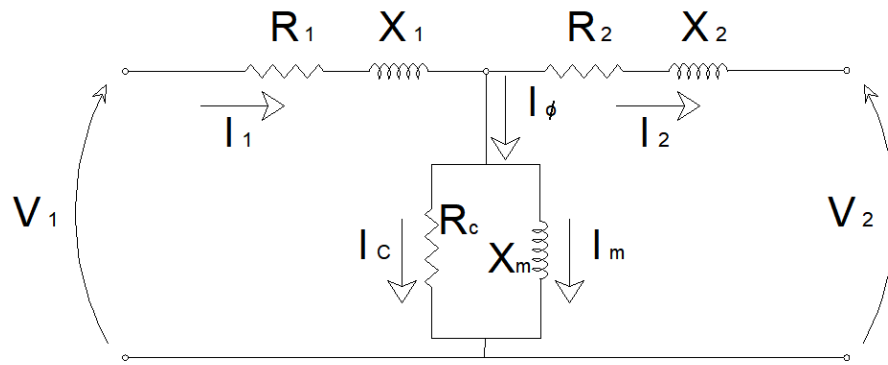
$$x_i = \omega \frac{N_i^2}{\mathcal{F}_i} \varphi_i \quad (3.10)$$

Já a reatância de magnetização é expressa em função do fluxo de magnetização:

$$x_m = \omega \frac{N^2}{\mathcal{F}_m} \varphi_m \quad (3.11)$$

Assim, tem-se o circuito equivalente do transformador real refletido ao primário:

Figura 14: Circuito equivalente do transformador.

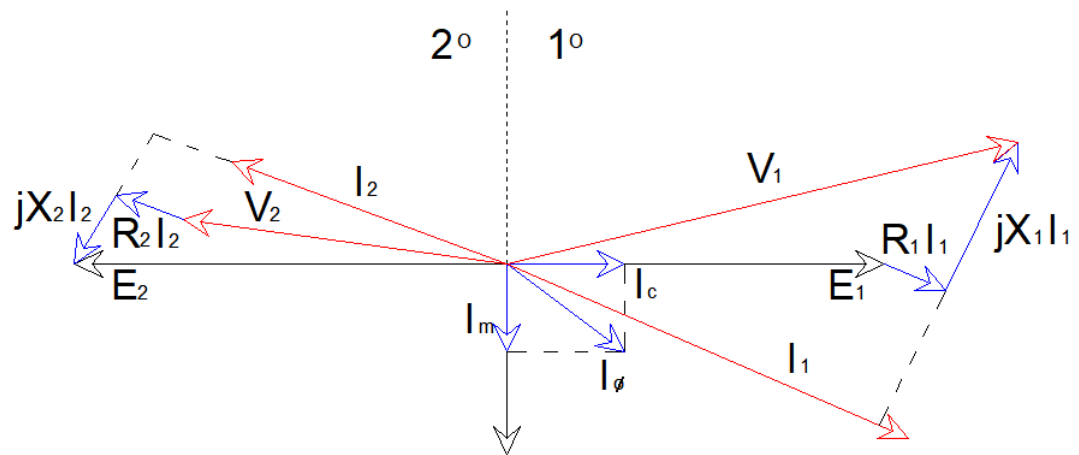


Fonte: Própria do autor.

A partir deste modelo é possível representar o diagrama fasorial do transformador, levando em consideração as relações de fase de tensão e de corrente. O módulo do vetor expressa a amplitude do sinal representado, e o ângulo, a partir da referência, equivale ao ângulo de fase da grandeza física.

Considerando um transformador monofásico operando com carga predominantemente indutiva, tem-se:

Figura 15: Diagrama fasorial completo.



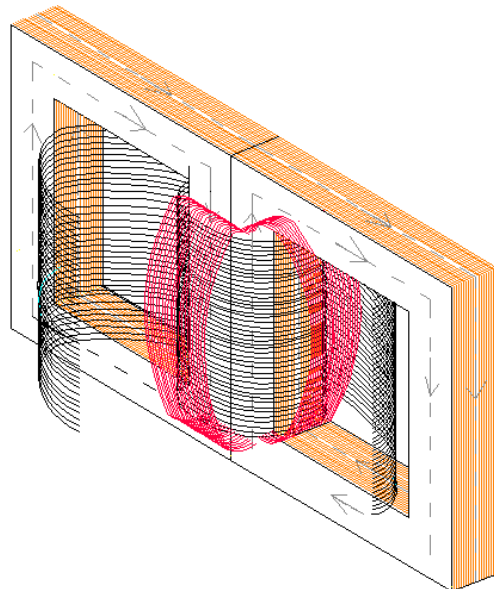
Fonte: Própria do autor.

A partir da Figura 12, nota-se que os fasores \dot{E}_1 e $\dot{\phi}_m$ representam as amplitudes complexas da FEM eficaz induzida e do fluxo, respectivamente, onde a primeira está atrasada de um ângulo θ_c em relação à segunda.

Para auxiliar a representação, o fluxo magnético é tratado como um vetor, embora a rigor seja uma grandeza escalar. Assim como a FEM do primário e secundário são representadas em oposição de fase.

Em relação aos aspectos construtivos, o núcleo dos transformadores é envolvido num enrolamento de cobre e sobre este conjunto outro enrolamento é posto, de modo a constituir os enrolamentos primários e secundários dos transformadores. Essa configuração tem a finalidade de reduzir o fluxo de dispersão (CHAVES *et al.*, 2009)

Figura 16: Transformador monofásico de enrolamentos sobrepostos.



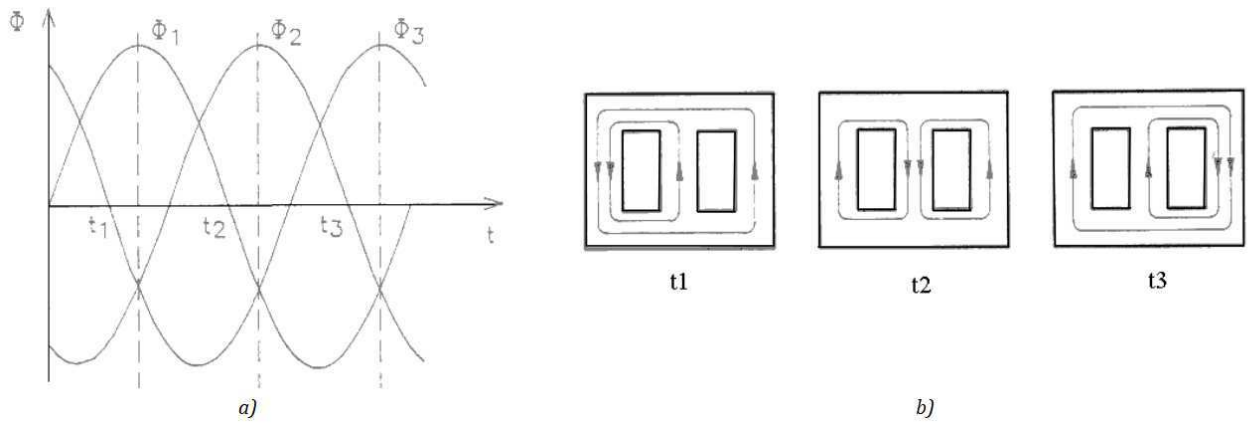
Fonte: Própria do autor.

Para redução do fluxo de dispersão constrói-se o núcleo com colunas adicionais. Estas colunas servem de retorno para o fluxo em sistemas desequilibrados. No caso de sistemas trifásicos, idealmente tem-se:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0 \quad (3.12)$$

Dessa forma, tem-se a distribuição equilibrada do fluxo magnético pelas colunas do núcleo. Analisando a Figura 17 b, percebe-se que apenas com três colunas, a coluna central concatena fluxo de maneira diferente das colunas laterais.

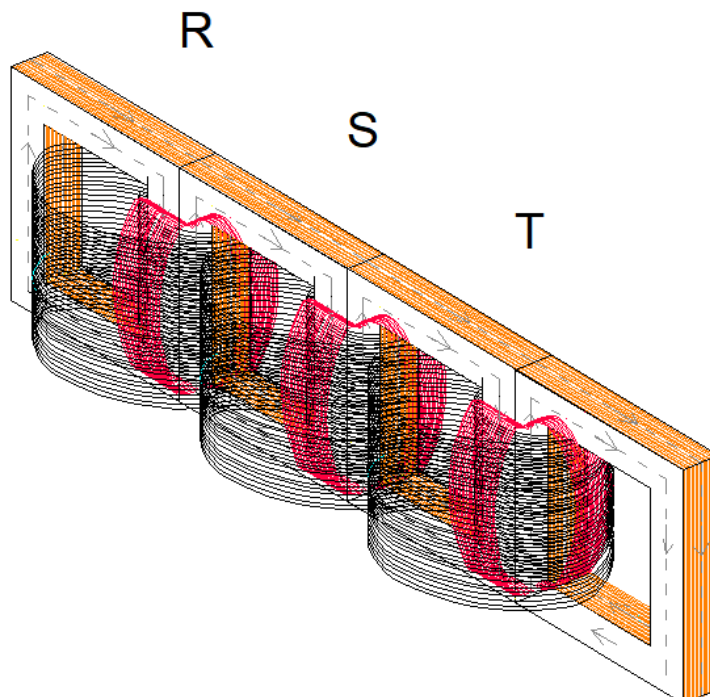
Figura 17: Distribuição do fluxo em núcleo trifásico. a) Fluxos trifásicos. b) Percurso do fluxo nas colunas do núcleo.



Fonte: ISPV, 2011.

Fluxos de dispersão se formam entre as colunas e se propagariam pelo ar e pelo isolamento, sendo assim, muitos transformadores trifásicos são construídos com núcleo de cinco colunas.

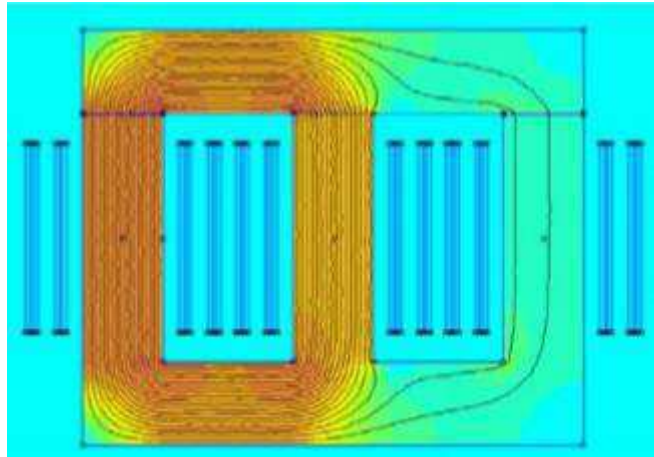
Figura 18: Transformador trifásico de enrolamentos sobrepostos com núcleo de cinco colunas, e fluxo de dispersão em cor de rosa.



Fonte: Própria do autor.

Este fenômeno pode ser visualizado mediante o emprego do *software* “ATP”, onde é possível estimar a corrente pelos enrolamentos, e no *software* “FEMM” é possível simular o núcleo para várias condições de corrente nos enrolamentos.

Figura 19: Densidade de fluxo magnético no núcleo – transformador em vazio suprido com tensão nominal.



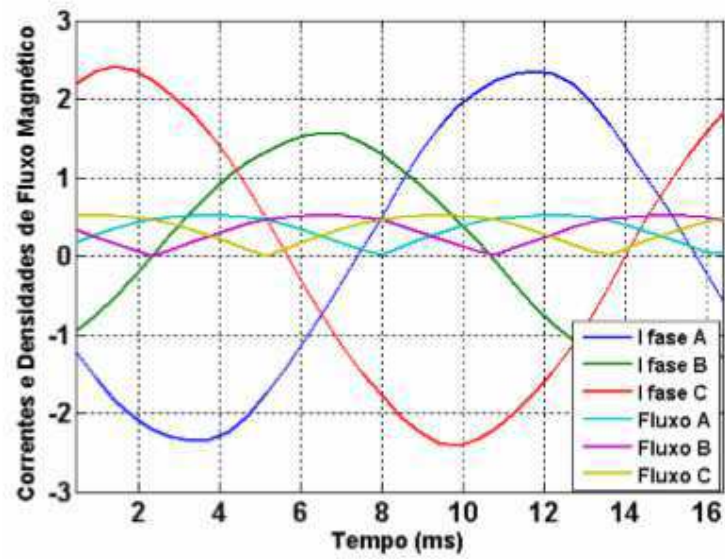
Fonte: Chaves *et al.*, 2009.

Na Figura 19 são apresentadas as representações dos fluxos magnéticos mediante simulações no FEMM durante um ciclo completo para um transformador trifásico de núcleo com três colunas em uma situação específica.

A densidade de fluxo é traçada em valores absolutos. Esse procedimento foi realizado por pesquisadores com o auxílio do *software* “Lua”, o qual interpreta os resultados obtidos no ATP e executa o programa FEMM.

Já na Figura 20 são apresentados os resultados de corrente e densidade de fluxo na forma gráfica durante um período.

Figura 20: Formas de onda das correntes no primário em relação ao comportamento da densidade de fluxo magnético.



Fonte: Chaves *et al.*, 2009.

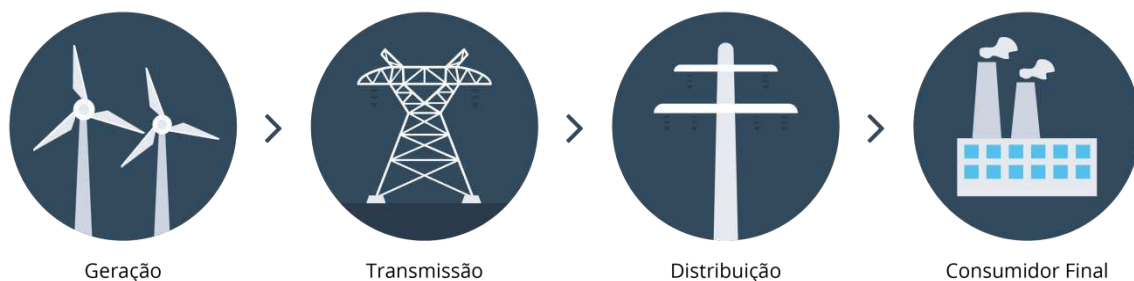
Observa-se que o valor máximo da corrente de uma determinada fase produz a máxima densidade de fluxo nesta mesma fase.

Os valores nulos de densidade de fluxo nas colunas externas (fases A e C) não correspondem aos valores nulos de corrente. Isso acontece pelo fato da corrente de magnetização na fase B ser menor do que às correntes de magnetização nas outras fases, ou seja, o núcleo não possui simetria magnética (CHAVES *et al.*, 2009).

4. CONSIDERAÇÕES SOBRE A CONVERSÃO DE ENERGIA EM TRANSFORMADORES

O sistema elétrico opera para que os consumidores finais tenham acesso à energia elétrica. Para tal, ele é constituído de três subsistemas: “geração”, transmissão e distribuição. Todos estes subsistemas operam utilizando equipamentos elétricos, dentre estes, estão presente os transformadores.

Figura 21: Diagrama de representação do sistema elétrico.



Fonte: ANEEL 2011.

Apesar de amplamente reproduzido por agentes do setor, o termo “geração” é indevidamente utilizado neste processo. O que de fato se tem são conversões de energia a partir da cadeia energética de cada matéria prima. Uma usina hidráulica de energia elétrica, por exemplo, se baseia nos princípios de conversão de energia para injetar energia elétrica nas linhas de transmissão.

O mesmo acontece com o termo “consumidor final”, que possibilita o entendimento de que a energia é consumida, porém novamente o que se tem é conversão da forma energética, pois o consumidor converte a energia elétrica para usufruto próprio.

Independente do sistema, toda forma de conversão de energia obedece duas leis: conservação de energia e dissipação de energia. A lei da conservação implica que o somatório dos fluxos e armazenamentos energéticos em um processo ou sistema será constante.

A lei da dissipação de energia, por sua vez, afirma que em todo processo real de conversão de energia, existem inevitáveis parcelas do montante inicial do sistema que serão convertidos em energia térmica.

É com estes princípios que surge o conceito de rendimento (eficiência), pois num dado sistema, o rendimento energético do mesmo será o calculo da razão entre a parcela de energia convertida com finalidade com a parcela da energia total do sistema.

Chama-se de perda toda parcela de energia convertida sem a finalidade específica do sistema. A energia convertida em forma de perdas possui parcela térmica (dissipação de energia) que se soma com contribuições provindas de limitações tecnológicas e econômicas dos sistemas.

Entre os anos de 1973 e 1976, houve no meio acadêmico, nas empresas e nos meios de comunicação uma discussão mais aprofundada sobre eficiência energética. Este conceito esta relacionado à redução de perdas e eliminação de desperdícios.

Neste período, questões econômicas do mercado do petróleo trouxeram a discussão acerca do uso das reservas de recursos fósseis, de modo que se chegou ao entendimento que um mesmo serviço poderia ser obtido com menor gasto de energia.

Nos anos seguintes, hábitos de consumo e equipamentos passaram a ser analisados sob a ótica da conservação da energia, pois muitas iniciativas que resultam em maior eficiência energética são economicamente viáveis.

No contexto da eficiência energética, os transformadores elétricos foram desenvolvidos ao longo dos anos de modo a apresentarem menores desperdícios e perdas de energia em sua operação.

Usualmente, nos livros didáticos e publicações técnicas e científicas as perdas em transformadores são classificadas como “perdas no ferro” e “perdas no cobre”, porém, esse tipo de classificação não expressa de forma adequada tais perdas.

Essa primeira denominação só estaria correta se todos os núcleos de transformadores fossem constituídos exclusivamente de ferro, o que não é verdade. Tradicionalmente, os núcleos dos transformadores são compostos por aço ao silício, ligas amorfas ou, no caso de transformadores para altas frequências, ligas nanocristalinas ou ferritas (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

A expressão “perdas no cobre” só estaria coerente se todos os enrolamentos dos transformadores fossem constituídos por esse tipo de material condutor, o que, também, não se verifica, pois existem transformadores com enrolamentos de alumínio e algumas unidades com enrolamentos de material supercondutor (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

Assim sendo, entende-se a necessidade de classificar as perdas, de maneira genérica, como perdas nos circuitos magnéticos e perdas nos circuitos elétricos.

De modo que as perdas no circuito magnético são associadas ao processo de magnetização do núcleo, e as perdas por dispersão pelo ar e pelos materiais dielétricos, não se vinculam a um tipo de material específico.

De forma similar, as perdas no circuito elétrico estão apenas associadas ao efeito Joule, independente do tipo de material utilizado nas bobinas dos enrolamentos.

Ao contrário do transformador ideal, nos transformadores reais as perdas existem e precisam ser minimizadas para que a eficiência energética seja a mais elevada possível em qualquer nível de carregamento.

Como o princípio de funcionamento dos transformadores tem como base a Lei da indução eletromagnética de Faraday/Lenz, torna-se relevante avaliar como as perdas nesses equipamentos estão relacionadas com a variação temporal do fluxo magnético.

Este capítulo tem a finalidade de fornecer subsídios para cálculo das perdas nos transformadores elétricos. Inicialmente, será apresentada a dedução para cálculo da energia em circuitos acoplados magneticamente. Posteriormente serão abordadas as perdas em vazio e em carga dos transformadores.

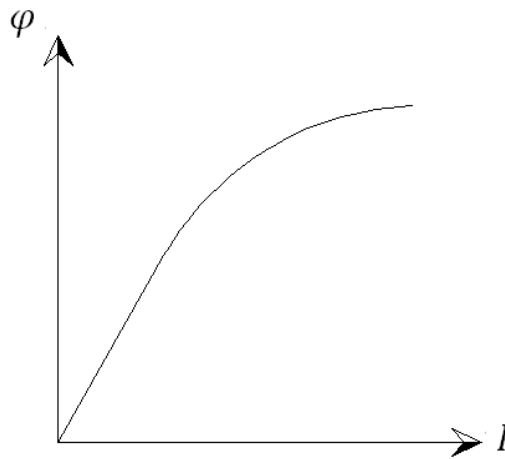
4.1 ENERGIA MAGNÉTICA

A transferência de energia que os transformadores possibilitam entre dois circuitos elétricos isolados se dá pela conversão da energia elétrica em energia magnética.

Considera-se para a realização do cálculo da energia: dois circuitos de dimensões fixas, acoplados magneticamente em um meio não magnético.

Sendo assim, aborda-se o que diz respeito à energia magnética armazenada nos circuitos acoplados magneticamente. Para tal, observa-se a curva $\varphi \times I$:

Figura 22: Curva $\varphi \times I$.



Fonte: Própria do autor.

Ao energizar o circuito primário, mantendo o secundário em aberto, a densidade volumétrica da energia armazenada é obtida calculando a área acima da curva da Figura 22:

$$W_1 = \int_0^{i_1} i_1 d\varphi_1 \quad (4.1)$$

$$W_1 = \int_0^{i_1} i_1 d(L_1 i_1) = \frac{L_1 i_1^2}{2} \quad (4.2)$$

Mantendo-se agora a corrente no primário constante e excitando eletricamente o secundário, tem-se:

$$W_2 = \int_0^{i_2} i_2 d\varphi_2 \quad (4.3)$$

Porém, nesta situação, considera-se a influência do fluxo mútuo:

$$W_2 = \int_0^{i_2} i_2 d(L_2 i_2 + M_{21} i_1) = \frac{L_2 i_2^2}{2} + M_{21} i_1 i_2 \quad (4.4)$$

Nota-se que, da mesma maneira, i_2 exerce influência através do fluxo mútuo no circuito primário, de modo que a energia será:

$$W_1 = \int_0^{i_1} i_1 d(L_1 i_1 + M_{12} i_2) = \frac{L_1 i_1^2}{2} + M_{12} i_1 i_2 \quad (4.5)$$

Assim, a expressão para o cálculo da energia magnética total será:

$$W_m = \frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} \pm M i_1 i_2 \quad (4.6)$$

Percebe-se que o termo $M i_1 i_2$ terá valor positivo quando os circuitos forem conectados na mesma direção, ou sinal negativo no caso contrário.

4.2 PERDAS DE ENERGIA EM TRANSFORMADORES ELÉTRICOS

O cálculo para o rendimento N dos transformadores é apresentado na NBR 5380 da seguinte maneira:

$$N = \frac{Saída}{Entrada} = 1 - \frac{Perdas}{Saída - Perdas} \quad (4.7)$$

O rendimento é calculado pela relação entre a potência que flui pelo secundário com a potência que entra pelo terminal primário. Ou ainda como apresentado pela equação (4.7).

Para o cálculo das perdas, a NBR 5161 apresenta o procedimento para materiais de aço laminados e planos para fins elétricos (ferromagnéticos).

As perdas nos transformadores podem ser divididas em duas componentes principais: as perdas nos circuitos elétricos e as perdas nos circuitos magnéticos.

As perdas nos circuitos elétricos (perdas em carga) são ditas perdas ativas. Elas são medidas em W/kg (Watt/Quilograma) e produzidas por efeito joule nas bobinas do circuito primário e secundário do transformador (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

As perdas em carga variam de acordo com a curva de carga, ao longo das vinte quatro horas (MIRZAIE *et al.*, 2015).

As perdas em vazio também são medidas em W/kg e ocorrem no processo cíclico de magnetização do núcleo do transformador, estando ou não o transformador alimentando alguma carga no secundário (LUCIANO, 2012).

Ou seja, ao contrário das perdas nos circuitos elétricos, as perdas no circuito magnético são invariantes com a carga. Elas são sensíveis às distorções da forma de onda da tensão de alimentação.

Vários estudos que comprovam isso foram realizados e publicados por pesquisadores, dentre eles Tarasiewicz em 1993, Hasegawa em 2001, Arseneau em 2003, Barbisio, 2004, Kefalas, 2010, e Yazdami-Asvani em 2013 (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

4.2.1 PERDAS NO CIRCUITO ELÉTRICO

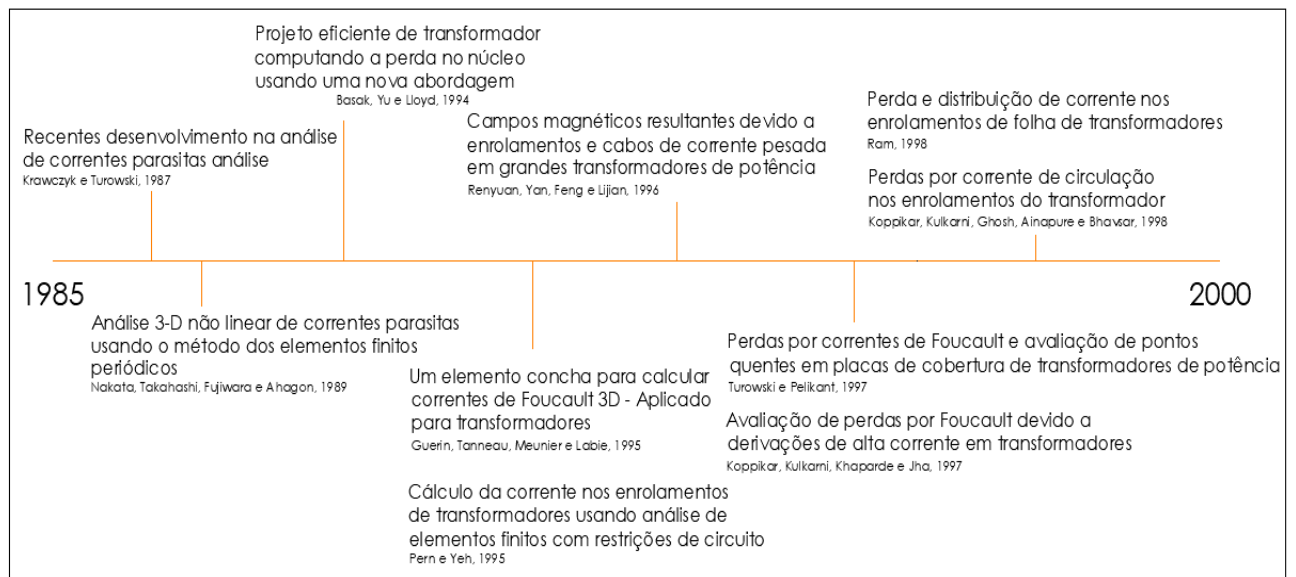
As duas componentes principais das perdas nas bobinas de transformadores, máquinas elétricas e indutores são aquelas que variam com o quadrado da corrente elétrica e as aquelas originadas por estresses mecânicos (KULKARNI, KHAPARDE, 2000).

$$Perdas\ Ativas = RI^2 \quad (4.8)$$

A redução das perdas nos circuitos elétricos depende de alguns fatores: condutividade elétrica do material condutor, frequência, forma de onda da tensão de alimentação (componentes harmônicas) (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

No que concerne às perdas ativas, dezenas de trabalhos foram publicados sobre o tema nas últimas décadas. Na Figura 23 e 24 são apresentadas em linha do tempo, trabalhos relevantes publicados ao longo dos últimos 35 anos em periódicos internacionais, revistas científicas e congressos acadêmicos reunidos pelos pesquisadores Eleftherios I. Amoiralis, Marina A. Tsili, e Antonios G. Kladas, publicado em 2009 com o nome de “*Projeto e otimização dos transformadores: Uma pesquisa de literatura*”.

Figura 23: Pesquisas sobre perdas no circuito elétrico dos transformadores entre 1985 e 2000 (tradução livre).



Fonte: Própria do autor.

Destacam-se nestas publicações científicas, a investigação acerca das correntes parasitas nos enrolamentos do transformador.

Como no trabalho publicado em 1987, pelos pesquisadores Krawczyk e Turowski, intitulado “*Desenvolvimentos recentes na análise de correntes parasitas*”, onde destacaram a necessidade da análise de correntes de Foucault em dispositivos elétricos.

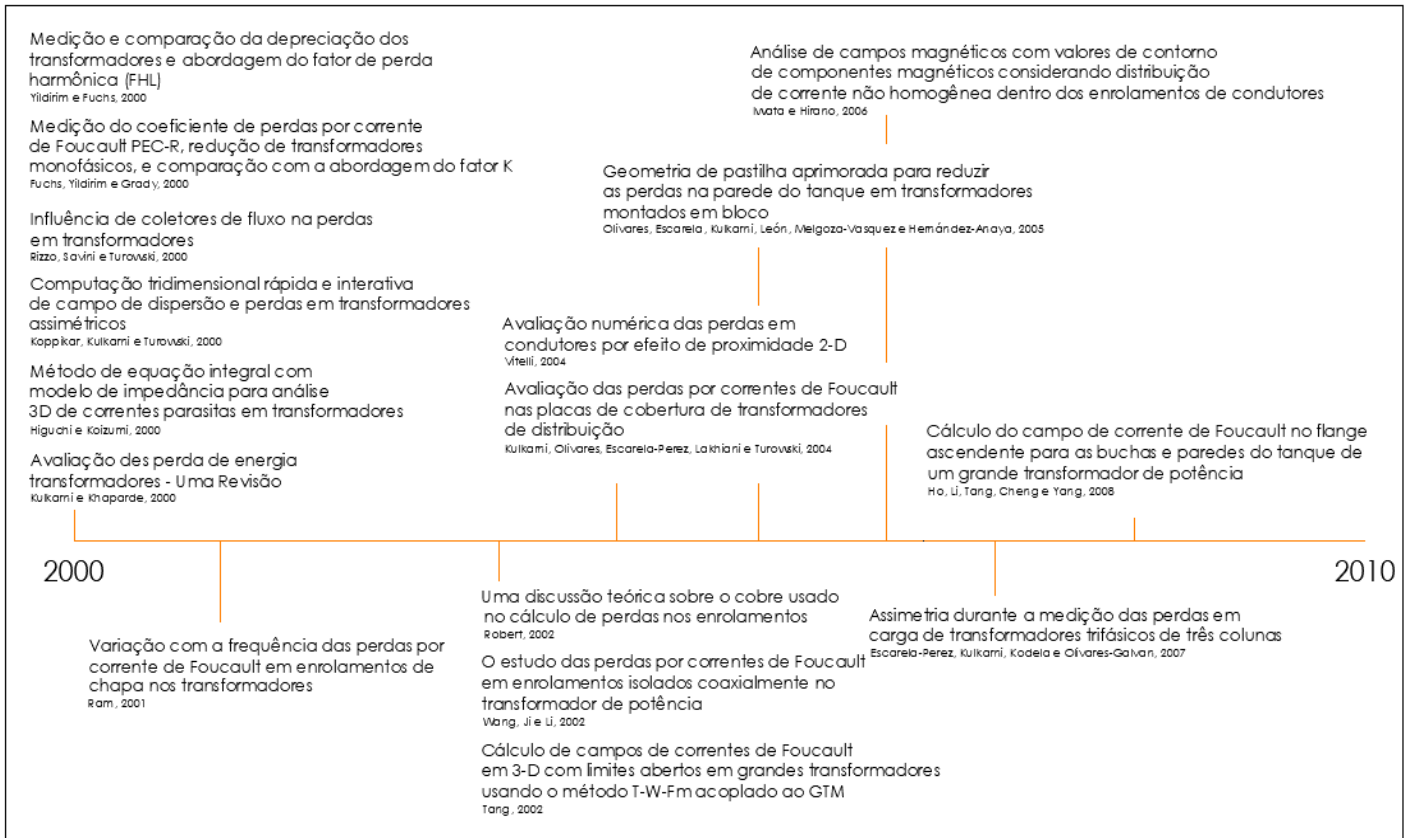
Durante os decênios de 1980 e 1990, nota-se a preponderância de análise por métodos numéricos na determinação das perdas.

Isso fica evidente analisando o trabalho de Pern e Yeh, publicado em 1995, no qual formulam um método de elementos finitos para simular o campo eletromagnético e a distribuição de corrente nos enrolamentos dos transformadores de potência (AMOIRALIS *et al.*, 2009).

Assim como em “*Perdas por corrente de circulação nos enrolamentos do transformador*” (KOPPIKAR *et al.*, 1998).

Em 2002, Robert levantou a discussão sobre o fator do cobre utilizado no cálculo das perdas nos enrolamentos, em “*Uma discussão teórica sobre o cobre usado no cálculo das perdas nos enrolamentos*” (AMOIRALIS *et al.*, 2009).

Figura 24: Pesquisas sobre perdas no circuito elétrico dos transformadores entre 2000 e 2010 (tradução livre).



Fonte: Própria do autor.

Ao longo do decênio de 2000, o interesse pela redução das correntes de Foucault continuou, assim como o emprego do método dos elementos finitos, porém o uso de ferramentas computacionais caracterizou as produções científicas da década.

4.2.2 PERDAS NO CIRCUITO MAGNÉTICO

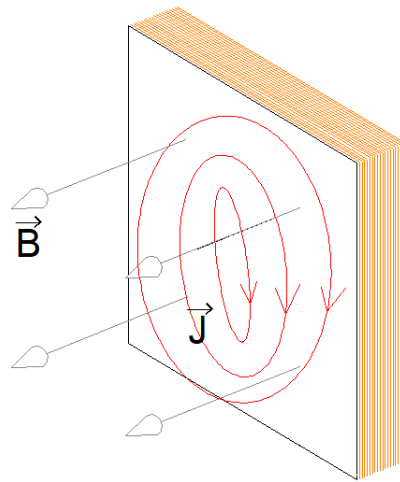
No tocante ao processo cíclico de magnetização e desmagnetização do material ferromagnético que constitui o núcleo do transformador, as principais perdas a ele associadas são: histerese, correntes parasitas, magnetostrição, ruído Barkhausen e as denominadas perdas anômalas. Todas essas perdas fazem parte da irreversibilidade caracterizada pela variável de estado entropia (S), conforme estabelecido na Segunda Lei da Termodinâmica (BOZORTH, 1978).

Considerando um fluxo magnético variante no tempo, sabe-se pela lei de Faraday, que ele produz um campo elétrico induzido, em torno da região de variação do fluxo.

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.9)$$

Este campo elétrico é produzido dentro do material magnético e, se o material for condutor, serão induzidas correntes rotacionais, chamadas de correntes de Foucault (ou *correntes parasitas*). Tais correntes circulam no material do núcleo e se opõe às mudanças na densidade de fluxo do material (UMANS, 2014).

Figura 25: Correntes parasitas num núcleo de material condutor.



Fonte: Própria do autor.

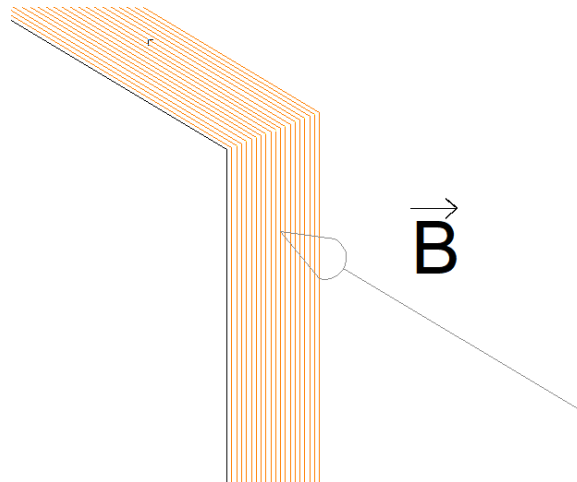
Em outras palavras, as correntes parasitas atuam na desmagnetização do núcleo; logo, a corrente no enrolamento de excitação aumenta.

Esse efeito se intensifica à medida que a frequência de excitação aumenta. Por essa razão, as características dos aços elétricos variam com a frequência. Em geral, essas características são fornecidas pelos fabricantes para a faixa de frequência esperada de operação para o material.

Para a redução deste efeito, as estruturas magnéticas dos núcleos são construídas normalmente com chapas delgadas justapostas ou lâminas de material magnético (UMANS, 2014).

Essas chapas, alinhadas na direção das linhas de campo, estão isoladas entre si por uma camada fina de óxido em suas superfícies, ou por uma fina cobertura de esmalte ou verniz de isolamento (UMANS, 2014).

Figura 26: Posicionamento das placas do núcleo.



Fonte: Própria do autor.

Esta modificação reduz muito a magnitude das correntes parasitas porque as camadas de isolamento interrompem os caminhos de corrente. Quanto mais delgadas as chapas, menores as perdas (UMANS, 2014).

Além da frequência, estas perdas dependem também do tipo de material magnético, da indução magnética máxima no interior do núcleo B_{max} , da resistividade ρ do material magnético e, no caso de material laminado, da espessura e das chapas ou fitas (LUCIANO, PEREIRA, 2018);

No caso de indução magnética senoidal, as perdas por correntes parasitas, em W/m^3 (watt por metro cúbico), podem ser calculadas por (LUCIANO, PEREIRA, 2018):

$$P_f = \frac{(\pi B_{max} f e)^2}{6\rho} \quad (4.10)$$

Já as perdas por histerese dependem do tipo de material magnético, da frequência da alimentação elétrica das bobinas e da indução magnética no interior do núcleo (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

O fenômeno da histerese está relacionado com a movimentação das paredes dos domínios e com o processo de alinhamento dos momentos magnéticos em face do campo magnetizante ou desmagnetizante.

No estabelecimento de modelos para representar o fenômeno de histerese precisam ser levados em conta fatores adicionais, tais como: magnetização irreversível, magnetização reversível, laços menores, efeitos dinâmicos e temperatura.

Um dos primeiros modelos físico para o fenômeno da histerese foi apresentado por Preisach, em 1935, estabelecendo a relação entre o processo de magnetização e o campo magnetizante.

Em 1976, Globus, partindo de um núcleo toroidal de um material magnético policristalino (ferrite magneticamente mole de alta qualidade microestrutural), postulou um modelo no qual se buscou representar a continuidade do fluxo magnético de um grão a outro, a partir de um único grão, de forma esférica, subdividido em dois domínios anti-simétricos (180°).

Em 1983, Jiles e Atherton propuseram um modelo fenomenológico para a histerese ferromagnética, postulando que o processo de magnetização, decorrente da ação do campo magnético externo, acontece por meio da movimentação das paredes dos domínios.

Posteriormente, os modelos de Stoner-Wolhfarth, Jiles-Atherton, Globus e Preisach foram apresentados para representar a histerese estática. Suas características e aplicações foram discutidas e comparadas por Liorzou e seus colaboradores, levando em consideração, dentre outros aspectos, mecanismos de movimentação das paredes dos domínios, anisotropia, textura, energia das paredes, reversibilidade, laços menores, desmagnetização, parâmetros mensuráveis, domínios dos grãos, tipo de material magnético (moles, duros ou intermediários) e tempo computacional.

Experimentalmente, as medidas magnéticas podem ser classificadas em ensaios CC e CA. O gênero CC pode ser subdividido em medições de intensidade de campo, fluxo, permeabilidade, curvas B-H e laços de histerese. Enquanto nas medições em CA relacionam-se, principalmente, com as perdas nos materiais magnéticos submetidos a processos de magnetização cíclicos.

Assim sendo, analisando a energia magnética que flui por um material magnético submetido à excitação:

$$W = \oint i_{\varphi} d\lambda = \oint \left(\frac{H_C L_C}{N} \right) (A_C N d B_C) = A_C L_C \oint H_C d B_C \quad (4.11)$$

O termo $A_C L_C$ é o volume do núcleo e a integral é a área do laço de histerese. Nota-se o fluxo de energia para dentro do material a cada vez que ele é submetido a um ciclo.

Para cada ciclo de magnetização e desmagnetização do material existirão perdas por histerese proporcionais à área do ciclo e ao volume total do material.

Steinmetz chegou a uma expressão empírica, através de resultados experimentais, para valores máximos de B situados entre 0,2 a 1,5 T.

A equação de *Steinmetz* é utilizada para o cálculo das perdas por histerese. A equação fornece a área do ciclo de histerese, dada em W/m^3 (watt por metro cúbico):

$$P_h = \eta B^{1,6} f \quad (4.12)$$

Onde η é uma constante que depende do material e o expoente 1,6 representa o fenômeno de histerese (aproximado) para valores de B inferiores a 1,0 T. Para valores superiores, o valor do expoente aproxima-se de 2,0.

As perdas atribuídas ao movimento das paredes dos domínios magnéticos quando este é submetido à indução magnética B são chamadas de perdas anômalas (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

$$P_a = \alpha f B^2 d \quad (4.13)$$

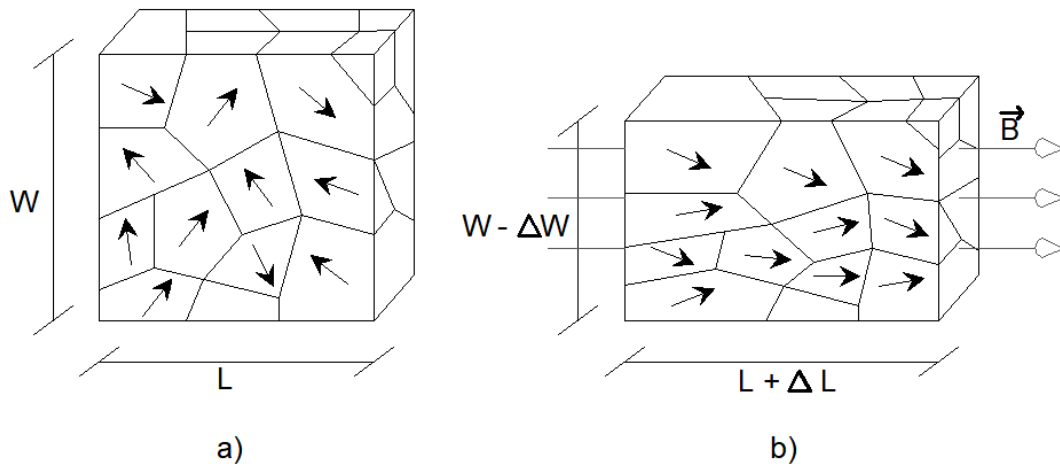
A largura d do domínio magnético no estado desmagnetizado é proporcional à velocidade de movimentação das paredes, desde que estas sejam móveis e seu número seja constante durante a magnetização (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

A aplicação do campo magnético também é responsável pela deformação nas estruturas cristalinas dos materiais ferromagnéticos, conhecida magnetostrição magnética, causadora de vibrações nos núcleos dos transformadores no dobro da frequência de excitação.

No estado desmagnetizado, a orientação da magnetização dos domínios está distribuída de tal maneira que o material, como um todo, tenha magnetização nula.

No exemplo exposto da Figura 27, ao aplicar-se um campo magnético os domínios tendem a se orientar e o comprimento L do cuboide aumenta e a sua largura W diminui.

Figura 27: Fenômeno da magnetostrição.



Fonte: Própria do autor.

Este fenômeno resulta em vibrações nos núcleos ferromagnéticos com o dobro da frequência de excitação.

A deformação varia com a intensidade de campo magnético aplicado e atinge o seu valor máximo quando o campo aplicado for suficiente para levar o material à saturação magnética, sendo esse valor conhecido como coeficiente de magnetostricção de saturação, λ_s (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

O coeficiente de magnetostricção de saturação é um número adimensional, pois se trata de uma relação entre grandezas de mesma dimensão, conforme:

$$\lambda_s = \frac{\Delta x}{x} \quad (4.14)$$

Por fim, tem-se o efeito *Barkhausen*, também referido como barulho *Barkhausen*. Estas perdas irreversíveis são associadas ao aprisionamento e ao desaprisionamento das paredes dos domínios magnéticos.

A movimentação das paredes dos domínios magnéticos numa sequência de saltos aleatórios é a causa do ruído *Barkhausen*, fenômeno descrito experimentalmente pelo seu descobridor, *H. Barkhausen*, em 1919.

Estratégias para redução dessas perdas em núcleos de transformadores têm sido desenvolvidas e empregadas, pois, devido a leis ambientais, transformadores localizados próximos a áreas residenciais devem apresentar níveis de ruídos mínimos (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

Atualmente, existem técnicas de medições automáticas que permitem uma análise rápida e precisa das características dos materiais magnéticos.

Geralmente, essas técnicas consistem na aquisição e no processamento numérico dos sinais de tensão e de corrente elétrica, para a obtenção do laço de histerese e a determinação das perdas totais da amostra do material ferromagnético.

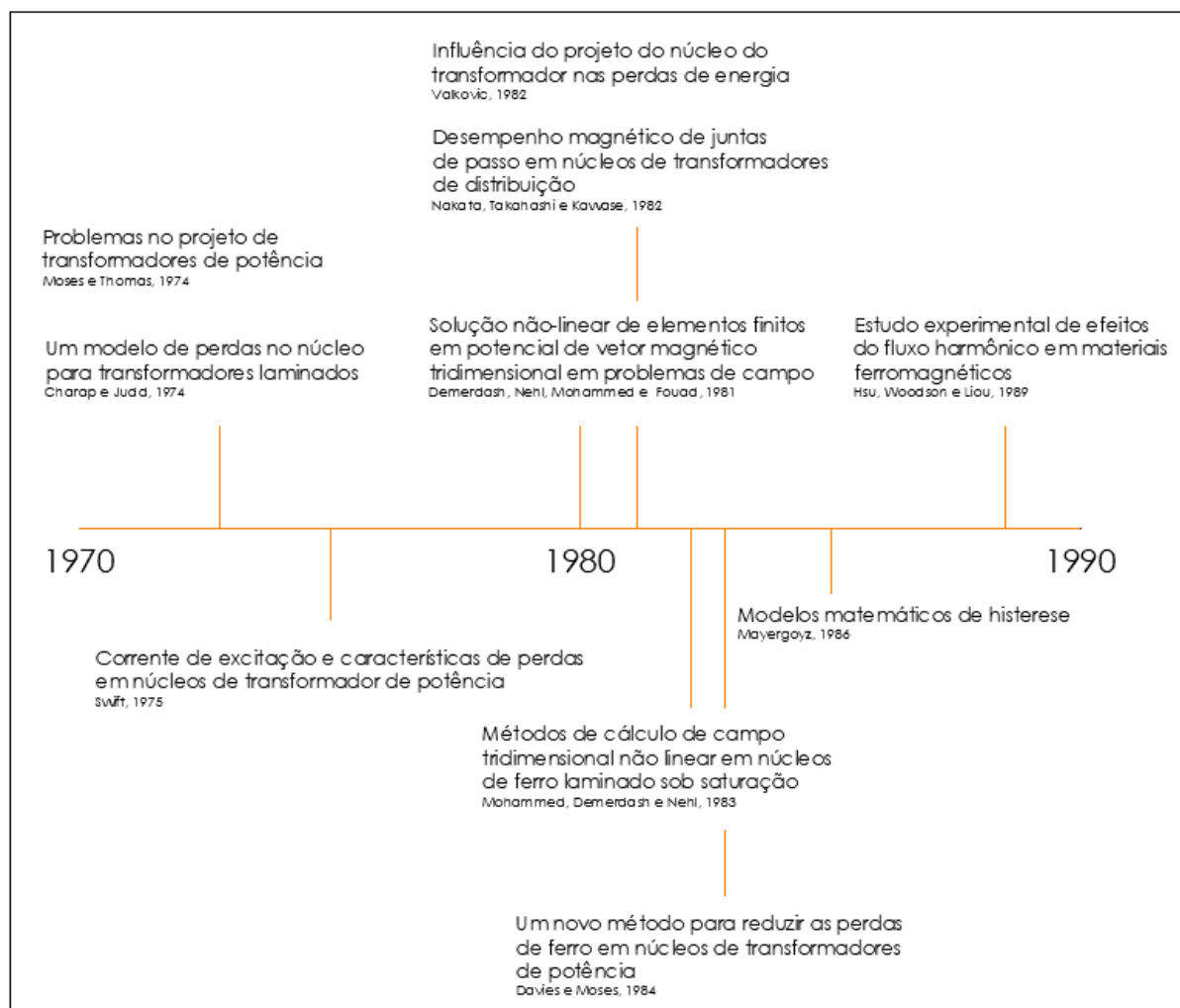
Nos últimos 50 anos relevantes pesquisas e trabalhos que abordavam as perdas nos transformadores foram publicados em periódicos internacionais, revistas científicas e congressos acadêmicos.

Além dos métodos numéricos, no modelo do circuito equivalente do transformador também foram desenvolvidas melhorias, de modo que este passasse a incluir descrições semi-empíricas acerca das características do núcleo e dos enrolamentos dos transformadores (AIMORALIS *et al.*, 2009).

Métodos experimentais forneceram eficiência aos modelos, garantindo precisão às análises, e nos últimos anos, técnicas de inteligência artificial, como as redes neurais, foram utilizadas no estudo dos transformadores.

As Figuras 28, 29, 30, 31 e 32 expõem, na linha do tempo, alguns trabalhos relevantes, acerca das perdas no circuito magnético, publicados ao longo dos últimos 50 anos em periódicos internacionais, revistas científicas e congressos acadêmicos, e reunido pelos pesquisadores Eleftherios I. Amoiralis, Marina A. Tsili, e Antonios G. Kladas, publicado em 2009 com o nome de “*Projeto e otimização dos transformadores: Uma pesquisa de literatura*”.

Figura 28: Pesquisas relevantes entre os anos 1970 e 1990 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).



Fonte: Própria do autor.

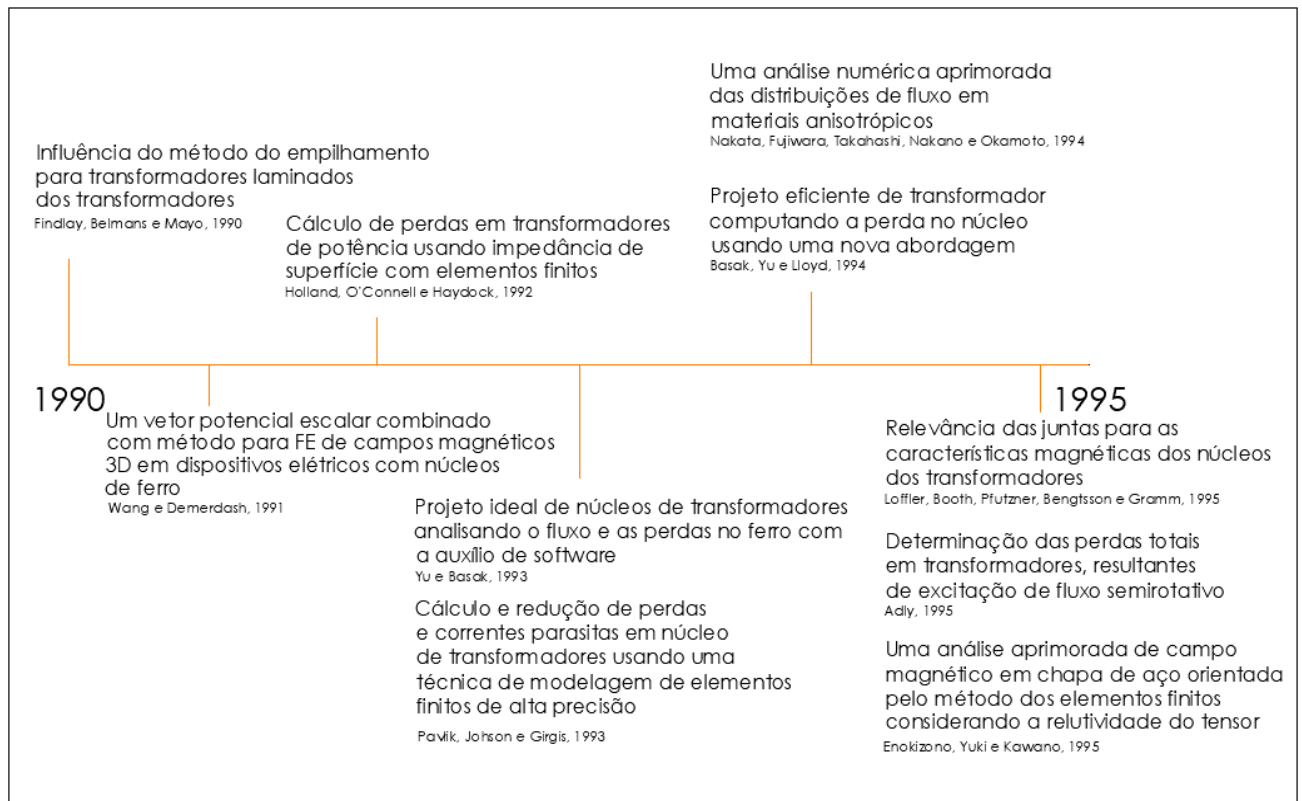
Os pesquisadores S. Charap e F. Judd em 1974, no trabalho “*Um modelo de perdas no núcleo para transformadores laminados*”, exploraram a distribuição do fluxo magnético no núcleo dos transformadores em função do projeto construtivo e sua relação com as perdas de energia (AIMORALIS *et al.*, 2009).

Nos anos seguintes, análises experimentais e modelos matemáticos se propuseram a investigar especificidades acerca das perdas no circuito magnético dos transformadores.

Além disso, os aspectos construtivos continuavam sendo explorados, como é o caso da pesquisa “*Desempenho magnético de juntas de passo em núcleos de transformadores de distribuição*” de 1982 (Nakata *et al.*), no qual investigou-se a influência dos núcleos com tecnologia de construção *step lap* nas perdas de energia (AIMORALIS *et al.*, 2009).

Na década de 1990, os métodos numéricos foram fundamentais para o aperfeiçoamento dos estudos acerca das perdas em vazio, como é exposto na Figura 28:

Figura 29: Pesquisas entre os anos 1990 e 1995 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).

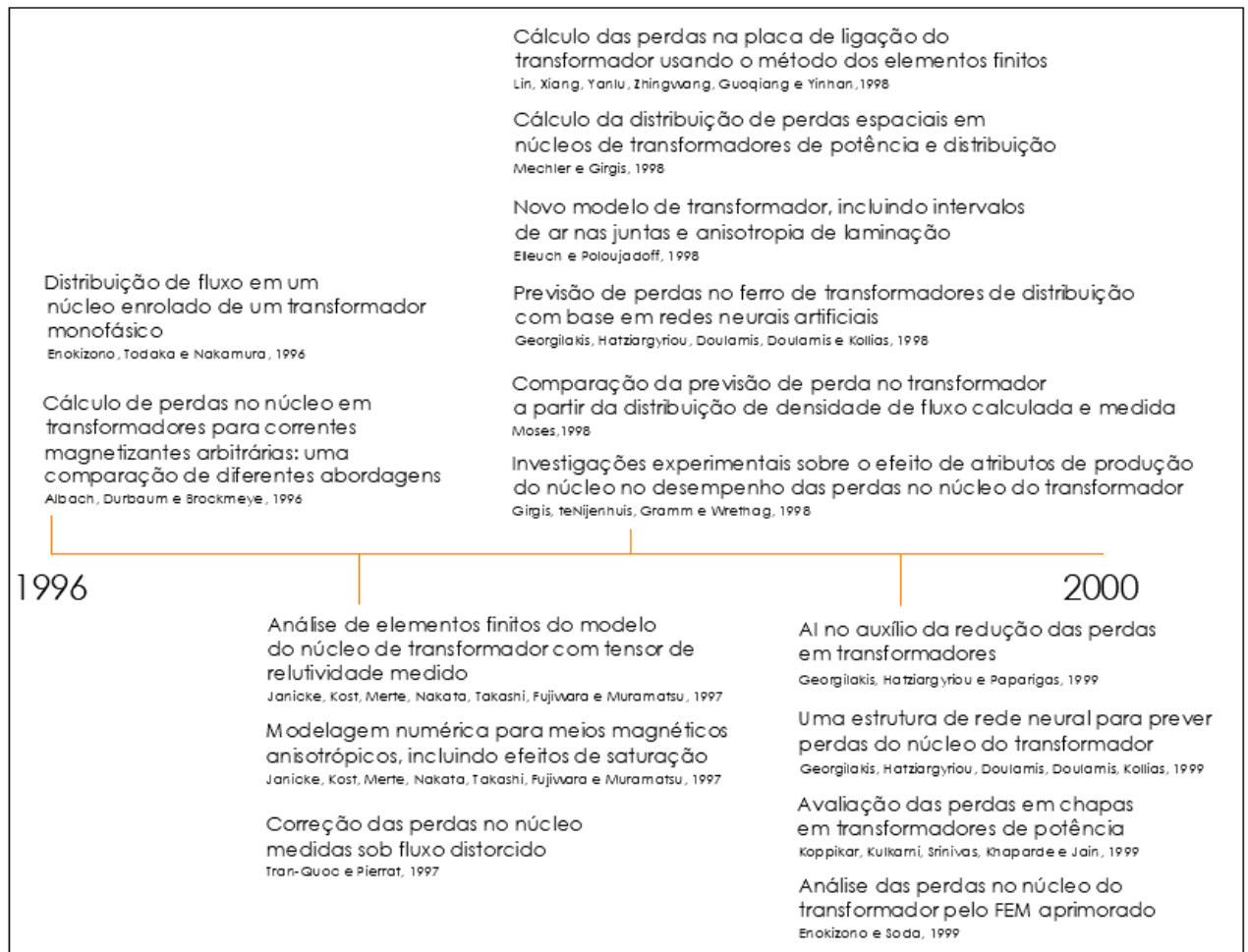


Fonte: Própria do autor.

Para cálculo de dispersão e correntes parasitas foram desenvolvidos ferramentas de aplicação bidimensional do método dos elementos infinitos (HOLLAND, O'CONNELL, HAYDOCK, 1992) (PAVLIK, JOHSON, GIRSI, 1993).

Modelagens detalhadas possibilitaram medições de propriedades do núcleo magnético (YU, BASAK, 1993) (BASAK, YU, LLOYD, 1994) (ENOKIZONO, SODA, 1997) (ENOKIZONO, SODA, 1999).

Figura 30: Pesquisas entre os anos de 1996 e 2000 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).

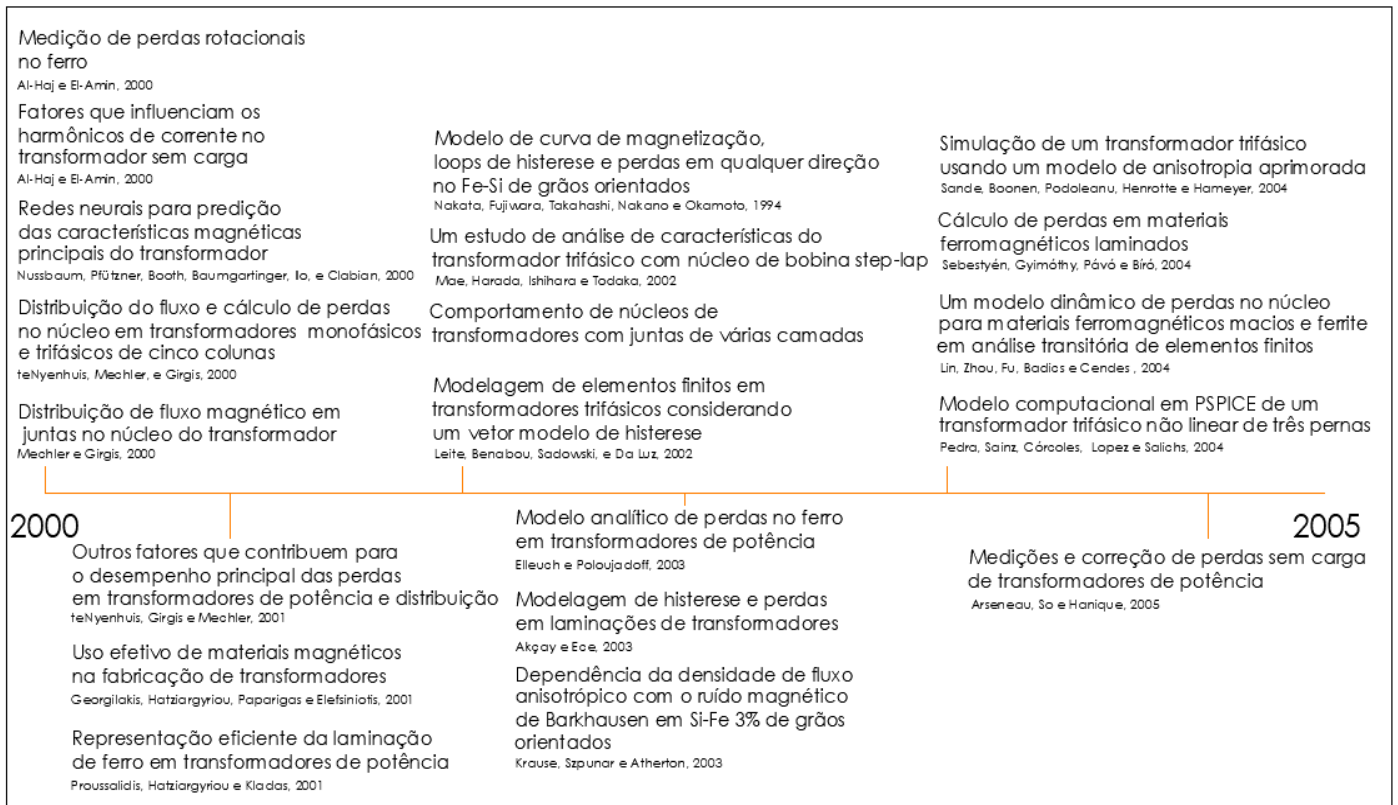


Fonte: Própria do autor.

No final do decênio de 1990, a aplicação de técnicas de inteligência artificial, como as redes neurais artificiais, foram utilizadas em estudos publicados, como é o caso do “*Uma estrutura de rede neural para prever perdas no núcleo de transformadores*” de Georgilakis *et al.*, publicado em 1999. De modo que as perdas no circuito magnético eram previstas em função de parâmetros de projeto (AIMORALIS *et al.*, 2009).

Georgilakis *et al.*, também utilizaram redes neurais artificiais para reduzir as perdas no núcleo em transformadores montados, e otimizar o processo de produção de núcleos em “*AI no auxílio da redução das perdas em transformadores*”, também em 1999 (AIMORALIS *et al.*, 2009).

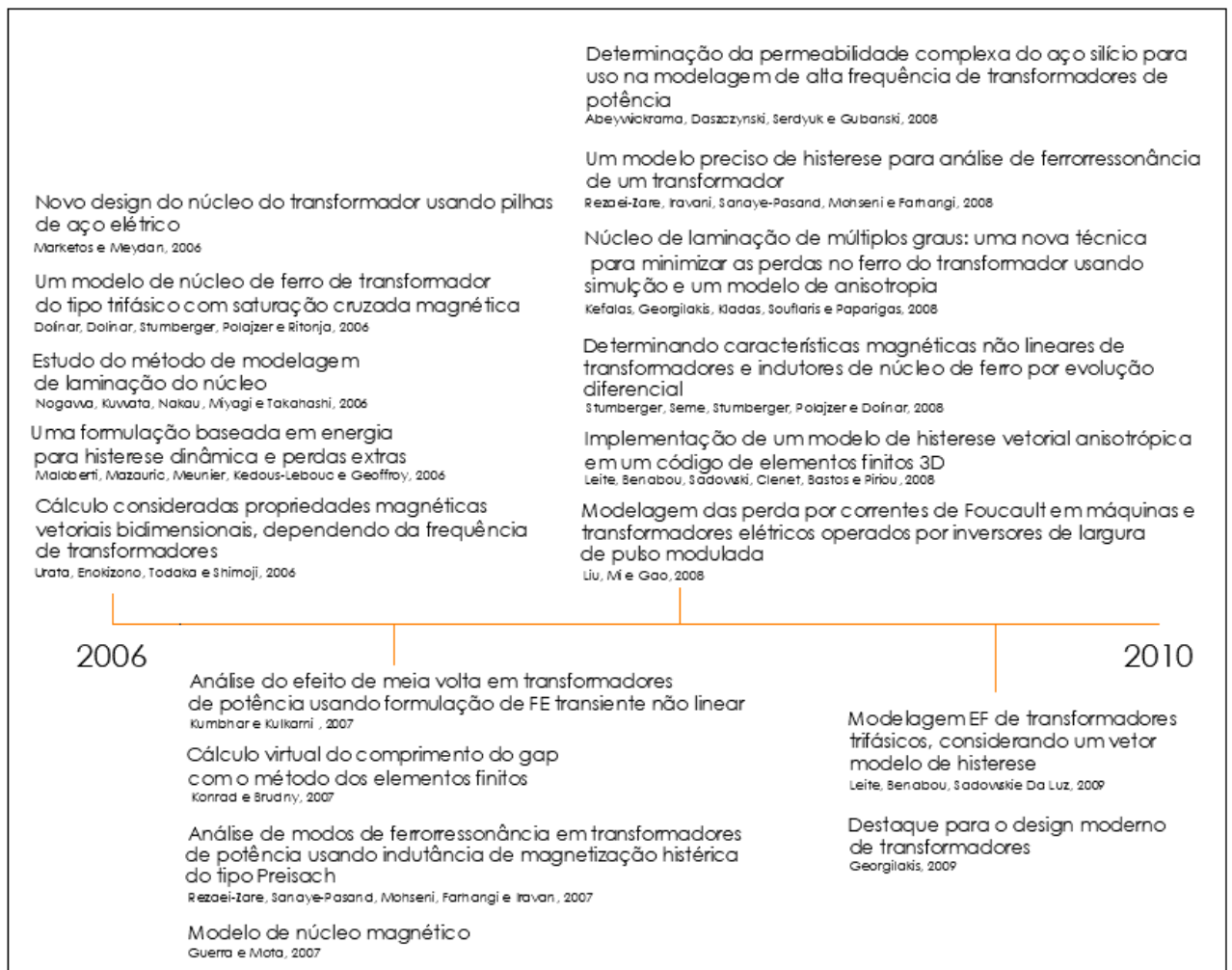
Figura 31: Pesquisas entre os anos de 2000 e 2005 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).



Fonte: Própria do autor.

Já no século XXI, Sebestyén *et al.*, em 2004, desenvolveram um método numérico para cálculo de perdas em núcleos não-lineares, no trabalho “*Cálculo das perdas em materiais ferromagnéticos laminados*” (AIMORALIS *et al.*, 2009).

Figura 32: Pesquisas relevantes entre os anos 2006 e 2010 sobre perdas no circuito magnético dos transformadores (tradução livre).



Fonte: Própria do autor.

Também fora desenvolvido medições de perdas por corrente de Foucault em transformadores que operam por inversor de frequência modulados por PWM (LIU, MI, GAO, 2008).

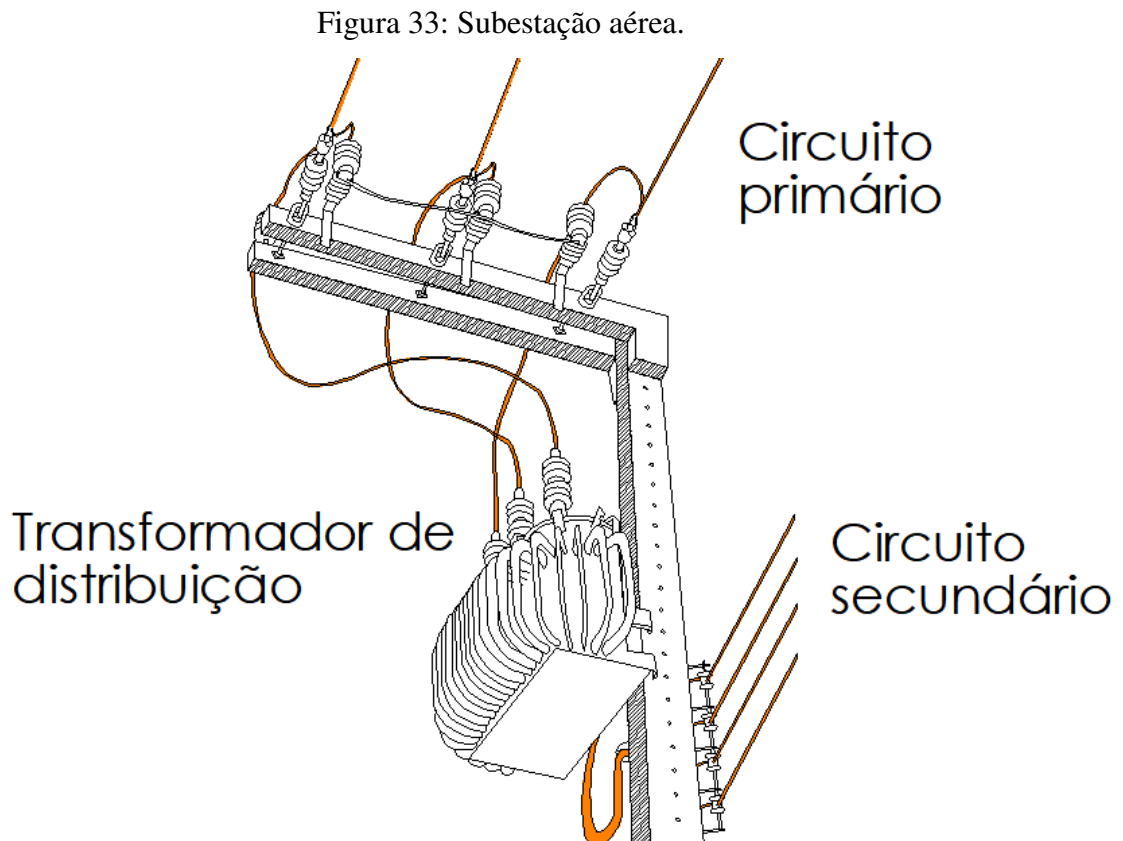
Em 2009, Georgilakis *et al.* apresentaram combinação de três métodos de inteligência artificial: redes neurais, árvore de decisão e algoritmo genético em “*Destaque para o design moderno de transformadores*” (AIMORALIS *et al.*, 2009).

5. DESENVOLVIMENTO DOS TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO NO CONTEXTO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA.

A ANSI e o IEEE classificam os transformadores de distribuição como equipamentos instalados em subestações que conectam o circuito primário e o secundário da distribuição elétrica.

Subestação é a parte do sistema elétrico que compreende os dispositivos de manobra, controle, proteção, transformação e demais equipamentos, condutores e acessórios, abrangendo as obras civis e estruturas de montagem (ANEEL, 2010).

Na Figura 30 é apresentado o esquema de construção de uma subestação aérea.



Fonte: Própria do autor.

O fornecimento de energia através do circuito primário necessita de subestação aérea com capacidade instalada entre 75 kVA e 300 kVA. Para instalações com capacidade superior a 300 kVA, estas subestações são instaladas de forma abrigada (NDU 002, 2019).

O transformador de distribuição deverá, a critério das concessionárias de distribuição de energia, ser aprovado em ensaios de acordo com os valores exigidos em norma (ETU 109, 2018).

A ABNT, por meio da norma NBR 5380, define quais são os métodos de ensaio a serem realizados com o objetivo de avaliar a funcionalidade de um transformador de potência.

Os ensaios são classificados de duas formas: ensaios de tipo e ensaios de rotina. Os ensaios de rotina se destinam a verificar a qualidade e uniformidade da mão-de-obra e dos materiais empregados na fabricação do transformador.

Já os ensaios de tipo são realizados para comprovar se um determinado modelo ou tipo de transformador é capaz de funcionar satisfatoriamente em condições específicas. Os ensaios de tipo geralmente envolvem os ensaios de rotina, além de outros ensaios mais criteriosos.

Tabela 1: Ensaios em transformador de distribuição.

Ensaios de Rotina	Ensaios de Tipo
Resistência dos Enrolamentos	Tensão Suportável à Frequência Industrial
Relação de Tensões	Tensão Induzida
Verificação da Resistência de Isolamento	Descargas Parciais
Polaridade	Descargas Parciais
Deslocamento Angular	Impulso de Manobra
Sequência de Fases	Estanqueidade e Resistência à Pressão Interna e Estanqueidade a Quente
Perdas em Vazio e Corrente de Excitação	
Perdas em Carga e Corrente de Curto-Circuito	Elevação de Temperatura

Fonte: própria do autor.

Em geral, as perdas no circuito magnético mensuráveis são: histerese e correntes parasitas. Tais perdas são diretamente medidas com o auxílio de wattímetros ou podem ser fornecidas por gráficos ($P \times B$).

Esses gráficos apresentam as perdas em função da indução magnética, mantendo-se constantes a frequência e a espessura do material.

As perdas no circuito elétrico do transformador são obtidas através do ensaio de curto-circuito.

Os fabricantes de transformadores, ao comercializarem os equipamentos, realizam os ensaios exigidos em norma e disponibilizam seus dados através de laudos técnicos.

Na Tabela 2 são listados os principais fabricantes e/ou fornecedores que atuam no Brasil e seus respectivos endereços eletrônicos.

Tabela 2: Principais fabricantes e fornecedores de transformador de distribuição instalados no Brasil.

Fabricante/Fornecedor	Localização	Endereço eletrônico
ABB	Blumenau, SC	new.abb.com
Areva Waltec	Blumenau, SC	se.com
Blutrafos	Blumenau, SC	blutrafos.com.br
Ecotrafo	Malásia	ecotrafo.com.my
ETNA	São Paulo, SP	etnatransformadores.com.br
FALEG	Fernandópolis, SP	-
Global Transformadores	São Paulo, SP	transformador.net.br
Isotrans	Carapicuíba, SP	-
Itaipu Transformadores	Itápolis, SP	itaiputransformadores.com.br
ITB	Birigui, SP	itb.ind.br
JBF	Santana de Parnaíba, SP	jbfttransformadores.com.br
Kimarki Transformadores	São Paulo, SP	kimarki.com.br
MCT	Contagem, MG	omct.com.br
Multitrafos	São Paulo, SP	multitrafos.com.br
Omega Trafo	Cajamar, SP	omegatrafo.com.br
Orteng	Belo Horizonte, MG	orteng.com.br
Pathy Transformadores	São Paulo, SP	itd-transformadores.com.br
Rasatronic	Guaporé, RS	rasatronic.com.br
Romagnole	Recife, PE	romagnole.com.br
Toshiba	Curitiba, PR	toshiba.com.br
Trafo do Brasil	Anápolis, GO	trafodobrasil.com.br
TSEA	São Paulo, SP	tseaenergia.com.br
WEG	Jaraguá do Sul, SC	weg.net
ZAGO	Jaú, SP	transformadoreszago.com.br

Fonte: Própria do autor.

Em geral, os ensaios dos transformadores são realizados em laboratórios próprios ou em laboratórios especializados. Os dados obtidos são documentados em laudos técnicos.

Na Figura 34 é apresentado um laudo do ensaio de um transformador de distribuição trifásico de 75 kVA e tensão nominal 13,8 kV, realizado por seu próprio fabricante.

Figura 34: Laudo de ensaio de transformador de distribuição trifásico.

Fernandópolis - SP - Tel: (15) 3442-2079

Laudo de Ensaio de Transformadores de Distribuição Trifásico
Transformador Tipo: Novo

No de Série	kVA	Fases	Hz	TS	Com TS	lts	T ₁	Com T ₁	Alt.
34209	75	3	60	13800	T	3,14	380,00	Y	113,95

Tensões superiores e relações de transformação					Desloc. Angular	30	Grupo Ligação
V	13800	13200	12600	12000	11400		Dyn11
F1	62.791	60.207	57.463	54.756	51.989		
F2	62.910	60.098	57.427	54.582	52.057		
F3	62.928	60.102	57.331	54.756	51.875		

Tensões inferiores: 380/219

Ensaio dielétrico		Resistência de isolamento		Tensão Aplicada		
Tensão induzida a 120 Hz	760 V	TS/T ₁ (M)	39000	M.O.	TS/T ₁ (M)	34 kV
		T ₁ /TS (M)	19000		T ₁ /TS (M)	10
Tempo	60 s					

Resistência elétrica dos enrolamentos			PC	26	Perdas sem carga e corrente de excitação		
R H1-H2	34,76 Ohm	R X1-X2	0,01686	Ohm	Wc	380,2	Volts
R H1-H3	34,74 Ohm	R X1-X3	0,01684	Ohm	Io	2,85	Ampères
R H2-H3	34,71 Ohm	R X2-X3	0,01682	Ohm	Wo	291	Watts

Perdas com carga e impedância				Resumo:	
Wcc	928	Vcc	3,33%	Corrente de Excitação (%)	2,50
Wr	837	Vr	1,24%	Perdas sem carga (W)	291
Wt	1007	Vt	3,09%	Perdas com carga (W)	1980
W'cc	1080	Vt	1,44%	Perdas Totais (W)	1371
		Vcc	3,41%	Rendimento (%)	98,23
				Impedância	3,41%

Ensaio de Óleo Mineral Isolante		Óleo tipo	A	Rigidez Dielétrica (kV)	45
Tensão Interfacial a 25°C (mN/m)			42	Índice de Neutralização (mgKOH/g)	0,025
Teor de Água (mg/kg)	20	Fator de Potência a 100°C	0,8	Densidade	0,85

Transformador ensaiado e aprovado segundo as Normas ABNT - NBR-5356, NBR-5440, NBR-6869, NBR-6234, NBR-5755, NBR-7148, ASTM-D-924	Data	18/07/2019
Elaborado por	Garantia de Qualidade	
Aprovado	Cliente	

Fonte: Própria do autor.

Os dados referentes às perdas são exibidos com detalhes na Figura 35, neste caso percebe-se que o transformador ensaiado possui rendimento de 98,23%, e que suas perdas no circuito elétrico valem 1.080 W e as perdas no circuito magnético somam 291 W.

Figura 35: Resumo de perdas no laudo de ensaio em transformador de distribuição trifásico.

Perdas com carga e impedância				Resumo:	
W _{cc}	928	V _{cc}	3.33%	Corrente de Excitação (A)	2.50
W _r	837	V _i	1.24%	Perdas sem carga (W)	291
W _r	1007	V _x	3.09%	Perdas com carga (W)	1090
W _{cc}	1080	V _t	1.44%	Perdas Totais (W)	1371
		V _{cc}	3.41%	Rendimento (%)	98.23
				Impedância	3.41%

Fonte: Própria do autor.

As normas das concessionárias de distribuição de energia ainda definem que o núcleo do transformador deve ser construído de chapas de aço silício de grãos orientados, conforme a IEC 60404-8-7, ou metal amorfo, conforme as ASTM A900 e ASTM A901.

Segundo fontes históricas, o núcleo do primeiro transformador elétrico comercial, desenvolvido em 1885 por William Stanley, era constituído de chapas de aço carbono.

Só após melhoras nos projetos que o núcleo passou ser constituído de aço-silício (LUCIANO *et al.*, 1999).

As ligas amorfas só apareceram no mercado dos transformadores no final do decênio de 1970. O surgimento desta tecnologia representou significativa redução nas perdas de energia dos transformadores, resultando numa disputa tecnológica e comercial pelo desenvolvimento de novos materiais magnéticos (CHAPMAN, 1991).

Em 1983, a empresa de aço japonesa, *Nippon Steel*, irradiou laser para refino dos domínios nas ligas de aço silício de grãos orientados, melhorando assim as perdas no circuito magnético dos transformadores com núcleos de grãos orientados de ferro-silício (LUCIANO, 1999).

Por outro lado, as ligas amorfas passavam a ser vastamente utilizadas em núcleos de transformadores de distribuição graças ao desenvolvimento de novas técnicas de construção e evolução no método de análise dos testes (MATSUOKA, OKAMOTO, 1985).

Na virada do milênio, as ligas amorfas de ferro-boro-silício apresentavam desempenho superior em relação à eficiência energética nos transformadores de distribuição (LUCIANO, 1999).

Além disso, em 1997, materiais supercondutores de alta temperatura nas bobinas dos transformadores passaram a ser utilizados também (MEHTA, AVERSA, WALKER, 1997).

Atualmente, o que se vislumbra dos transformadores em termos de inovação tecnológica, no contexto da eficiência energética e da qualidade da energia elétrica, é a

introdução de transformadores a estado sólido, SST, nas redes inteligentes (SHE, 2013) (RODRIGUES, 2016).

Graças aos avanços da eletrônica de potência, os SST operam em alta frequência e tem o seu volume e massa reduzidos. Estes também não apresentam baixa eficiência quando operam abaixo da metade de suas capacidades nominais (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

Este capítulo investigará o desenvolvimento dos materiais empregados nos núcleos dos transformadores ao longo dos anos no contexto da eficiência energética.

Parte-se do pressuposto que o material magneticamente mole ideal deva ter permeabilidade magnética e resistividade elétrica infinita, força coerciva nula, imunidade à corrosão, baixo peso e baixo custo. Entretanto, dispor de um material que atenda simultaneamente a tais requisitos é uma tarefa árdua (LUCIANO, KIMINAMI, 2000).

5.1 LIGAS DE AÇO-SILÍCIO DE GRÃOS ORIENTADOS

O crescente desenvolvimento dos equipamentos que operam em corrente alternada lançou um novo desafio aos pesquisadores: a necessidade de reduzir as perdas por correntes de Foucault (PINTO, 2009).

A adição de elementos a qualquer material ferromagnético altera suas propriedades. Se o elemento a ser acrescentado também for ferromagnético, o efeito que produz na saturação, B_s , dependerá dos seus momentos magnéticos.

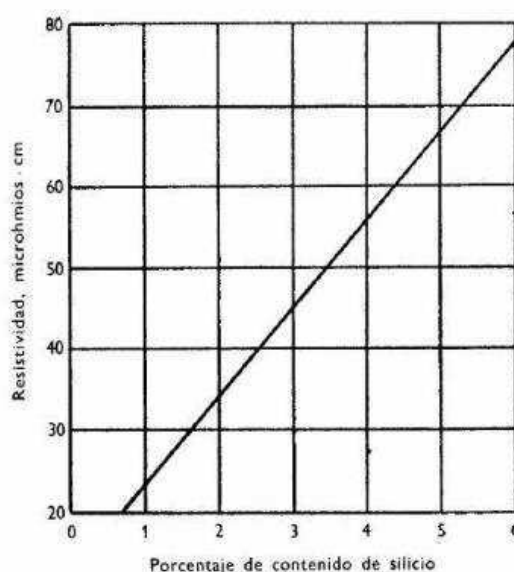
Atualmente, a maioria dos transformadores de distribuição possui núcleos constituídos de aço-silício de grãos orientados.

O início dessa aplicação se deu na necessidade de eliminar os átomos de oxigênio da estrutura cristalográfica do ferro, pois os pesquisadores haviam percebido que a presença do oxigênio aumentava as perdas por histerese e corrente de Foucault.

Assim sendo, elementos como o silício e o alumínio foram experimentalmente testados em composição nas ligas de ferro (BARDELL, 1970).

Em 1882, o pesquisador Sir Robert Hadfield, notou que a resistividade das ligas de base ferrosa aumentava gradualmente com a presença do silício em sua composição (PINTO, 2009).

Figura 36: Resistividade das ligas de ferro silício em função da porcentagem de silício.



Fonte: BARDELL, 1970.

Conforme a Figura 33, a resistividade de uma liga de ferro com 3% de silício é quatro vezes mais elevada do que a resistividade de uma liga de ferro puro.

Em contrapartida, a adição de Si ao Fe diminui o valor de B_s , mas por outro lado reduz a anisotropia magnética e a magnetostricção. Como visto, para as aplicações em corrente alternada, a redução da magnetostricção reduz o ruído emitido.

Em outras palavras, o silício reduz drasticamente a fadiga magnética, reduz a resistividade e diminui as perdas magnéticas.

As ligas com alta porcentagem de Si (de 3% a 4,5%) são utilizadas em núcleos de transformadores de potência que operam em frequência industrial, e em certas partes de alternadores e máquinas elétricas, onde se espera um elevado rendimento (SANCHEZ-GIRON, 1965).

No seu processo produtivo, depois de laminadas, as chapas de Fe-Si são recozidas a 800 °C. A laminação é usualmente a frio visto que esta técnica produz uma orientação dos cristais, no qual favorece uma permeabilidade alta e uma elevação da densidade da indução de saturação (PINTO, 2009).

A técnica de orientação dos grãos foi desenvolvida no decênio de 1940, quando se notou que era possível alinhar os grãos do material às propriedades magnéticas, desta forma reduzia-se as perdas por corrente de Foucault.

Nos dias atuais, encontra-se com facilidade chapas de cristais altamente orientados, provindas de processos especializados de produção.

As espessuras dessas chapas variam entre 0,2 mm até cerca de 0,5 mm. A fim de comparação, na Tabela 3 são apresentados dados disponibilizados em catálogo da fabricante APERAM de aço elétrico de grãos não orientados para aplicação em eletrotécnica.

Tabela 3: Aço elétrico de grãos não orientados.

Características Típicas													
Produto		Espessura (mm)	Perda Magnética α (W/kg)				Indução Magnética α (T)						
Referência	Aperam		1,0 T		1,5 T		2500 A/m	5000 A/m	10000 A/m				
			50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz							
P800-100A (1)	E233	1.00	2.90	3.90	6.25	8.45	1.67	1.75	1.86				
P450-65A (1)	E233	0.65	1.73	2.26	3.74	4.92	1.62	1.74	1.82				
M600-65A	E230		1.83	2.35	3.97	5.16							
M470-65A	E185		1.76	2.27	3.84	5.01							
M450-65A	E170		1.69	2.20	3.70	4.85							
M400-65A	E157		1.61	2.09	3.57	4.70							
M530-54A	E230		0.54	1.53	1.95	3.31				4.27	1.62	1.72	1.82
P400-50A (1)	E233	0.50	1.41	1.81	3.08	3.97	1.62	1.72	1.82				
M530-50A	E230		1.53	1.95	3.31	4.27							
M470-50A	E185		1.46	1.88	3.19	4.10							
M400-50A	E170		1.42	1.83	3.10	4.00							
M370-50A	E157		1.38	1.77	3.02	3.90							
M350-50A	E145		1.33	1.72	2.94	3.82							
M330-50A	E137		1.24	1.60	2.77	3.58							
M310-50A	E125		1.11	1.42	2.54	3.28							
M290-50A	E115		1.08	1.38	2.48	3.21				1.60	1.70	1.82	
M270-50A	E110		1.04	1.34	2.42	3.13							
M250-50A	E105		1.00	1.28	2.35	3.05							
M230-50A	E100		0.93	1.20	2.25	2.91				1.59	1.69	1.81	
M330-35A	E170		0.35	1.23	1.53	2.72				3.41	1.60	1.70	1.80
M300-35A	E157			1.16	1.46	2.59				3.26			
M290-35A	E145	1.10		1.39	2.49	3.15							
M270-35A	E137	1.04		1.31	2.37	2.99							
M250-35A	E125	0.98		1.23	2.25	2.83							
M235-35A	E115	0.93		1.17	2.14	2.69							
M210-35A	E110	0.84		1.08	2.05	2.60							
M195-35A	E100	0.82		1.04	1.93	2.46	1.62	1.72	1.79				

Fonte: APERAM, 2012.

Considerando as ligas de 0,35 mm, nota-se que elas apresentam, para 1,5 T de indução magnética, a 60 Hz, valores entre 2,46 W/kg e 3,41 W/kg de perdas magnéticas.

No tocante às ligas de aço elétrico de grãos orientados para aplicação em eletrotécnica da mesma fabricante APERAM, alguns dados são apresentados na Tabela 4:

Tabela 4: Aço elétrico de grãos orientados.

Características Garantidas												
Produto		Espessura (mm)	Perda Magnética Máxima a (w/kg)				Indução Magnética Mínima a (T)			Densidade Assumida (g/cm ³)	Fator de Empilhamento Mínimo (%)	Índice de Dobramento Mínimo
Referência	Aperam		1,5 T		1,7 T		800 A/m	2500 A/m	10000 A/m			
			50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz						
M108-23	E003-9	0.23	0.73	0.95	1.08	1.40	1.78	1.87	1.97	7.65	94.5	
M117-23	E003-9	0.23	0.75	0.99	1.17	1.54					95.0	
M112-27	E004-7	0.27	0.80	1.05	1.12	1.46					95.5	
M125-27	E004-7	0.27	0.85	1.12	1.24	1.63					96.0	
M130-30	E005-4	0.30	0.88	1.15	1.30	1.71						
M140-30	E005-4	0.30	0.92	1.21	1.40	1.83						
M150-35	E006-2	0.35	1.05	1.38	1.50	1.97						

Fonte: APERAM, 2012.

Para uma liga com a mesma espessura de 0,35 mm, submetida à indução magnética de 1,5 T, a 60 Hz, tem-se uma perda magnética de 1,38 W/kg.

A desvantagem do emprego das ligas de Fe-Si está no fato do silício diminuir a ductilidade da liga, tornando-a frágil, difícil de ser manipulada e onerosa.

Devido à fragilidade, não se deve juntar mais do que 5% de Si à liga. No entanto, é possível adicionar 6% de silício ao material para aplicação em núcleo de transformadores, porém desde que estes tenham propriedades mecânicas adequadas (PINTO, 2009).

5.2 LIGAS METÁLICAS AMORFAS

As ligas amorfas são materiais metálicos cuja característica predominante está em sua estrutura não cristalina. Os átomos dos metais, quando arrefecidos a partir do estado líquido, constituem uma estrutura cristalográfica ordenada. Já os átomos nos metais amorfos, organizam-se de forma aleatória, sendo por isso também conhecidos como vidros metálicos (JILES, 1998).

Estes materiais consistem na combinação do ferro puro com o níquel e/ou cobalto em conjunto com um ou mais destes elementos: fósforo, silício, boro e por vezes carbono. Nas aplicações em núcleos de transformadores de distribuição, destaca-se a liga do sistema ternário ferro-boro-silício.

Estas aplicações tiveram seu início datado no ano de 1976, quando o primeiro transformador de distribuição com núcleo de material amorfo foi construído no Laboratório Lincoln, do Instituto Tecnológico de Massachusetts, USA (RASKIN, DAVIS, 1981).

Nos primeiros experimentos, foram realizados ensaios comparativos entre um protótipo de transformador de 30 kVA, cujo núcleo era de material amorfo, e um transformador comercial convencional com núcleo de Fe-Si e de potência nominal igual (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

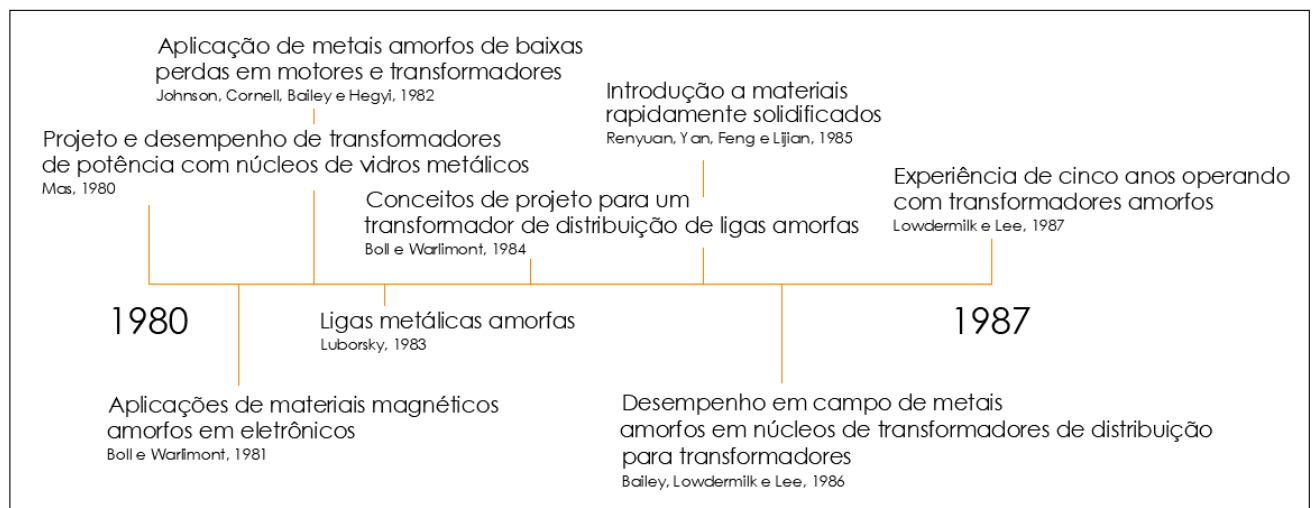
Constatou-se que o transformador com núcleo de liga amorfa apresentou eficiência energética superior em relação ao convencional, pois apresentou redução de 87,5% nas perdas do núcleo. Além disso, a corrente de excitação, que media 2,5 A, foi reduzida para 0,12 A (KULKARNI, 2000).

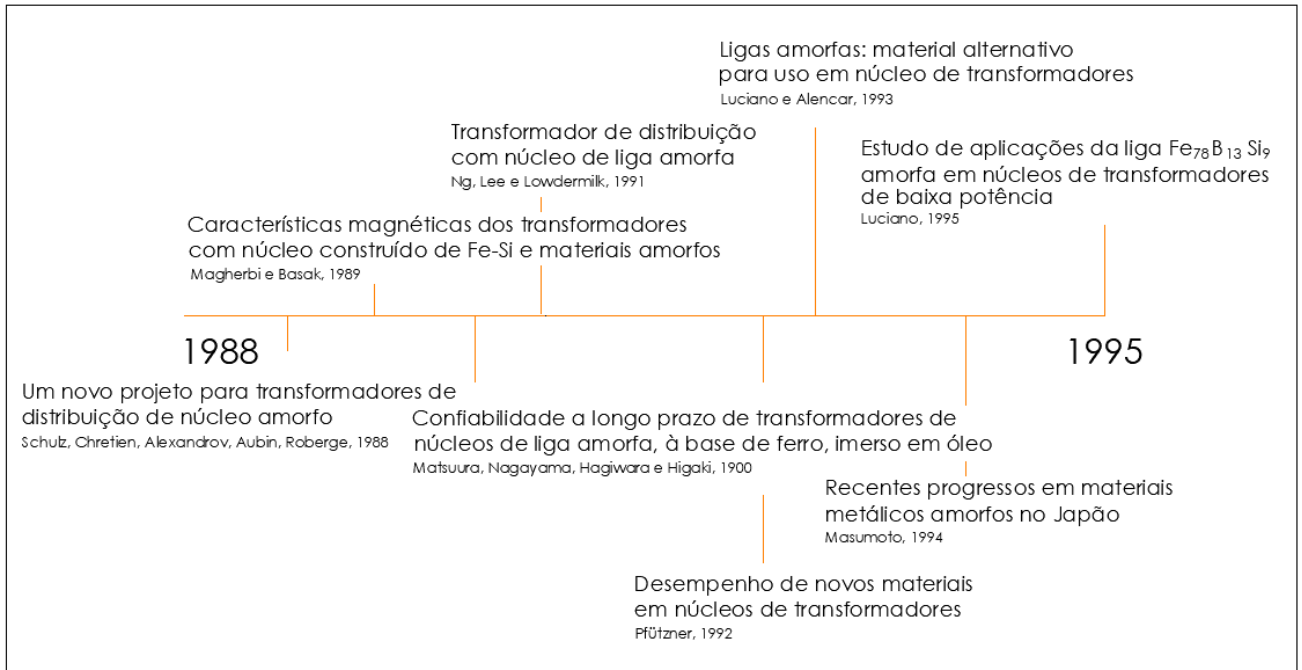
A descoberta deste novo material provocou fabricantes de transformadores dos Estados Unidos e do Japão a iniciarem os testes em protótipos de transformadores de distribuição com núcleo de liga amorfa (RASKIN, 1981) (HASEGAWA, 1991) (HASEGAWA, 1991).

No campo científico, um dos primeiros relatos sobre os projetos e montagens de transformadores com núcleo de liga amorfa foi publicado 1980 (LUCIANO *et al.*, 2012).

A partir de então, vários artigos foram publicados sobre o tema, sendo parte dessas publicações ordenadas cronologicamente por Luciano e Castro em 2012, e exposto com tradução livre em linha do tempo nas Figuras 37 e 38.

Figura 37: Ordenação cronológica de alguns artigos sobre a aplicação de ligas amorfas em núcleos de transformadores: a) de 1980 a 1987 b) de 1988 a 1995.



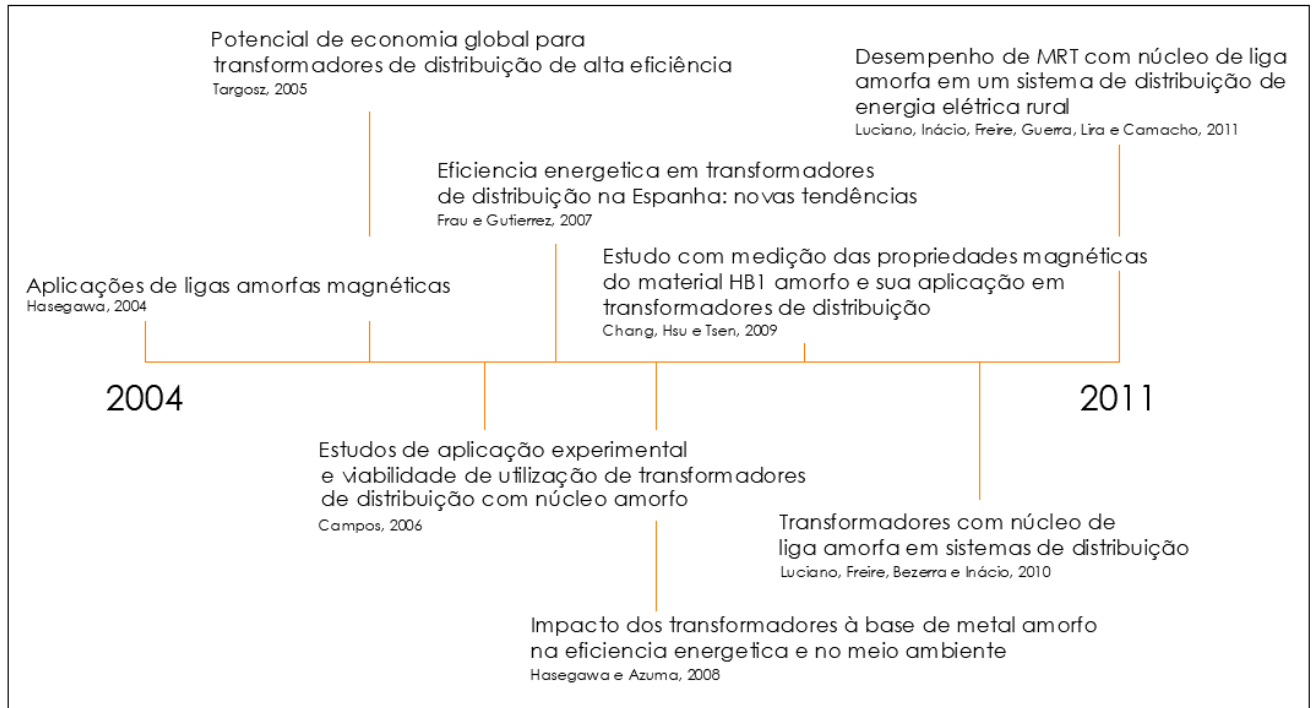


Fonte: Própria do autor.

Nos trabalhos publicados sobre a aplicação das ligas amorfas em transformadores, destaca-se a comprovação dos estudos confirmando a eficiência energética destes equipamentos em relação aos tradicionais núcleos de Fe-Si.

Figura 38: Ordenação cronológica de alguns artigos sobre a aplicação de ligas amorfas em núcleos de transformadores: a) de 1996 a 2003 b) de 2004 a 2011.





Fonte: Própria do autor.

Como nos estudos de caso apresentados por Tang e Wang Tang, em 2000, chamado “*Renovação econômica das redes de transmissão e distribuição rurais no mundo*”, onde estudaram sobre o emprego de transformadores com núcleo de liga amorfa em sistemas de distribuição de energia elétrica rurais na China.

O trabalho publicado por Hasegawa e Pruess, “*Impacto dos transformadores de distribuição baseados em metais amorfos na eficiência energética e qualidade da energia*” de 2001, e o “*Transformadores com núcleo de liga amorfa em sistemas de distribuição*” publicado em 2010 por Luciano, Freire, Bezerra e Inácio, comprovam isso também.

Entretanto, no início do decênio de 1990, quando a desregulamentação do setor elétrico americano começara a ocorrer, os custos dos transformadores com núcleo amorfo eram mais elevados quando comparados com os convencionais de núcleo de Fe-Si (LUCIANO *et al.*, 2012).

De modo que foi no sistema elétrico japonês que o primeiro transformador de distribuição com núcleo amorfo foi instalado.

No continente europeu, registra-se que em 1997 apenas cerca de 160 transformadores com núcleo de liga amorfa estavam em operação (LUCIANO *et al.*, 2012).

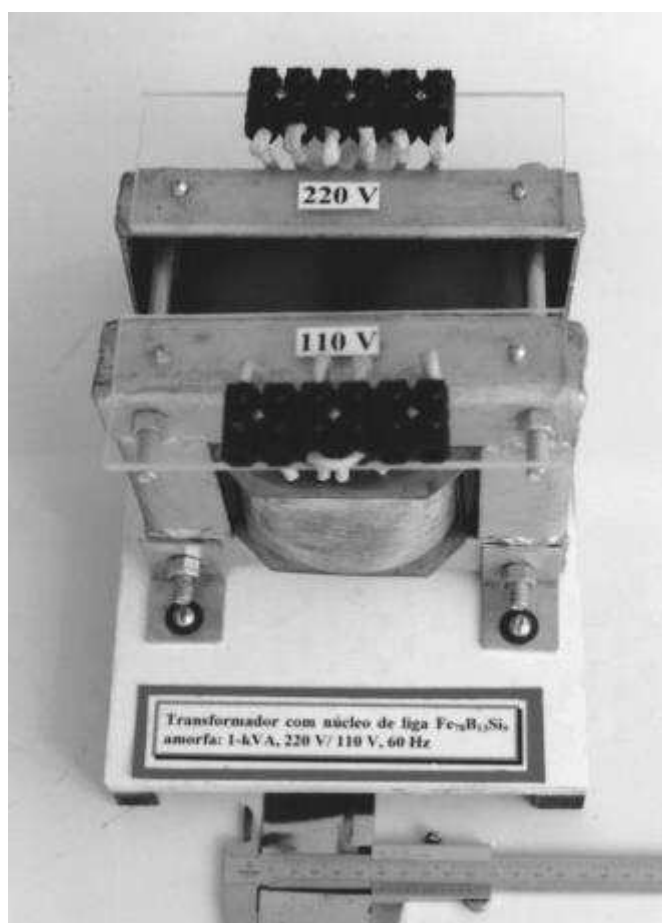
Porém, em 2006, a União Européia passou a incentivar as empresas distribuidoras de energia elétrica a investir em programas de eficiência energética para transformadores de distribuição.

Dentre estas, destacam-se os projetos: Thermie (1999, co-financiado pela Comissão Européia), Prophet (2004) e SEEDT – “*Strategies for development and diffusion of energy-efficient distribution transformers*” (2006, também co-financiado pela Comissão Europeia) (LUCIANO, PEREIRA, 2018).

Em 2010, a proposta era a troca de 950 mil transformadores de distribuição instalados nas indústrias e empresas comerciais, por outros com maior eficiência energética. Onde 51,9 % das perdas poderiam ser reduzidas (IRREK, 2010).

Já no Brasil, os primeiros estudos e ensaios experimentais sobre a aplicação de ligas amorfas em núcleos de transformadores tiveram origem no campo acadêmico em 1991, conforme apresentado na Figura 39.

Figura 39: Protótipo de transformador com núcleo de liga amorfa desenvolvido no ambiente acadêmico.



Fonte: Luciano e Rocha, 1998.

Na Figura 40, tem-se o transformador desenvolvido experimentalmente por Luciano e Rocha no trabalho “Transformador com núcleo de material amorfo: uma experiência conjunta universidade-empresa” publicado em 1998.

Após a realização dos primeiros experimentos, os fabricantes de transformadores passaram a produzir os primeiros protótipos (LUCIANO, ROCHA, 1998).

Até finalmente darem início a instalação e avaliação de desempenho em redes rurais de distribuição de energia elétrica. (CAVALCANTI, LUCIANO, 2002).

Figura 40: Transformador com núcleo de liga amorfa.



Fonte: Cavalcanti e Luciano, 2012.

Nos dias atuais, as concessionárias de distribuição de energia elétrica e as fábricas de transformadores investem no emprego de ligas amorfas em modelos de transformadores de distribuição monofásicos de baixa potência.

Figura 41: Transformador com núcleo de liga amorfa, tipo monobucha com retorno por terra (MRT), instalado em um sistema de distribuição de energia elétrica na zona rural.



Fonte: Luciano *et al.*, 2012.

Estes modelos, que possuem potência nominal com valores de 5 kVA, 10 kVA e 15 kVA, são empregados em zonas rurais, conforme estudos de casos (LUCIANO *et al.*, 2012).

Atualmente existem diversas ligas metálicas amorfas fabricadas e comercializadas, a que apresenta o melhor desempenho para núcleo de transformadores é a liga $\text{Fe}_{78}\text{B}_{13}\text{Si}_9$.

Na Tabela 5 são apresentadas as propriedades magnéticas de algumas ligas amorfas.

Tabela 5: Composições e propriedades magnéticas das ligas amorfas.

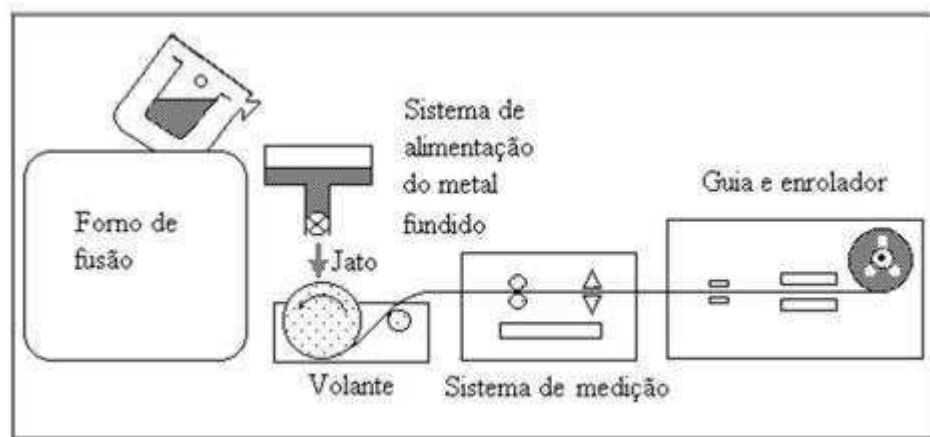
Liga (% atômica)	Indução de saturação B_s (T)	Permeabilidade máxima
$\text{Fe}_{78}\text{B}_{13}\text{Si}_9$	1,56	600 000
$\text{Fe}_{87}\text{B}_{13,5}\text{Si}_{3,5}\text{C}_2$	1,61	300 000
$\text{Fe}_{67}\text{Co}_{18}\text{B}_{14}\text{Si}_1$	1,80	4 000 000
$\text{Fe}_{77}\text{Cr}_2\text{B}_{16}\text{Si}_5$	1,41	35 000
$\text{Fe}_{74}\text{Ni}_4\text{Mo}_3\text{B}_1\text{Si}_2$	1,28	100 000
$\text{Co}_{69}\text{Fe}_4\text{Ni}_1\text{Mo}_2\text{B}_7\text{Si}_{12}$	0,70	600 000
$\text{Co}_{66}\text{Fe}_4\text{Ni}_1\text{B}_{14}\text{Si}_{15}$	0,55	1 000 000
$\text{Fe}_{40}\text{Ni}_{38}\text{Mo}_4\text{B}_{18}$	0,88	800 000

Fonte: SMITH, 1998.

Os materiais amorfos magneticamente moles são divididos em duas composições básicas: as ligas baseadas em ferro (Fe), que possuem elevado valor de magnetização de saturação, e as ligas baseadas em cobalto (Co), onde por sua vez, possuem alta permeabilidade magnética (SUZUKI, 1991).

As ligas metálicas amorfas são obtidas a partir de um processo de solidificação rápida, cujo material fundido é arrefecido em alta velocidade, de forma a inibir a cristalização.

Figura 42: Diagrama de blocos representativo do processo de produção de fitas amorfas.



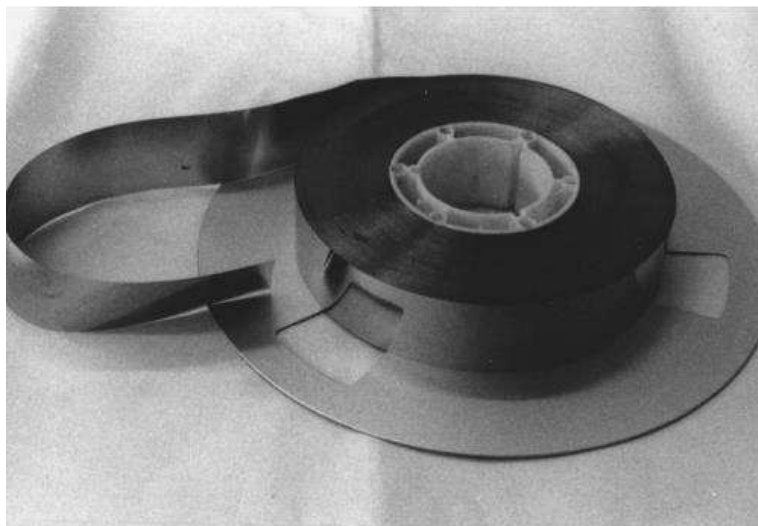
Fonte: LUCIANO, 1995.

Conforme a Figura 38, o processo produtivo inicia-se com a liga fundida inserida continuamente à jato sobre um substrato de um volante refrigerado que gira a alta velocidade.

A taxa de resfriamento neste processo chega até 10^8 K/s, ocasionando uma solidificação brusca (LUCIANO, 1995).

Assim, a liga metálica é solidificada rapidamente ao entrar em contato com o substrato, desprendendo-se deste (cerca 30 km/h), para em seguida ser enrolada de forma contínua.

Figura 43: Liga $Fe_{78}B_{13}Si_9$ no seu estado de entrega (50 mm de largura e 30 μ m de espessura)



Fonte: LUCIANO, 1999.

Quanto à aplicação nos transformadores de distribuição, as Tabelas 6 e 7 expõem valores comparativos das perdas no núcleo de transformadores de distribuição monofásicos e trifásicos, respectivamente, com operação em 60 Hz, o material magnético empregado no núcleo e os valores máximos admitidos pela NBR 5440.

Tabela 6: Comparação entre transformadores monofásicos com núcleo de aço-silício e liga amorfa.

Potência aparente (kVA)	Perdas no núcleo (W)		
	<i>Aço-silício GO</i>	<i>Liga amorfa</i>	<i>NBR 5440 (ABNT) (15 – 24,2 e 36,2 kV)</i>
1	–	2,5	3
5	36	8 – 9	50
10	46 – 59	9 – 18	60 – 70
15	84	13 – 23	85 – 90
25	85	17 – 24	120 – 130
37,5	126	35	160 – 170
50	135	29	190 – 220
75	151	48 – 73	230 – 250

Fonte: Luciano e Pereira, 2018.

Tabela 7: Comparação entre transformadores trifásicos com núcleo de aço-silício e liga amorfa.

Potência aparente (kVA)	Perdas no núcleo (W)		
	<i>Aço-silício GO</i>	<i>Liga amorfa</i>	<i>NBR 5440 (ABNT) (15 – 24,2 e 36,2 kV)</i>
15	80	20	100 – 110
30	75 – 150	30	170 – 180
45	217 – 227	40 – 50	220 – 250
75	284	68 – 73	330 – 360
112,5	382	88	440 – 490
150	510	108	540 – 610
225	730	232	765 – 820
300	943	320	950 – 1020

Fonte: Luciano e Pereira, 2018.

Observa-se que, de fato, as perdas no circuito magnético do transformador de distribuição são bem menores nos equipamentos construídos com ligas de metais amorfos.

Além das perdas no núcleo, os transformadores com ligas amorfas também apresentaram redução na corrente de excitação, em relação às ligas de FeSi (LUCIANO *et al.*, 2012).

Apesar de todas as vantagens apresentadas, algumas desvantagens se destacam em certas aplicações, como é o caso da baixa indução de saturação.

Essa limita a utilização de algumas ligas amorfas, quando comparado, por exemplo, com a liga de Fe-Si em aplicações que demanda alta corrente elétrica. Além disso, para induções superiores, as perdas no núcleo aumentam rapidamente (JILES, 1998).

Do ponto de vista econômico, tem-se a seguinte fórmula de capitalização de perdas:

$$C_T = P_A + A P_N + B P_C \quad (5.1)$$

Onde,

C_T = Custo capitalizado;

P_A = Preço de aquisição do transformador;

A = Fator de perdas no circuito;

P_N = Perdas no circuito magnético;

B = Fator de perdas no circuito elétrico;

P_c = Perdas no circuito elétrico;

A Tabela 8 exemplifica, através de um estudo de caso, a comparação da viabilidade econômica do emprego de 15 transformadores de distribuição monofásicos de retorno por terra (MRT), de capacidade 15 kVA, e que operam a 60 Hz.

Tabela 8: Comparativo das perdas de energia nos transformadores com núcleo de FeSi versus transformadores com núcleo de liga amorfa: transformadores monofásicos MRT de 5 kVA, 60 Hz.

Número de transformadores	Perdas em vazio (W)		Perdas de energia (MWh/ano)	
	FeSi	Amorfo	FeSi	Amorfo
15	47	8	6,176	1,051

Fonte: Luciano *et al.*, 2012.

O estudo publicado considerou o custo médio da energia elétrica de R\$ 297,92/MWh, dado da SRE/ANEEL de 2010, no enquadramento tarifário A4, e que as perdas no circuito magnético tivesse comportamento constante, independente da carga do transformador.

No caso dos transformadores com núcleo de liga Fe-Si, as perdas no circuito magnético representaram um custo anual de R\$ 1.840,00, enquanto nos transformadores com núcleo de liga amorfa, estas mesmas perdas apresentaram custo de R\$ 313,12. Representando uma redução de 83% (LUCIANO *et al.*, 2012).

Em uma perspectiva macro econômica, o emprego das ligas amorfas dependerá da política de eficiência energética adotada em cada país, porém levando em consideração que a maioria dos transformadores de distribuição operam 24 horas por dia e possuem ciclo de vida útil de 30 anos.

Nota-se, assim, que o emprego das ligas amorfas se torna uma possibilidade com retorno econômico viável, sobretudo aplicado em MRTs, nos sistemas de distribuição elétrica rural (LUCIANO *et al.*, 2012).

Do ponto de vista ambiental, a substituição de transformadores com núcleo de Fe-Si por transformadores com ligas amorfas, poderia resultar em redução de 170 milhões de toneladas na emissão de CO₂ (HASEGAWA, AZUMA, 2008).

5.3 REDES INTELIGENTES, TRANSFORMADORES A ESTADO SÓLIDO E AS LIGAS NANOCRISTALINAS

Na busca por qualidade, segurança, flexibilidade e sustentabilidade, as redes inteligentes (*smart grids*) apresentam-se como revolução tecnológica no setor elétrico.

As redes inteligentes baseiam-se na inclusão de eletrônica, telecomunicações e automação, nas técnicas e tecnologias do setor elétrico, com a finalidade da melhoria dos serviços de energia elétrica (LAMIN, 2013).

Essa revolução no setor elétrico, em especial na distribuição de energia elétrica, permite uma série de inovações: participação mais ativa dos consumidores, disponibilização de mais informações, prestação de novos serviços, aperfeiçoamento da gestão de ativos, eficiência energética, melhoria da qualidade da energia e o combate às perdas não técnicas (LAMIN, 2013).

É comum ser discutido, no contexto das redes inteligentes, a presença de fontes de geração distribuída, como painéis voltaicos e geradores eólicos, próximas ao consumidor de energia.

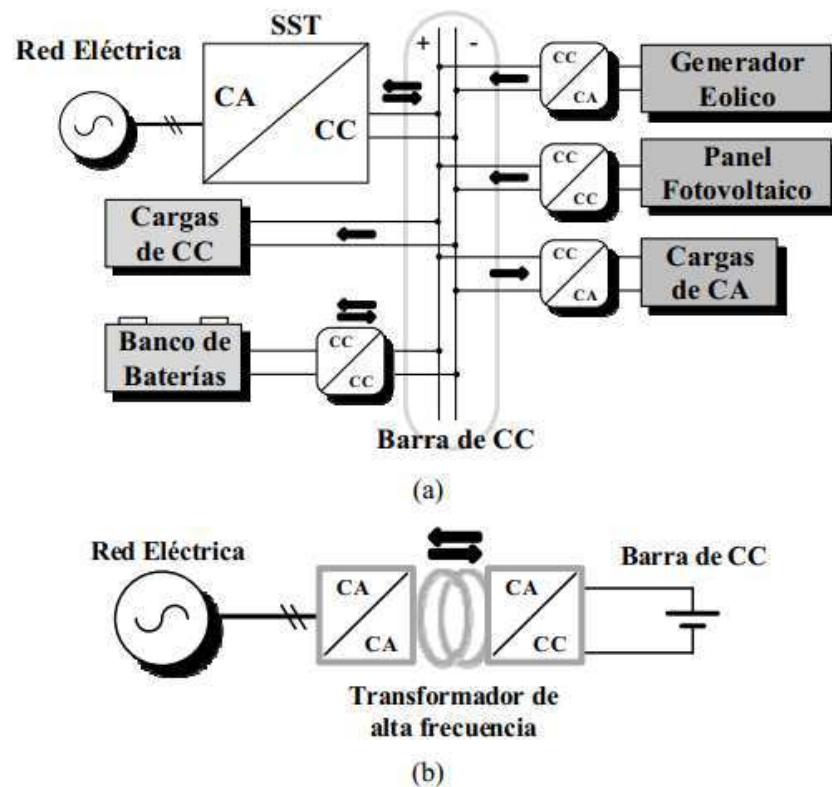
Ao considerar que atualmente os geradores eólicos operam em frequência variável, os painéis fotovoltaicos injetam energia em corrente contínua, e que a maioria dos armazenadores de energia também operam em corrente contínua, percebe-se que os transformadores tradicionais apresentam limitações em seu modo de operação.

As limitações destes equipamentos impulsionaram pesquisadores a revisitar o seu modo de operação (BHATTACHARYA, 2017).

Os transformadores utilizados para interconectar redes elétricas de diferentes modos de operação, chamam-se *Solid State Transformer*, ou apenas SSTs. Estes equipamentos operam em alta frequência, e permitem o controle do fluxo de potência de maneira bidirecional independente das diversas características elétricas da rede (RODRIGUES, 2016).

Na Figura 44 é apresentada uma configuração de uma rede no qual, por meio de um barramento CC, a conexão entre fontes e cargas com diferentes modos de operação é possível.

Figura 44: a) Esquema de uma microrede de CC interconectada com o SEP. b) Configuração do conversor CA-CC isolado.



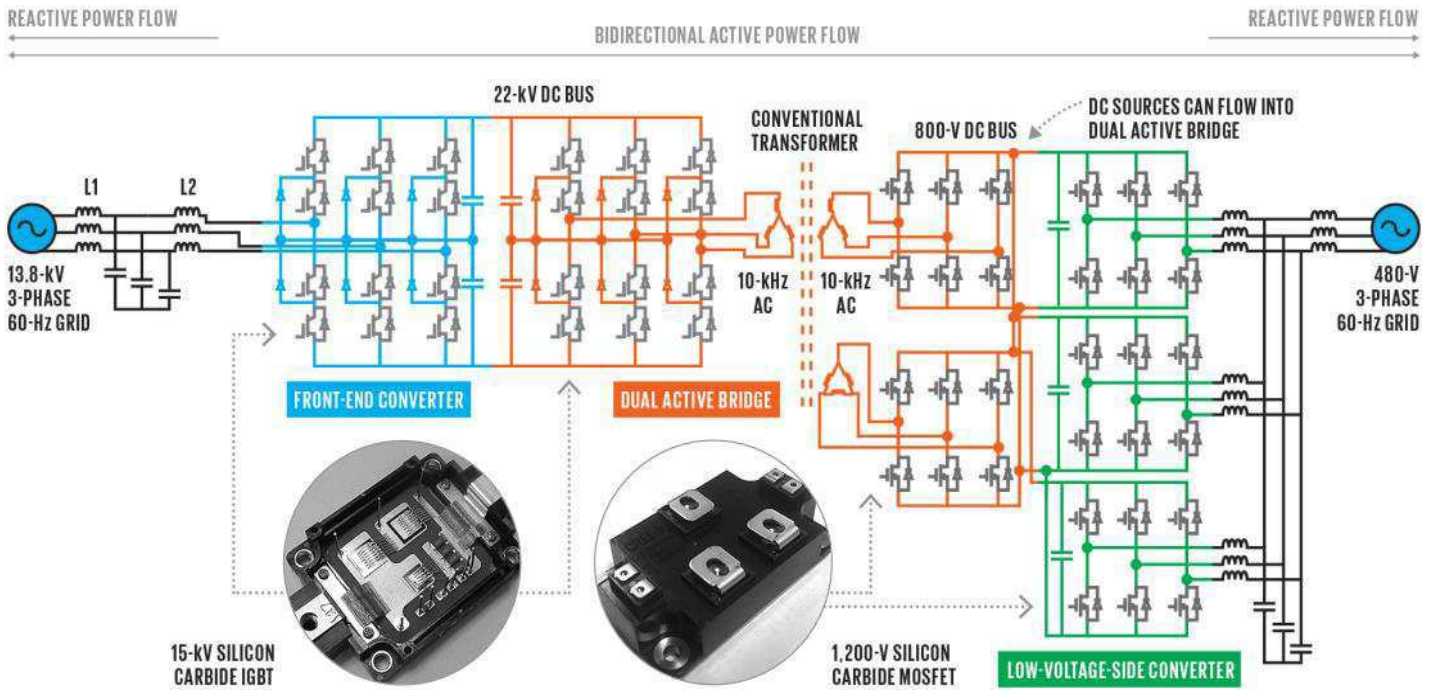
Fonte: Bosso *et al.*, 2019.

Transformadores a estado sólido podem operar em alta frequência, e permitem o controle do fluxo de potência de maneira bidirecional independente das diversas características elétricas da rede (RODRIGUES, 2016).

Os Transformadores a estado sólido atuais são constituídos de três módulos. O primeiro, no lado de alta tensão, é um conversor CA/CC, “*front-end*”. O segundo módulo é uma “*dual active bridge*” constituída por tiristores atuando como conversor CC/CA.

No segundo modulo também se encontra um transformador convencional operando em alta frequência e um barramento CC. Por fim, o terceiro módulo, no lado de baixa tensão, é um inversor CC/CA (BHATTACHARYA, 2017).

Figura 45: TIPS (*Transformerless Intelligent Power Substation*) finalizado em 2015 foi o primeiro transformador construído com dispositivos a estado sólido. O transformador consiste em três módulos e inclui um pequeno transformador monofásico que opera em alta frequência.

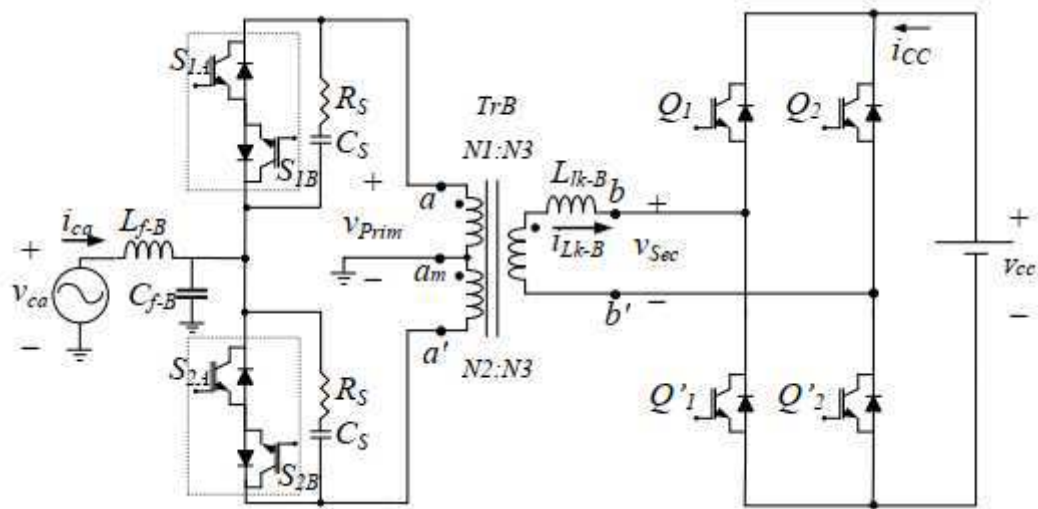


Fonte: Bhattacharya, 2017.

Outras topologias para os SSTs foram desenvolvidas recentemente, como é o caso da configuração apresentada por Bosso *et al.*, em 2019, na pesquisa “*Avaliação de SSTs monofásicos DC-AC*”, onde avaliou o desempenho de três topologias.

Nestas configurações, um transformador monofásico de alta frequência é sempre encontrado entre módulos de dispositivos semicondutores responsáveis pela modulação das grandezas elétricas. Na Figura 46 é apresentada uma topologia avaliada no estudo.

Figura 46: Esquema da topologia B.



Fonte: Bosso *et al.*, 2017.

Como exposto neste trabalho, várias perdas de energia são função da frequência de operação dos transformadores, assim, a aplicação dos transformadores que operam em alta frequência só foi possível devido aos avanços no desenvolvimento de novas ligas metálicas.

Em 1988, o pesquisador Yoshizawa publicou um trabalho onde desenvolvera uma liga de grãos (Fe-Si) em escala nanométrica. Esta liga nanométrica foi construída a partir da mescla de elementos químicos em ligas amorfas a base de ferro (YOSHIZAWA, 1988).

Primeiramente, pequenas quantidades de cobre foram adicionadas em ligas amorfas de Fe-Si-B para a nucleação dos grãos (EMURA, 1994).

Foram também adicionados, alternadamente, os metais Nb, Mo, W, Ta, Zr, Hf e Ti, no quais têm o efeito de aumentar a temperatura de cristalização das ligas, evitando o crescimento dos grãos e a deterioração das propriedades magnéticas do material (LUCIANO, KIMINAMI, 2000).

As propriedades eletromagnéticas dos materiais nanocristalinos são superiores às daquelas dos materiais policristalinos tradicionais. Destacam-se: alta permeabilidade, baixa força coerciva, elevada resistividade elétrica e indução de saturação superior a 1,2 T (LUCIANO, KIMINAMI, 2000).

A primeira liga foi patenteada com o nome de FINEMET® ($\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{13,5}\text{B}_9$), mas a partir desta, outras ligas também foram desenvolvidas e patenteadas, como é o caso da NANOPERM® e da NANOMET® (TAKENAKA, 2015).

No Brasil, estudos e pesquisas sobre as ligas nanocristalinas vêm sendo realizados por pesquisadores em universidades, como: UFSCar, USP, Unicamp, UFRJ, UFES, UFRGS e UFCG (LUCIANO, CASTO, 2012).

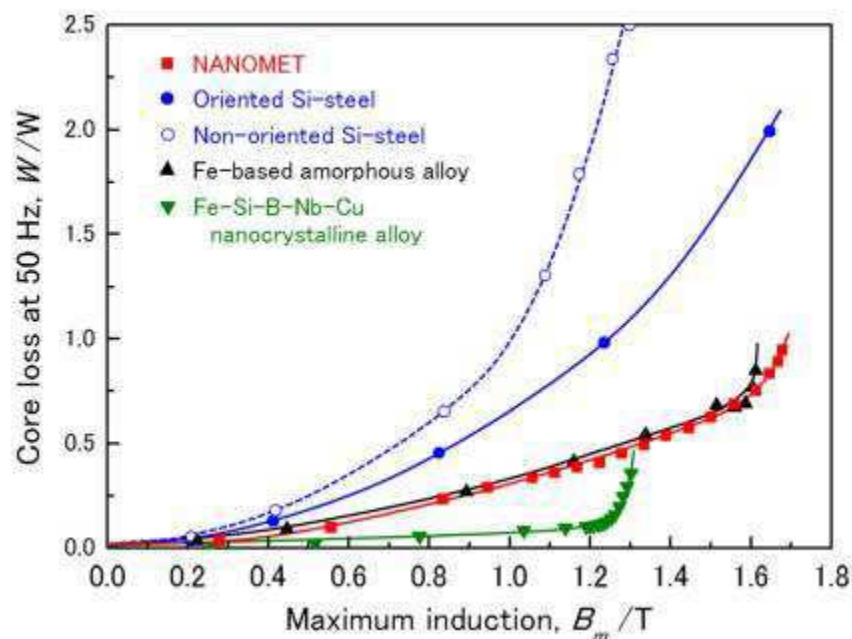
Esses trabalhos têm sido publicados em periódicos e eventos científicos, nacionais e internacionais, tais como: CBECIMAT, NANOMAT, International Conference on Rapidly Quenched & Metastable Materials - RQ, International Symposium on Metastable, Amorphous and Nanostructured Materials – ISMANAM (LUCIANO, CASTO, 2012).

Enquanto aos processos de produção, diferentes fundamentam os métodos de obtenção destas ligas: condensação de gás inerte, “*mechanical alloying*”, deposição de plasma, “*spray conversion processing*”, etc; qualquer método capaz de produzir materiais policristalinos muito finos pode ser empregado na produção de materiais nanocristalinos.

Já no tocante às perdas, por exemplo, a liga nanocristalina $Fe_{80,5}Cu_{1,5}Si_4B_{14}$ para uma frequência de 20 kHz, e uma indução de 0,2 T apresentou perdas na excitação do núcleo cerca de 60% menor que as perdas apresentadas por núcleos de liga amorfa à base de ferro (LUCIANO, CASTO, 2012).

Takenaka *et al.*, em 2015, apresentou um estudo comparativo entre cinco ligas metálicas: liga de aço-silício GO, liga de aço-silício GNO, liga amorfa a base de Fe-, liga nanocristalina Fe-Si-B-Nb-Cu, e a liga NANOMET®.

Figura 47: A relação entre a densidade máxima do fluxo magnético (B_m) e perdas no núcleo (W) em 50 Hz para o protótipo de transformador construído com núcleo NANOMET®. Os resultados de núcleos de aço-silício orientados e não orientados comerciais à base de Fe, ligas amorfas e nanocristalinas Fe-Si-B-Nb-Cu, também são mostradas em comparação.



Fonte: Takenaka *et al.*, 2017.

No experimento, o transformador tinha capacidade de 200 VA e foi construído em núcleo toroidal e, conforme os dados apresentados na Figura 47, concluiu-se que a liga NANOMET® apresentou o mesmo valor de perdas no núcleo que a liga amorfa, porém apresentou uma máxima saturação, B_s , superior (TAKENAKA, 2015).

Assim, fica exposta a potencialidade na aplicação futura em núcleos de transformadores de potência. Porém, ressalva-se que esta liga ainda possui significativa dificuldade de aplicação prática em grandes núcleos devido a sua fragilidade.

Após o processo de nanocristalização, as ligas se tornam quebradiças, tornando impraticável a montagem e desmontagem mecânica das bobinas primárias e secundárias do transformador em torno do núcleo (LUCIANO, CASTO, 2012).

Outro problema presente nas aplicações em transformadores de alta frequência é o chamado efeito pelicular (*skin effect*), que atua junto com o chamado efeito de proximidade, alterando o valor de resistência elétrica do condutor dos enrolamentos, e com isso agravando as perdas de energia.

Dentre esses cuidados, é recomendável o uso de luvas, para evitar a oxidação acelerada do material magnético. Outra recomendação é o encapsulamento do núcleo para que ele possa absorver tensões mecânicas externas, sem que isto implique em dificuldades de dissipação térmica das inevitáveis perdas associadas ao processo de conversão de energia.

Além disso, devido ao chaveamento dos tiristores, nos SSTs, os enrolamentos apresentam significativo efeito capacitivo. Este efeito causará uma elevada concentração de campo elétrico nas espiras iniciais e finais, exigindo que esses enrolamentos tenham um projeto específico, diferente dos tradicionais enrolamentos dos transformadores de distribuição.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho de conclusão de curso foi apresentada a trajetória do desenvolvimento dos transformadores urbanos e rurais no contexto da eficiência energética.

Sobre a conversão de energia nestes equipamentos, destacou-se a importância em dividir as perdas em duas parcelas: perdas no circuito magnético e perdas no circuito elétrico.

Apresentou-se também o desenvolvimento dos trabalhos dedicados ao cálculo das perdas ao longo dos anos.

A maioria dos transformadores instalados ao longo do sistema elétrico brasileiro possui núcleo de aço-silício de grãos orientados, que apresentam desempenho superior em relação às tradicionais ligas de Fe-Si.

Já as ligas amorfas apresentam-se como tecnologia alternativa promissora para emprego no núcleo dos transformadores, em especial os MRTs instalados em linhas de distribuição rural.

Com a ascensão das redes inteligentes, o desenvolvimento dos SSTs está diretamente relacionado com o aperfeiçoamento dos transformadores que operam em alta frequência.

Ainda de maneira embrionária, as ligas nanocristalinas se mostram como potencial material magnético a ser aplicado nos núcleos dos futuros transformadores a estado sólido, pois por possuírem excelentes propriedades magnéticas, elétricas e térmicas, estas ligas tornam-se fortes concorrentes das ligas amorfas nas aplicações em que se busca a eficiência energética.

Ressalva-se que, apesar do emprego das ligas amorfas e das ligas nanocristalinas em equipamentos eletroeletrônicos ser associado à eficiência energética e à conservação de energia, estudos mais detalhados se tornam necessários, pois a influência destes materiais na qualidade da energia elétrica e nos eventuais impactos ambientais associados são preocupações atuais no emprego de transformadores de distribuição.

Por fim, conclui-se que, para um sistema elétrico inteligente e cada vez mais eficiente, no qual possa embarcar novas tecnologias de comunicações e automação, o desenvolvimento de materiais para aplicações eletromagnéticas é fundamental.

REFERÊNCIAS

- [1] TOLMASQUIM, M. T., GUERREIRO, A. e GORINI, R. *Matriz energética brasileira: uma prospectiva*. Novos estudos. n.79, pp.47-69, São Paulo, 2007.
- [2] LORENZO, H. C. *O setor elétrico brasileiro: passado e futuro*. Perspectivas, vol. 24, pp. 147-170, UNESP, 2002.
- [3] LUCIANO, B. A. e KIMINAMI, C. S. *An amorphous core transformer: design and experimental performance*. Materials Science and Engineering A, vol. 226-228, No. 15, pp. 1079-1082, 1997.
- [4] AIMORALIS, E. I, TSILI, M. A. e KLADAS, A. G. *Transformer design and optimization: A literature survey*. IEEE Trans. Power Del., vol. 24, no. 4, pp. 1999 - 2024, out. 2009.
- [5] UMANS, S. D. *Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley*. 7ed. Porto Alegre, AMGH, 2014.
- [6] REZENDE, S. M. *A física de materiais e dispositivos eletrônicos*. Editora da Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 1996.
- [7] HAYT, W. H. e BUCK, J. A. *Eletromagnetismo*. McGraw Hill, 6ª Edição, Brasil, 2001.
- [8] CHIKAZUMI, S. *Physics of Ferromagnetism*. Oxford Press, Nova Iorque, 1997.
- [9] SMITH, W. *Princípios de Ciência e Engenharia dos Materiais*. McGraw Hill, 3ª Edição, Estados Unidos da América, 1998.
- [10] PINHO, L. C. A. B. *Materiais magnéticos e suas aplicações*. Dissertação de Mestrado – Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2009.

- [11] ZANNETA, L. C. *Fundamentos de sistemas elétricos de potência*. Editora livraria da física, 1ª Edição, 2006.
- [12] CHAVES, C. S., SARAIVA, E., CAMACHO, J. R. e CHAVES, M. L. R. *Análise da distribuição de fluxo magnético em transformador de 3 colunas utilizando o programa FEMM*. VII CEEL, UFCG, Minas Gerais, set. 2009.
- [13] ISPV. *Equipamentos elétricos*. Apostila, Instituto Politécnico de Viseu, 2011.
- [14] ANEEL. Disponível em: www.aneel.gov.br, acesso em outubro de 2019.
- [15] LUCIANO, B. A. e PEREIRA, G. *Losses reduction and energy efficiency in transformers*. VII SBSE, Rio de Janeiro, 2018.
- [16] MIRZAIE, M., YAZDAMI-ASVANI, M. e AKMAL, S. *Investigation of load loss increase in transformers due to harmonic loads*. Australian Journal of Electrical and Electronic Engineering, vol. 8, pp. 247-255, 2015.
- [17] LUCIANO, B. A. *Fundamentos de Circuitos Magnéticos e Transformadores*. Apostila, UFCG, Campina Grande, 2012.
- [18] ROBERT, F. *A theoretical discussion about the layer copper factor used in winding losses calculation*. IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 5, pp. 3177–3179, Set. 2002.
- [19] WANG, S., JI, S.-C. e LI, Y. *The study of eddy current losses in coaxially insulated windings of power transformer*. Proc. Int. Conf. Power System Technology, vol. 3, pp. 1392–1395, out. 2002.
- [20] KOPPIKAR, D. A., KULKARNI, S. V., GHOSH, G., AINAPURE, S. M. e BHAVSAR, J. S. *Circulating-current loss in transformer windings*. Proc. Inst. Elect. Eng., Sci. Meas. Tech., vol. 145, no. 4, pp. 136–140, Jul. 1998.

- [21] PERN, J.-F. e YEH, S.-N. *Calculating the current distribution in power transformer windings using finite element analysis with circuit constraints*. Proc. Inst. Elect. Eng., Sci. Meas. Technol., vol. 142, no. 3, pp. 231–236, Mai 1995.
- [22] RAM, B. S. *Loss and current distribution in foil windings of transformers*. Proc. Inst. Elect. Eng., Gen. Transm. Distr., vol. 145, no. 6, pp. 709–716, Nov. 1998.
- [23] RAM, B. S. *Variation of transformer sheet winding eddy current loss with frequency*. IEEE Power Eng. Rev., vol. 21, no. 10, pp. 49–50, Out. 2001.
- [24] RENYUAN, T., YAN, L., FENG, L. e LIJIAN, T. *Resultant magnetic fields due to both windings and heavy current leads in large power transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 32, no. 3, pp. 1641–1644, Mai. 1996.
- [25] TANG, R. *Computation of 3-D open boundary eddy-current fields in large transformers using T-W-Fm method coupled with GTM*. IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 2, pp. 1257–1260, Mar. 2002.
- [26] IWATA, K. e HIRANO, H. *Magnetic field analysis by edge elements of magnetic components considering inhomogeneous current distribution within conductor windings*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 5, pp. 1549–1554, Mai 2006.
- [27] NAKATA, T., TAKAHASHI, N., FUJIWARA, K. e AHAGON, A. *3-D non-linear eddy current analysis using the time-periodic finite element method*. IEEE Trans. Magn., vol. 25, no. 5, pp. 4150–4152, Set. 1989.
- [28] OLIVARES, J. C., ESCARELA, R., KULKARNI, S. V., DE LEÓN, F., MELGOZA-VASQUEZ, E. e HERNÁNDEZ-ANAYA, O. *Improved insert geometry for reducing tank-wall losses in pad-mounted transformers*. IEEE Trans. Power Del., vol. 19, no. 3, pp. 1120–1126, Jul. 2005.
- [29] GUERIN, C., TANNEAU, G., MEUNIER, G. e LABIE, P. *A shell element for computing 3D eddy currents - Application to transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 3, pp. 1360–1363, Mai 1995.

- [30] HIGUCHI, Y. e KOIZUMI, M. *Integral equation method with surface impedance model for 3D eddy current analysis in transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 4, pp. 774–779, Jul. 2000.
- [31] TUROWSKI, J. e PELIKANT, A. *Eddy current losses and hot-spot evaluation in cover plates of power transformers*. Proc. Inst. Elect. Eng., Electr. Power Appl., vol. 144, no. 6, pp. 435–440, Nov. 1997.
- [32] KULKARNI, S. V., OLIVARES, J. C., ESCARELA-PEREZ, R., LAKHIANI, V. K., e TUROWSKI, J. *Evaluation of eddy current losses in the cover plates of distribution transformers*. Proc. Inst. Elect. Eng., Sci. Meas. Technol., vol. 151, no. 5, pp. 313–318, Set. 2004.
- [33] KOPPIKAR, D. A., KULKARNI, S. V., KHAPARDE, S. A., e JHA, S. K. *Evaluation of eddy losses due to high current leads in transformers*. Proc. Inst. Elect. Eng., Sci. Meas. Technol., vol. 144, no. 1, pp. 34–38, Jan. 1997.
- [34] HO, S. L., LI, Y. R., TANG, Y. K., CHENG, W. E., e YANG, S. Y. *Calculation of eddy current field in the ascending flange for the bushings and tank wall of a large power transformer*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 6, pp. 1522–1525, Jun. 2008.
- [35] KOPPIKAR, D. A. KULKARNI, S. V. e TUROWSKI, J. *Fast 3-dimensional interactive computation of stray field and losses in asymmetric transformers*. Proc. Inst. Elect. Eng., Gen. Transm. Distrib., vol. 147, no. 4, pp. 197–201, Jul. 2000.
- [36] RIZZO, M., SAVINI, A. e TUROWSKI, J. *Influence of flux collectors on stray losses in transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 4, pp. 1915–1918, Jul. 2000.
- [37] VITELLI, M. *Numerical evaluation of 2-D proximity effect conductor losses*. IEEE Trans. Power Del., vol. 19, no. 3, pp. 1291–1298, Jul. 2004.

- [38] ESCARELA-PEREZ, R., KULKARNI, S. V., KODELA, N. K., e OLIVARES-GALVAN, J. C. *Asymmetry during load-loss measurement of three-phase three-limb transformers*. IEEE Trans. Power Del., vol. 22, no. 3, pp. 1566–1574, Jul. 2007.
- [39] FUCHS, E. e F YILDIRIM, D. *Measured transformer derating and comparison with harmonic loss factor (FHL) approach*. IEEE Trans. Power Del., vol. 15, no. 1, pp. 186–191, Jun. 2000.
- [40] YILDIRIM, D. e FUCHS, E. F. *Measurement of eddy current loss coefficient PEC-R, derating of single-phase transformers, and comparison with K-factor approach*. IEEE Trans. Power Del., vol. 15, no. 1, pp. 148–154, Jun. 2000.
- [41] BOZORTH, R. M. *Ferromagnetism*. IEEE Press, 968 p. 1978.
- [42] PAVLIK, D., JOHNSON, D. C. e GIRGIS, R. S. *Calculation and reduction of stray and eddy losses in core-form transformers using a highly accurate finite element modelling technique*. IEEE Trans. Power Del., vol. 8, no. 1, pp. 239–244, Jan. 1993.
- [43] HOLLAND, S. A., O'CONNELL, G. P. e HAYDOCK L. *Calculating stray losses in power transformers using surface impedance with finite elements*. IEEE Trans. Magn., vol. 28, no. 2, pp. 1355–1358, Mar. 1992.
- [44] MAYERGOYZ, I. *Mathematical models of hysteresis*. IEEE Trans. Magn., vol. 22, no. 5, pp. 603–608, Set. 1986.
- [45] BERNARD, Y., MENDES, E. e BOUILLAULT, F. *Dynamic hysteresis modeling based on Preisach model*. IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 2, pt. 1, pp. 885–888, Mar. 2002.
- [46] LEITE, J. V., BENABOU, A., SADOWSKI, N. e DA LUZ, M. V. F. *Finite element three-phase transformer modeling taking into account a vector hysteresis model*. IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 3, pp. 1716–1719, Mar. 2009.
- [47] ENOKIZONO, M. e SODA, N. *Core loss analysis of transformer by improved FEM*. J. Mag. Mag. Mat., vol. 196, pp. 910–912, 1999.

- [48] YU, C. H. e BASAK, A. *Optimum design of transformer cores by analyzing flux and iron loss with the aid of a novel software*. IEEE Trans. Magn., vol. 29, no. 2, pp. 1446–1449, Mar. 1993.
- [49] BASAK, A., YU, C.-H. e LLOYD, G. *Efficient transformer design by computing core loss using a novel approach*. IEEE Trans. Magn., vol. 30, no. 5, pp. 3725–3728, Set. 1994.
- [49] ENOKIZONO, M. e SODA, N. *Finite element analysis of transformer model core with measured reluctivity tensor*. IEEE Trans. Magn., vol. 33, no. 5, pp. 4110–4112, Set. 1997.
- [50] LIU, R., MI, C. C. e GAO, D. W. *Modeling of eddy-current loss of electrical machines and transformers operated by pulsewidth-modulated inverters*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 8, pp. 2021–2028, Ago. 2008.
- [51] SANDE, H. V., BOONEN, T., PODOLEANU, I., HENROTTE, F. e HAMEYER, K. *Simulation of a three-phase transformer using an improved anisotropy model*. IEEE Trans. Magn., vol. 40, no. 2, pp. 850–855, Mar. 2004.
- [52] NAKATA, T., FUJIWARA, K., TAKAHASHI, N., NAKANO, M. e OKAMOTO, N. *An improved numerical analysis of flux distributions in anisotropic materials*. IEEE Trans. Magn., vol. 30, no. 5, pp. 3395–3398, Set. 1994.
- [53] JANICKE, L., KOST, A., MERTE, R., NAKATA, T., TAKAHASHI, N., FUJIWARA, K. e MURAMATSU, K. *Numerical modeling for anisotropic magnetic media including saturation effects*. IEEE Trans. Magn., vol. 33, no. 2, pp. 1788–1791, Mar. 1997.
- [54] IGARASHI, H., WATANABE, K. e KOST, A. *A reduced model for finite element analysis of steel laminations*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 739–742, Abr. 2006.
- [55] SEBESTYÉN, I., GYIMÓTHY, S., PÁVÓ, J. e BÍRÓ, O. *Calculation of losses in laminated ferromagnetic materials*. IEEE Trans. Magn., vol. 40, no. 2, pp. 924–927, Mar. 2004.

- [56] URATA, S., ENOKIZONO, M., TODAKA, T. e SHIMOJI, H. *The calculation considered two-dimensional vector magnetic properties depending on frequency of transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 687–690, Abr. 2006.
- [57] MALOBERTI, O., MAZAURIC, V., MEUNIER, G., KEDOUS-LEBOUC, A. e GEOFFROY, O. *An energy-based formulation for dynamic hysteresis and extra-losses*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 895–898, Abr. 2006.
- [58] KUMBHAR, G. B. e KULKARNI, S. V. *Analysis of half-turn effect in power transformers using nonlinear-transient FE formulation*. IEEE Trans. Power Del., vol. 22, no. 1, pp. 195–200, Jun. 2007.
- [59] KONRAD, A. e BRUDNY, J. F. *Virtual air gap length computation with the finite-element method*. IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 4, pp. 1829–1832, Abr. 2007.
- [60] DEMERDASH, N., NEHL, T., MOHAMMED, O. e FOUAD, F. *Nonlinear three dimensional magnetic vector potential finite element solution of field problems including experimental verification*. IEEE Trans. Magn., vol. 17, no. 6, pp. 3408–3410, Nov. 1981.
- [61] MOHAMMED, O., DEMERDASH, N. e NEHL, T. *Nonlinear three dimensional field computation methods in laminated iron cores under saturated conditions*. IEEE Trans. Magn., vol. 19, no. 5, pp. 2091–2093, Set. 1983.
- [62] WANG, R. e DEMERDASH, N. *A combined vector potential-scalar potential method for FE computation of 3D magnetic fields in electrical devices with iron cores*. IEEE Trans. Magn., vol. 27, no. 5, pp. 3971–3977, Set. 1991.
- [63] LIN, C., XIANG, C., YANLU, Z., ZHINGWANG, C., GUOQIANG, Z. e YINHAN, Z. *Losses calculation in transformer tie plate using the finite element method*. IEEE Trans. Magn., vol. 34, no. 5, pt. 1, pp. 3644–3647, Sep. 1998. 918–921, Jun. 2008.
- [64] LEITE, J. V., BENABOU, A., SADOWSKI, N., CLENET, S., BASTOS, J. P. A. and PIRIOU, F. *Implementation of an anisotropic vector hysteresis model in a 3-D finite-element code*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 6, pp. Jun. 2008

- [65] KOPPIKAR, D. A., KULKARNI, S. V., SRINIVAS, P. N., KHAPARDE, S. A. e JAIN, R. *Evaluation of flitch plate losses in power transformers*. IEEE Trans. Power Del., vol. 14, no. 3, pp. 996–1001, Jul. 1999.
- [66] NOGAWA, S., KUWATA, M., NAKAU, T., MIYAGI, D. e TAKAHASHI, N. *Study of modeling method of lamination of reactor core*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 1455–1458, Abr. 2006.
- [67] MECHLER, G. F. e GIRGIS, R. S. *Magnetic flux distributions in transformer core joints*. IEEE Trans. Power Del., vol. 15, no. 1, pp. 198–203, Jan. 2000.
- [68] TENYENHUIS, Ed. G., MECHLER, G. F. e GIRGIS, R. S. *Flux distribution and core loss calculation for single phase and five limb three phase transformer core designs*. IEEE Trans. Power Del., vol. 15, no. 1, pp. 204–209, Jan. 2000.
- [69] MECHLER, G. F. e GIRGIS, R. S. *Calculation of spatial loss distribution in stacked power and distribution transformer cores*. IEEE Trans. Power Del., vol. 13, no. 2, pp. 532–537, Abr. 1998.
- [70] LIN, D., ZHOU, P., FU, W. N., BADICS, Z. e CENDES, Z. J. *A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis*. IEEE Trans. Magn., vol. 40, no. 2, pp. 1318–1321, Mar. 2004.
- [80] SWIFT, G. W. *Excitation current and power loss characteristics for mitered joint power transformer cores*. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-11, no. 1, pp. 61–64, Jun. 1975.
- [81] CHARAP, S. e JUDD, F. *A core loss model for laminated transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 10, no. 3, pp. 678–681, Set. 1974.
- [82] VALKOVIC, Z. *Influence of transformer core design on power losses*. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-18, no. 2, pp. 801–804, Mar. 1982. 371–378, Nov. 1995.

- [83] LOFFLER, F., BOOTH, T., PFUTZNER, H., BENGTSSON, C., e GRAMM, K. *Relevance of step-lap joints for magnetic characteristics of transformer cores*. Proc. Inst. Elect. Eng., Electr. Power Appl., vol. 142, no. 6, pp.
- [84] TENYENHUIS, Ed. G., GIRGIS, R. S. e MECHLER, G. F. *Other factors contributing to the core loss performance of power and distribution transformers*. IEEE Trans. Power Del., vol. 16, no. 4, pp. 648–653, Oct. 2001.
- [85] ILO, A. *Behavior of transformer cores with multistep-lap joints*. IEEE Power Eng. Rev., vol. 22, no. 3, pp. 43–47, Mar. 2002.
- [86] MAE, A., HARADA, K., ISHIHARA, Y. e TODAKA, T. *A study of characteristic analysis of the three-phase transformer with step-lap wound-core*. IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 2, pp. 829–832, Mar. 2002.
- [87] MOSES, A. J., e THOMAS, B. *Problems in the design of power transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-10, no. 2, pp. 148–150, Jun. 1974.
- [88] ELLEUCH, M. e POLOUJADOFF, M. *New transformer model including joint air gaps and lamination anisotropy*. IEEE Trans. Magn., vol. 34, no. 5, pp. 3701–3711, Sep. 1998.
- [89] NUSSBAUM, C., PFÜTZNER, H., BOOTH, T., BAUMGARTINGER, N., Ilo, A. e CLABIAN, M. *Neural networks for the prediction of magnetic transformer core characteristics*. IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 1, pp. 313–329, Jan. 2000.
- [90] GEORGILAKIS, P. S., HATZIARGYRIOU, N. D., DOULAMIS, N. D., DOULAMIS, A. D., e KOLLIAS, S. D. *Prediction of iron losses of wound core distribution transformers based on artificial neural networks*. Neurocomput., vol. 23, pp. 15–29, 1998.
- [91] GEORGILAKIS, P., HATZIARGYRIOU, N., PAPANIGAS, D., e ELEFSINIOTIS, S. *Effective use of magnetic materials in transformer manufacturing*. J. Mat. Process. Technol., vol. 108, pp. 209–212, 2001.

- [92] GEORGILAKIS, P. S., HATZIARGYRIOU, N. D., DOULAMIS, A. D., DOULAMIS, N. D. e KOLLIAS, S. D. *A neural network framework for predicting transformer core losses*. Proc. 21st IEEE Int. Conf. Power Industry Computer Applications, Mai 1999, pp. 301–308.
- [93] GEORGILAKIS, P., HATZIARGYRIOU, N. e PAPANIGAS, D. *AI helps reduce transformer iron losses*. IEEE Comput. Appl. Power, vol. 12, no. 4, pp. 41–46, Out. 1999.
- [94] GEORGILAKIS, P. S. *Spotlight on Modern Transformer Design*. London, U.K. 2009.
- [95] STUMBERGER, G., SEME, S., STUMBERGER, B., POLAJZER, B. and DOLINAR, D. *Determining magnetically nonlinear characteristics of transformers and iron core inductors by differential evolution*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 6, pp. 1570–1573, Jun. 2008.
- [96] KEFALAS, T. D., GEORGILAKIS, P. S., KLADAS, A. G., SOUFLARIS, A. T. e PAPANIGAS, D. G. *Multiple grade lamination wound core: A novel technique for transformer iron loss minimization using simulated annealing with restarts and an anisotropy model*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 6, pp. 1082–1085, Jun. 2008.
- [97] ELLEUCH, M. e POLOUJADOFF, M. *Analytical model of iron losses in power transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 39, no. 2, pp. 973–980, Mar. 2003.
- [98] PROUSSALIDIS, N., HATZIARGYRIOU, J. e KLADAS, A. *Iron lamination efficient representation in power transformers*. J. Mat. Process. Technol., vol. 108, pp. 217–220, 2001.
- [99] ADLY, A. A. *Determination of total transformer losses resulting from semirotating flux excitation*. IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 6, pp. 4253–4255, Nov. 1995.
- [100] REZAEI-ZARE, A., SANAYE-PASAND, M., MOHSENI, H., FARHANGI, S. e IRAVANI, R. *Analysis of ferroresonance modes in power transformers using Preisach-type hysteretic magnetizing inductance*. IEEE Trans. Power Del., vol. 22, no. 2, pp. 919–929, Abr. 2007.

- [101] REZAEI-ZARE, A., IRAVANI, R., SANAYE-PASAND, M. MOHSENI, H. e FARHANGI, S. *An accurate hysteresis model for ferroresonance analysis of a transformer*. IEEE Trans. Power Del., vol. 23, no. 3, pp. 1448–1456, Jul. 2008.
- [102] ENOKIZONO, M., YUKI, K. e KAWANO, S. *An improved magnetic field analysis in oriented steel sheet by finite element method considering tensor reluctivity*. IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 3, pp. 1797–1800, Mai 1995.
- [103] GUERRA, F. C. F. e MOTA, W. S. *Magnetic core model*. Proc. Inst. Elect. Eng., Sci., Meas. Technol., vol. 1, no. 3, pp. 145–151, Mai 2007.
- [104] AKÇAY, H. e ECE, D. G. *Modeling of hysteresis and power losses in transformer laminations*. IEEE Trans. Power Del., vol. 18, no. 2, pp. 487–492, Abr. 2003.
- [105] ARSENEAU, R., SO, E. e HANIQUE, E. *Measurements and correction of no-load losses of power transformers*. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 54, no. 2, pp. 503–506, Abr. 2005
- [106] MOSES. A. J. *Comparison of transformer loss prediction from computed and measured flux density distribution*. IEEE Trans. Magn., vol. 34, no. 4, pp. 1186–1188, Jul. 1998.
- [107] GIRGIS, R. S., TENIJENHUIS, Ed. G., GRAMM, K. and WRETHAG, J.-E. *Experimental investigations on effect of core production attributes on transformer core loss performance* IEEE Trans. Power Del., vol. 13, no. 2, pp. 526–531, Abr. 1998.
- [108] ALBACH, M., DURBAUM, T. e BROCKMEYER, A. *Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents: A comparison of different approaches*. Proc. 27th Annu. IEEE Power Electronics Specialists Conf., , vol. 2, no. 23–27, pp. 1463–1468, Jun. 1996.
- [109] DOLINAR, M., DOLINAR, D., STUMBERGER, G., POLAJZER, B. e RITONJA, J. *A three-phase core-type transformer iron core model with included magnetic cross saturation*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 10, pp. 2849–2851, Out. 2006.

- [110] PEDRA, J., SAINZ, L., CÓRCOLES, F., LOPEZ, R. e SALICHS, M. *PSPICE computer model of a nonlinear three-phase three-legged transformer*. IEEE Trans. Power Del., vol. 19, no. 1, pp. 200–207, Jun. 2004.
- [111] AL-HAJ, A. H. e EL-AMIN, I. *Factors that influence transformer no-load current harmonics*. IEEE Trans. Power Del., vol. 15, no. 1, pp. 163–166, Jun. 2000.
- [112] STRANGES, N. e FINDLAY, R. D. *Measurement of rotational iron losses in electrical sheet*. IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 5, pp. 3457–3459, Set. 2000.
- [113] FINDLAY, R., BELMANS, R. e MAYO, D. *Influence of the stacking method on the iron losses in power transformers cores*. IEEE Trans. Magn., vol. 26, no. 5, pp. 1990–1992, Set. 1990.
- [114] DAVIES, D. e MOSES, A. J. *A novel method of reducing iron losses in power transformer cores*. IEEE Trans. Magn., vol. 20, no. 4, pp. 559–562, Jul. 1984.
- [115] FIORILLO, F., DUPRÉ, L. R., APPINO C. e RIETTO, A. M. *Comprehensive model of magnetization curve, hysteresis loops, and losses in any direction in grain-oriented Fe-Si*. IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 3, pp. 1467–1476, Mai 2002.
- [116] MARKETOS P. e MEYDAN T. *Novel transformer core design using consolidated stacks of electrical steel*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 10, pp. 2821–2823, Out. 2006.
- [117] HSU, J. S., WOODSON, H. H. and LIOU, S.-S. P. *Experimental study of harmonic-flux effects in ferromagnetic materials*. IEEE Trans. Magn., vol. 25, no. 3, pp. 2678–2685, Mai 1989.
- [118] TRAN-QUOC, T. e PIERRAT, L. *Correction of the measured core losses under distorted flux*. IEEE Trans. Magn., vol. 33, no. 2, pp. 2045–2048, Mar. 1997.
- [119] KRAUSE, T. W., SZPUNAR, J. A. e ATHERTON, D. L. *Anisotropic flux density dependence of magnetic Barkhausen noise in oriented 3% Si-Fe steel laminates*. IEEE Trans. Magn., vol. 39, no. 1, pp. 562–566, Jan. 2003.

- [120] ABEYWICKRAMA, K. G. N. B., DASZCZYNSKI, T., SERDYUK, Y. V. e GUBANSKI, S. M. *Determination of complex permeability of silicon steel for use in high-frequency modeling of power transformers*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 4, pp. 438–444, Abr. 2008.
- [121] ANEEL. *Resolução normativa N° 414*, Disponível em: www.aneel.gov.br, acesso em novembro de 2019.
- [122] ENERGISA. *Fornecimento de energia elétrica em tensão primária, NDU 002*. Disponível em: www.energisa.com.br, acesso em novembro de 2019.
- [123] ENERGISA. *Transformadores para linhas aéreas de distribuição de média tensão, ETU 109*. Disponível em: www.energisa.com.br, acesso em novembro de 2019.
- [124] LUCIANO, B. A., MORAIS, M. E. e KIMINAMI, C. S. *Single phase 1-kVA amorphous core transformer: design, experimental tests, and performance after annealing*. IEEE Trans. Magn., vol. 35, no. 4, pp. 2152–2154, Jul. 1999.
- [125] CHAPMAN, S. J. *Electric machinery fundamentals*. McGraw-Hill, p. 716. New York, 1991.
- [126] MATSUOKA, H. e OKAMOTO, M. *Recent development of grain-oriented silicon steel*. Rapidly Quenched Metals, S. Steeb and H. Warlimont, Eds., pp. 1633–1636, Amsterdam, Holanda, 1985.
- [127] MEHTA, S. P., AVERSA, N. e WALKER, M. S. *Transforming transformers*. IEEE Spectrum, vol. 34, no. 7, pp. 43-49, Jul. 1997.
- [128] SHE, X. e HUANG, A. Q. *Solid state transformer in the future smart electrical system*. IEEE Power and Energy Society General Meeting, pp. 1-5, 2013.

- [129] RODRIGUES, W. A., SANTANA, R. A., COTA S. A. P. C., CORTIZO, P. C. e MORAIS, L. M. *Aplicação do transformador de estado sólido em sistemas de distribuição*. Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, pp.1-6, 2016.
- [130] LUCIANO, B. A. e KIMINAMI, C. S. *Materiais nanocristalinos e suas aplicações na eletroeletrônica*. Anais do Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais, 14, São Paulo, 2000.
- [131] PINTO, M. F., SILVA, S. R. e VASCONCELOS, F. H. *Transformadores com núcleo de metal amorfo para redes monofásicas de distribuição*. Revista Eletricidade Moderna, Junho, pp. 167-175, 2003.
- [132] BARDELL, P. R. *Materiales magneticos en la industria electrica*, URMO, Espanha, 1970.
- [133] SANCHEZ-GIRON, V. *Materiales magneticos*, Editorial Montecorvo, Madrid, 1965.
- [134] APERAM. *Catálogo de ligas de aço elétrico GO e GNO, 2012*. Disponível em: brasil.aperam.com/wp-content/uploads/2015/08/A%C3%A7os-El%C3%A9tricos-GO-e-GNO.pdf, acesso em nov. de 2019
- [135] JILES, D., *Introduction to magnetism and magnetic materials*. Chapman & Hall, 2ª edição, Londres, 1998.
- [136] RASKIN, D. e DAVIS, A. L. *Metallic glasses: a magnetic alternative*. IEEE Spectrum, vol. 18, no. 11, pp. 28-33, 1981.
- [137] KULKARNI, S. V., KHAPARDE, S. A. *Stray loss evaluation in power transformers - A review*. Proc. IEEE Power Eng. Soc. Winter Meeting, vol. 3, pp. 2269–2274, jan. 2000.
- [138] HASEGAWA, R. *Application of rapidly solidified metals in the USA and Japan*. Technische Rundschau, , 8 p, 1991.

- [139] HASEGAWA, R. *Amorphous magnetic materials – a history*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 100, pp. 1-12, 1991.
- [140] LUCIANO, B. A., CRISÓSTOMO, B. L. L., FRANCA, R. L. B. e SILVEIRA, V. C. L. *Eficiência energética associada ao emprego de transformadores com núcleo de liga amorfa: o estado da arte*. XIX CBA, Campina Grande, 2012.
- [141] LUCIANO, B. A. e CASTRO, W. *Transformadores de distribuição de energia elétrica com núcleo de metal amorfo*. Processos, vol. 6.1, pp. 1-5, 2011.
- [142] MAS, J. A. *Design and performance of power transformers with metallic glasses cores*. Paper presented at the IEEE Power Electronic Specialists Conference, 1980.
- [143] BOLL, R. e WARLIMONT, H. *Applications of amorphous magnetic materials in electronics*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-17, No. 6, pp. 3053-3058, 1981.
- [144] JOHNSON, L. A., CORNELL, E. P., BAILEY, D. J. and HEGYI, S. M. *Application of low loss amorphous metals in motor and transformers*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, no. 7, pp. 2109-2114, 1982.
- [145] LUBORSKY, F. E. *Amorphous metallic alloys*. Butterworths Monographs in Materials, Butterworths & Co (Publishers) Ltd., pp. 1- 8, 1983.
- [146] BOYD, E. L. e BORST, J. D. *Design concepts for an amorphous metal distribution transformer*. IEEE Trans. Power Appart. Syst., vol. 10, no. 11, pp. 3365–3372, 1984.
- [147] GÜNTHERRODT, H.-J. *Introduction to rapidly solidified materials*. Rapidly Quenched Metals, S. Steeb and H. Warlimont (eds.), Elsevier Science Publishers B. V., pp. 1591-1598, 1985.
- [148] BAILEY, D. J., LOWDERMILK, L. A. e LEE, A. C. *Field performance of amorphous metal core distribution transformers*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 54-57, pp. 1618-1620, 1986.

- [149] LOWDERMILK, L. A. e LEE, A. C. *Five years operating experience with amorphous transformers*. Hard and Soft Magnetic Materials Symposium, ASM, pp. 131-136, 1987.
- [150] SCHULZ, R., CHRETIEN, N., ALEXANDROV, N., AUBIN, J. e ROBERGE, R. *A new design for amorphous core distribution transformer*. Material Science and Engineering, No. 99, pp. 19-21, 1988.
- [151] MAGHERBI, M. L. e BASAK, A. *Magnetic characteristics of sandwich-transformer cores built with Si-Fe and amorphous materials*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 25, No. 5, pp. 3336-3338, 1989.
- [152] MATSUURA, T., NAGAYAMA, K., HAGIWARA, S. e HIGAKI, M. *Long-term reliability of ironbased amorphous alloy cores for oil-immersed transformers*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 26, No. 5, pp. 1993-1995, 1990.
- [153] PFÜTZNER, H. *Performance of new materials in transformer cores*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 112, pp.399-405, 1992.
- [154] LUCIANO, B. A. e ALENCAR, E. F. *Ligas amorfas: material alternativo para uso em núcleo de transformadores*. Revista Eletrobrasil, vol. 14, pp. 35-37, 1993.
- [155] MASUMOTO, T. *Recent progress in amorphous metallic materials in Japan*. Materials Science and Engineering A179/A180, pp. 8-16, 1994.
- [156] LUCIANO, B. A. *Estudo de aplicações da liga $Fe_{78}B_{13}Si_9$ amorfa em núcleos de transformadores de baixa potência*. Tese de Doutorado, Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, 1995.
- [157] LUCIANO, B. A., MORAIS, M. E. e KIMINAMI, C. S. *Novas alternativas de materiais para medidores de energia e transformadores*. Revista Eletricidade Moderna, vol. XXIV, No. 264, pp. 50-62, 1996.

- [158] LUCIANO, B. A. e ROCHA, P. M. C. *Transformador com núcleo de material amorfo: uma experiência conjunta universidade-empresas*. Anais do III Congresso LatinoAmericano de Distribuição de Energia Elétrica, pp. 349-353, 1998.
- [159] TANG, L. e WANG, K. *Economic rural network renovation*. Transmission & Distribution World, pp.46-50, Ago. 2000.
- [160] HASEGAWA, R. e PRUESS, D. C. *Impact of amorphous metal based transformers on efficiency and quality of electric power distribution*. Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vancouver, vol. 3, pp. 1820-1823, 2001.
- [161] CAVALCANTI, L. F. e LUCIANO, B. A. *Estudo sobre transformadores monofásicos com núcleo de liga amorfa no sistema de distribuição rural da CELB*. Anais do XV Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica- SENDI 2002, pp.1-5, 2002.
- [162] HASEGAWA, R. *Applications of amorphous magnetic alloys*. Materials Science and Engeneering A, vol. 375-377, No. 1-3, pp. 90- 97, 2004 .
- [163] TARGOSZ, R. *The potential for global saving from high efficiency distribution transformers*, Leonard Energy, European Copper Institute, Fev. 2005.
- [164] CAMPOS, M. L. B. *Estudos de aplicação experimental e viabilidade de utilização de transformadores de distribuição com núcleo amorfo*. São Paulo, 137p. Dissertação (Mestrado) – Programa Interunidades de Pós Graduação em Energia (EP/FEA/IEE/IF), Universidade de São Paulo, 2010.
- [165] FRAU, J. e GUTIERREZ, J. *Energy efficient distribution transformers in Spain: new trends*. 19th International Conference on Electricity Distribution, pp.1-4, 2007.
- [166] HASEGAWA, R. e AZUMA, D. *Impact of amorphous metal-based transformers on energy efficiency and environment*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, no. 320, pp. 2451-2456, 2008.

- [167] CHANG, Y-H., HSU, C-H e TSENG, C-P. *Study with magnetic property measurement of amorphous HBI material and its application in distribution transformer*. Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Power Systems, pp. 67-72, 2009.
- [168] LUCIANO, B. A., FREIRE, R. C. S., BEZERRA R. B. e INÁCIO, R. C. *Transformadores com núcleo de liga amorfa em sistemas de distribuição*. Eletricidade Moderna, vol. 430, pp. 88-99, 2010.
- [169] LUCIANO, B. A., INÁCIO, R. C., FREIRE, R. C. S., GUERRA, F. C. F., LIRA, J. G. A. e CAMACHO, M. A. *Performance of single wire earth return transformers with amorphous alloy core in a rural electric energy distribution system*. The 14th International Conference on Rapidly Quenched and Metastable Materials, Book of abstract, pp.62-62, 2011.
- [170] IRREK, W., TARGOSZ, R. e TOPALIS, F. V. *Uso de transformadores mais eficientes na indústria e no comércio*. Revista Eletricidade Moderna, Aranda Editora, Ano 38, No. 435, pp. 114-131, Jun. 2010.
- [171] LUCIANO, B. A., INÁCIO, R. C., PAULA E SILVA, P. P., GUERRA, F. C. F e FREIRE, R. C. S. *Performance of single wire earth return transformers with amorphous alloy core in a rural electric energy distribution system*. Materials Research, 15(3), pp.1-4, 2012.
- [172] SUZUKI, K., MAKINO, A., KATAOKA, N., INOUE, A. e MASUMOTO, T. *High saturation magnetization and soft magnetic properties of bcc Fe-Zr-B and Fe-Zr-B-M (M = transition metal) alloys with nanoscale grain size*. Mater. Trans, JIM. vol. 32, no. 1, pp. 93-102, 1991.
- [173] LAMIN, H. *Análise de impacto regulatório da implantação de redes inteligentes no Brasil*. 2013. xxii, 300 f, il. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)—Universidade de Brasília, Brasília, 2013.
- [174] BHATTACHARYA, S. *Transforming the transformer*. IEEE Spectrum, vol. 54, no. 7, pp. 38-43, Jul. 2017.

[175] BOSSO, J. E., LLOMPAT, M., OGGIER, G. G. e GARCÍA, G. O. *Evaluation of DC-AC single-phase solid-state transformers*. IEEE Latin America Transactions, vol. 17. no. 05, pp. 708-717, nov. 2019

[176] YOSHIKAWA, Y.; OGUMA, S.; YAMAUCHI, K. *New Fe-based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure* . Journal of Applied Physics 64, pp. 6044-6046, 1988.

[177] EMURA, M. *Anisotropia induzida e perdas magnéticas em ligas amorfas e nanocristalinas*. Dissertação de Mestrado - Departamento de Física dos Materiais e Mecânica do IF/USP, São Paulo, 1994.

[178] TAKENAKA, K., NISHIYAMA, N., SETYAWAN, A. D., SHARMA, P. E MAKINO, A. *Performance of a prototype power transformer constructed by nanocrystalline Fe-Co-Si-B-P-Cu soft magnetic alloys*. American Institute of Physics, 2015.