

Milton Léo

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO
TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL
AMORFO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA DE ALTA
FREQUÊNCIA**

**Trabalho Apresentado à Faculdade
de Engenharia de Ilha Solteira-
FEIS, da Universidade Estadual
Paulista-UNESP, como parte dos
requisitos necessários à obtenção
do título de mestre.**

Ilha Solteira

2.003

**“UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO
TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL
AMORFO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA DE ALTA FREQUÊNCIA”**

Milton Léo

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À FACULDADE DE ENGENHARIA DE
ILHA SOLTEIRA-FEIS, DA UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA-
UNESP – COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS À
OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.**

*Prof. Dr. Aparecido Augusto de Carvalho
Coordenador da Pós-Graduação*

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. José Carlos Rossi – Orientador

Prof. Dr. Luís Carlos Origa de Oliveira

Prof. Dr. Osmar Ogashawara

Ilha Solteira, fevereiro de 2003

Milton Léo

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO
TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL
AMORFO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA DE ALTA
FREQUÊNCIA**

Trabalho Apresentado à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira-FEIS, da Universidade Estadual Paulista-UNESP, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de mestre.

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. José Carlos Rossi

Ilha Solteira, fevereiro de 2003

Léo, Milton

Uma Contribuição ao Estudo do Transformador com Núcleo de Metal Amorfo para Aplicação em Sistemas Elétricos de Potência de Alta Freqüência.

90 páginas

Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica-DEE, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira-FEIS – Universidade Estadual Paulista “*Júlio de Mesquita Filho*” – UNESP.

1. Introdução
2. A Influência da Freqüência no Peso e Volume dos Equipamentos Elétricos
3. Ligas de Metal Amorfo
4. Transformador com Núcleo de Metal Amorfo
5. Transformador com Núcleo de Metal Amorfo Operando em Alta Freqüência
6. Modelagem Matemática e Simulação
7. Conclusão e Análise do Resultado
8. Referência Bibliográfica
9. Apêndice A

AGRADECIMENTOS

“Ninguém poderá encher os pulmões de ar uma vez sequer que não seja pela vontade de Deus” (pensamento hindu)

Ninguém poderá realizar qualquer trabalho, científico ou não, sem a estreita colaboração de muitos.

AGRADEÇO

A todos os meus professores, pelos incontáveis drops de conhecimento que me transmitiram;

Aos amigos e colegas da pós-graduação em engenharia elétrica da FEIS;

Ao meu orientador, professor Doutor José Carlos Rossi, que acreditou no sucesso desta empreitada, mesmo quando a vida insistiu no contrário;

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da FEIS e, em particular aos professores Luís Carlos Origa de Oliveira e Júlio Borges de Souza.

Ao professor Plínio Norberto Zormann de Menezes, companheiro de todas as horas;

A minha cunhada Vera Cristina, pela sua bondade e dedicação;

Aos meus filhos Luís Fernando e Ana Heloísa, pelo constante incentivo;

Ao Centro Universitário de Lins, pelo apoio moral e material dispensados.

DEDICATÓRIA

**À MAGALI DE LOURDES ROSSI LÉO, LUZ DA MINHA VIDA (in
memoriam).**

RESUMO

O recente aparecimento das ligas de metal amorfo permitiu a construção de transformadores de potência e de distribuição com perdas em vazio da ordem de 10 a 25% das perdas dos transformadores com núcleos de aço silício. Devido a quantidade destes dispositivos nos sistemas elétricos de potência, a redução das perdas possibilita liberação de potência sem novos investimentos.

Esta performance do núcleo de metal amorfo torna viável a fabricação de transformadores para operar em sistemas de potência fechados de alta frequência - até 1 kHz - com boa eficiência operacional e apresentando uma redução significativa de peso, espaço e quantidade de material utilizado.

Este estudo é uma contribuição para o conhecimento do metal amorfo, a influência da frequência no volume dos equipamentos e a aplicação dos transformadores com núcleo de metal amorfo em sistemas elétricos de potência de alta frequência.

ABSTRACT

The recent emergence of amorphous metal alloys allowed the construction of power and distribution transformers with core losses from the order from of 10 to 25% of the losses of transformers made with silicon iron cores.

Due to the amount of these devices in the power electric systems, the losses reduction enables the release of power without new investments.

This performance of the amorphous metal core makes viable the production of transformers to operate in closed high frequency power systems - up to 1 kHz - with good operational efficiency and presenting a significant reduction of weight, space and amount of used material.

This study is a contribution for the knowledge of the amorphous metal, the influence of the frequency in the volume of equipments and the application of the transformers with amorphous metal core in high frequency power electric systems.

SUMÁRIO

CAPITULO I – INTRODUÇÃO	01
I.1 Considerações iniciais	01
I.2 Estado da Arte	03
I.3 Objetivo do Trabalho	05
CAPÍTULO II – A INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA NO PESO E NO VOLUME DOS EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS	06
II.1 Introdução	06
II.2 O Efeito da Frequência sobre o Peso do Transformador	07
II.3 Considerações	08
II.4 Análise do Efeito da Variação da Frequência nos Parâmetros Internos do Transformador	11
II.4.1 Considerações Iniciais	11
II.4.2 Efeitos da Frequência nas Resistências e Indutâncias dos Enrolamentos Primário e Secundário do Transformador	12
CAPÍTULO III – LIGAS DE METAL AMORFO	16
III.1 Introdução	16
III.2 Constituição e Tipos de Metal Amorfo	18
III.3 Características e Perdas	21

CAPÍTULO IV – TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL AMORFO	35
IV.1 Introdução	35
IV.2 Tipos de Núcleo	36
IV.3 Seleção Econômica de Transformadores	46
CAPÍTULO V – TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL AMORFO OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA	49
V.1 Introdução	49
V.2 Estudo Comparativo	49
V.3 Conclusão Parcial	55
CAPÍTULO VI – MODELAGEM MATEMÁTICA E SIMULAÇÃO	56
VI.1 Objetivo	56
VI.2 Introdução	56
VI.3 Desenvolvimento do Modelo Matemático	57
VI.4 Corrente de Magnetização	58
VI.5 Corrente de Perdas	60
VI.6 Procedimentos para a Simulação Digital	61
VI.7 Características Construtivas do Transformador	61
VI.8 Fluxograma	62
VI.9 Resultados Obtidos para o Transformador Operando em 60 Hz	63
VI.10 Resultados Obtidos para o Transformador Operando em 400 Hz	

VI.11 Conclusão Parcial	67
CAPÍTULO VII – CONCLUSÃO E ANÁLISE DO RESULTADO	68
Referências Bibliográficas	72
Apêndice A	74

TABELAS

Tabela	Descrição	Página
1	Redução percentual da seção do núcleo com a frequência	8
2	Perdas em vazio para as chapas de metal amorfo e convencionais	24
3	Características dos metais amorfos	25
4	Características da liga 2605SA1	26
5	Comparação de perdas entre transformadores de núcleo amorfo e de aço silício	33
6	Custo comparativo de núcleos de diversos materiais	35
7	Dimensões das traves de metal amorfo	41
8	Materiais dos núcleos dos transformadores selecionados	49

FIGURAS

Figura	Descrição	Página
1	Relação entre as resistências CA e CC em função da frequência para condutores de diferentes seções	13
2	Efeitos Skin e Proximidade em função da frequência para um condutor de seção circular de 95 mm ²	13
3 a	Resistência do enrolamento de alta tensão em função da frequência	14
3 b	Resistência do enrolamento de baixa tensão em função da frequência	15
4	Reatância de dispersão em função da frequência	15
5	Processo de fabricação contínua do metal amorfo	19
6	Laços de histerese do metal amorfo e do aço silício	22
7	Característica de magnetização do METGLAS 2605SA1	27
8	Curvas de perda em vazio do metal amorfo 2605SA1 Recozido sob campo magnético longitudinal	28
9	Permeabilidade magnética em função da frequência para o METGLAS 2605SA1	29
10	Variação percentual da permeabilidade magnética com a temperatura para o METGLAS 2605SA1	30
11	Variação da indução de saturação com a temperatura para o METGLAS 2605SA1	31
12	VoltAmperes por libra na magnetização do metal amorfo frente a um aço silício	32
13	Comparação de perdas	32
14	Núcleo de metal amorfo sem juntas	40

15	Núcleo de metal amorfo	41
16	Núcleo C (ou U) de metal amorfo METGLAS 2605SA1	42
17 a	Desenho esquemático plano de um núcleo trifásico de 5 colunas	42
17 b	Desenho esquemático tridimensional de um núcleo trifásico de 5 colunas	43
18	Núcleo de 5 colunas de um transformador trifásico	43
19	Montagem trifásica núcleo-bobina	44
20	Transformador montado: vista do lado da alta tensão	45
21	Transformador completado	46
22	Representação por fase de uma unidade transformadora monofásica	57
23	Diagrama de blocos	62
24	Forma de onda do fluxo magnético e do laço de histerese para a freqüência de 60 Hz	63
25	Forma de onda da corrente de excitação para a freqüência de 60 Hz	64
26	Forma de onda da tensão aplicada e da tensão induzida no secundário para a freqüência de 60 Hz	64
27	Forma de onda do fluxo magnético e do laço de histerese para a freqüência de 400 Hz	65
28	Forma de onda da corrente de excitação para a freqüência de 400 Hz	66
29	Forma de onda da tensão aplicada e da tensão induzida no secundário para a freqüência de 400 Hz	66

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O uso racional dos insumos é um dos princípios básicos da competitividade e uma necessidade sempre crescente face ao esgotamento dos recursos naturais. Tal princípio, universal, aplica-se também ao insumo energia elétrica.

É bem conhecido o fato de que o tamanho e o peso dos equipamentos elétricos, e conseqüentemente o custo, decrescem com o aumento da freqüência, mas, em contrapartida, crescem as perdas nos dielétricos, nos núcleos ferromagnéticos e, em menor escala, nos condutores.

As usuais freqüências de 50 e 60 Hz parecem guardar uma relação de compatibilidade com a velocidade angular de operação dos geradores elétricos rotativos construídos para suprir os sistemas elétricos de potência primordiais. A mudança dessas freqüências para outras que resultem em melhoria da eficiência torna-se atualmente impraticável, quando se consideram os grandes sistemas elétricos de potência, dada a capacidade das instalações elétricas que utilizam equipamentos especialmente projetados para essas freqüências, em todo o mundo.

Também é conhecido o fato de que a freqüência de 400 Hertz é o padrão utilizado pela indústria aeronáutica. A redução da eficiência dos equipamentos elétricos, provocada pelo aumento das perdas resultantes da maior freqüência, é compensada pela redução do peso e do volume dos equipamentos que devem ser transportados pelas aeronaves.

Em contrapartida, em aplicações ferroviárias, o peso do equipamento elétrico não constitui problema, ao contrário, auxilia na obtenção do lastro indispensável para a transmissão dos esforços de tração, através do atrito entre as rodas e os trilhos. Por esta razão, algumas ferrovias européias empregam as freqüências de 16 ou 25 Hertz.

O foco das futuras discussões deve estar na economia global de energia elétrica do sistema, não só em função dos custos, mas pelo esgotamento das fontes primárias e pelo aspecto de conservação ambiental.

O desenvolvimento tecnológico produziu materiais dielétricos e materiais ferromagnéticos de melhor qualidade, os quais apresentam perdas significativamente menores que os seus antecessores. Um destaque especial deve ser dado aos materiais ferromagnéticos amorfos que apresentam perdas de até 80 % menores que os materiais ferromagnéticos mais modernos.

Pelo lado da geração, temos também um horizonte diferente daquele de um recente passado. Assim, geradores rotativos acionados através de turbinas de reação, que queimam gás natural, podem operar em velocidades angulares muitos maiores que as 3.600 rotações por minuto e, assim, gerar eletricidade de freqüência superior aos usuais 50 ou 60 Hertz. Por outro lado, o forte desenvolvimento tecnológico da eletrônica de potência produziu os inversores de freqüência, que são equipamentos elétricos estáticos, altamente confiáveis, de resposta rápida e de relativamente fácil controle, com os quais a geração em alta freqüência torna-se uma realidade presente.

Cria-se, assim, a possibilidade concreta de desenvolvimento de sistemas elétricos de potência fechados – que alimentam cargas específicas – operando em alta freqüência (até 1 kHz), nos quais a eficiência global é vantajosa.

I.2 – ESTADO DA ARTE

Raros são os estudos publicados relativos ao desenvolvimento de tecnologias que visam a eficiência energética e a redução do custo dos equipamentos tendo como parâmetro a frequência.

Isto pode ser justificado pela, até recentemente, dificuldade de se obter energia elétrica em frequências diferentes dos convencionais 50 e 60 Hertz.

Dentre esses estudos destacamos:

1) Autor: José Carlos de Oliveira

“The Advantages of running offshore electrical power systems at higher frequencies” [1]

Neste trabalho o autor apresenta as relações matemáticas básicas do efeito da frequência sobre o volume e o peso dos equipamentos elétricos de uma plataforma embarcada; discute o efeito da frequência sobre as perdas e o efeito pelicular.

Analisa cuidadosamente o dimensionamento de geradores elétricos rotativos, motores de indução, reatores e transformadores, condutores para alimentação de sistemas de iluminação e potência, equipamentos de iluminação e aquecimento, equipamentos de retificação e equipamentos de controle e chaveamento.

Na análise sobre as plataformas de prospecção é observado que ocorre uma redução máxima de peso da ordem de 68% quando o sistema de alimentação passa da frequência de 50 hertz para a de 300 hertz.

Neste trabalho, pode ser observado também que para os transformadores, reatores e motores de indução, o peso é continuamente decrescente com o crescimento da frequência, porém não é analisada a eficiência desses equipamentos em função da frequência.

2) Autores: Takahashi, I e Su, G J

“A 500 Hz Power System: Power Converter and Transmission Lines” (Artigo da IEEE/IAS Ann.Meet.Conf.Rec.;;Part 1, pp. 988-995, 1989.) [2]

Neste trabalho, os autores propõem um sistema elétrico fechado operando com uma frequência de 500 Hz. Nesta frequência de operação, é analisado o comportamento de alguns dispositivos pertencentes ao sistema proposto, tais como, inversores, conversores, linha de transmissão e reguladores de tensão.

Apresentam também um sistema experimental totalmente microprocessado, composto de regulador de tensão, filtros de harmônicas e compensador de desbalanceamento de tensão (TSC).

Para tornar mais abrangente o estudo da operação deste sistema em alta frequência, apresentam um simulador de linhas de transmissão o qual possibilita análises sobre alguns tipos de faltas e ocorrências típicas destes sistemas.

Na conclusão final deste trabalho, os autores enfatizam que o sistema proposto é extremamente adequado para o fornecimento de potência elétrica em ambientes como áreas industriais, comerciais e principalmente em edifícios inteligentes onde são requisitos básicos o volume e a eficiência dos dispositivos elétricos. Não apresentam, porém, nenhum indicador de eficiência do sistema proposto bem como indicadores de custo, limitando-se a comentar que o sistema é eficiente e de custo vantajoso.

3) Autores: Takahashi, I e Su, G. J.

“A 500 Hz Power System – Applications” (Artigo do IEEE/IAS Ann.Meet.Conf.Rec.; Part 1, pp. 996-1002, 1989.) [3]

A utilização de um sistema elétrico de potência operando na frequência de 500 Hz, para a alimentação de motores de indução de alta velocidade, fornos de aquecimento indutivo - aplicados em

indústrias siderúrgicas - e cargas típicas de áreas comerciais, indústrias químicas e edifícios inteligentes (sistemas de ar condicionado e iluminação) é o tema abordado neste trabalho.

Em uma primeira análise, são discutidos os critérios e os fatores que influenciam na escolha de uma determinada freqüência de operação.

O emprego de núcleos de metal amorfo em transformadores e reatores é um fator bastante evidenciado neste trabalho.

Para destacar a importância da aplicação deste metal, comparam os resultados da eficiência de uma lâmpada fluorescente de 36 W operando com um reator convencional de núcleo de aço silício, em 60 Hz, e empregando reator com núcleo de metal amorfo, em 500 Hz. Informam que ocorre um pequeno ganho de fluxo luminoso e uma redução de 76,7 % nas perdas e no peso. Não comentam sobre a vida útil do equipamento.

I.3. OBJETIVO DO TRABALHO

O objetivo deste trabalho é o de estudar o comportamento dos transformadores elétricos de distribuição com núcleos de ligas de metais amorfos, abordando principalmente a redução das perdas elétricas e de volume. A motivação pelo presente estudo está na quantidade instalada e na diversidade de aplicações destes dispositivos, pois os mesmos são parte integrante de todos os sistemas elétricos de potência.

A utilização destes transformadores em sistemas elétricos de potência, operando com altas freqüências, para a alimentação de sistemas elétricos fechados, embarcados ou não, também são analisados e estudados.

CAPÍTULO II

A INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA NO PESO E NO VOLUME DOS EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS

II.1 – INTRODUÇÃO

No projeto global de uma instalação elétrica embarcada (plataformas de extração de petróleo no mar, navios, aeronaves e, futuramente, automóveis) um objetivo primário é manter o tamanho e o peso dos componentes tão baixos quanto possível, de maneira a praticar um custo mínimo. Isto é particularmente importante no caso das plataformas de exploração de petróleo, à medida que os principais campos se esgotam e a atenção se volta para os campos menores. É igualmente importante em aeronaves, onde a redução do peso resulta em uma economia de combustível e/ou em um aumento na capacidade de transporte de carga.

Em instalações elétricas terrestres, onde tradicionalmente se empregam as frequências fixas de 50 ou 60 Hz, cada vez mais torna-se importante a redução do espaço ocupado pelos equipamentos elétricos, mas, fundamentalmente, torna-se imperativo o ganho de eficiência global. Por essas razões, a pesquisa de sistemas elétricos de potência de alta frequência deverá progressivamente ganhar importância.

Embora neste trabalho é considerado apenas o ganho de peso dos transformadores, para um sistema elétrico convencional, todo o conjunto deve ser avaliado sob este aspecto. No caso de plataformas de prospecção, o estudo deverá incluir as turbinas a

gás, os geradores elétricos, os transformadores, a fiação, os motores de indução, os equipamentos eletrônicos, de controle, de aquecimento e de iluminação. A variedade de equipamentos pode mudar de uma a outra aplicação, mas, em todas elas, deve ser considerado o conjunto completo dos mesmos.

II.2 – O EFEITO DA FREQUÊNCIA SOBRE O PESO DO TRANSFORMADOR

A expressão da tensão induzida nos enrolamentos de um transformador pelo fluxo mútuo é

$$V = 4,44 N f B_m A \quad (\text{II.2.1})$$

onde N é o número de espiras, f é a frequência, B_m é a densidade de fluxo máxima e A é a área da seção reta transversal do núcleo.

Mantendo-se a relação volts por espira constante, assim como a densidade máxima de fluxo, o produto da frequência pela área da seção reta transversal do núcleo resulta constante. Para duas diferentes frequências f_0 e f resultará:

$$f_0 A_0 = f A \quad (\text{II.2.2})$$

onde A_0 é a área correspondente à frequência f_0 . De (II.2.2) vem que

$$A = k / f \quad (\text{II.2.3})$$

onde $k = 1/f_0 A_0$ é uma constante.

A expressão (II.2.3) mostra que a variável A (área) é continuamente decrescente com a variável f (frequência). As derivadas primeira e segunda de A em relação a f ($A' = -k / f^2$; A''

$= - 2 k / f^3$) nunca se anulam, indicando que não há frequência de mínima área nem ponto de inflexão. A redução de peso e de volume do transformador torna-se progressivamente menor à medida que cresce a frequência. O ganho percentual de peso, tomado o peso inicial como base, torna-se progressivamente menor e não há um ganho significativo para frequências acima de 240 Hz, mantidas constantes a indução máxima e a relação volts por espira, como mostra a tabela 1.

Tabela 1: Redução percentual da seção do núcleo com a frequência

Frequência	Seção	Redução (%) – base frequência anterior	Redução (%) – base frequência de 60 Hz
60	A_{60}	--	--
120	$A_{60}/2$	50	50
240	$A_{60}/4$	50	25
480	$A_{60}/8$	50	12,5
960	$A_{60}/16$	50	6,25

II.3 – CONSIDERAÇÕES

È evidente que há fatores a serem considerados que se contrapõem ao ganho de peso resultante do fato de se operar os equipamentos elétricos em mais alta frequência.

Estudos elaborados sobre a redução de peso para vários equipamentos elétricos pertencentes aos sistemas elétricos de potência podem ser conduzidos de maneira semelhante aos procedimentos desenvolvido para os transformadores em II.2. Uma boa indicação destes procedimentos pode ser encontrada em [1].

As características próprias de peso e volume reduzidos de equipamentos desenvolvidos para operar com alta frequência,

requerem considerações especiais no projeto destes visando a redução de ruído, de temperaturas de operação mais elevadas e de problemas mecânicos que surgem devido as altas velocidades rotacionais.

Uma menor superfície de dissipação do calor requer uma maior atenção sobre os dispositivos de refrigeração e ventilação bem como, aos dispositivos de proteção.

Outra consideração importante é que, a vantagem conseguida com o emprego de uma frequência mais elevada deve ser grande o suficiente para compensar o aumento dos custos associados ao desenvolvimento, projeto e fabricação do equipamento.

Segundo descrito na referência [1], no passado, quando foram analisados os sistemas elétricos de potência para frequências mais elevadas, para aplicação em aeronaves, ensaios experimentais foram realizados para uma faixa de frequências entre 50 e 800 Hz. As seguintes considerações puderam ser obtidas:

- A frequência para o mínimo peso de motores e geradores, com núcleo de aço-silício, situa-se entre os limites de 200 e 400 Hz, com uma pequena diferença de peso em toda essa faixa.
- Em relação aos transformadores, com núcleo de aço-silício, o peso decresce com o aumento da frequência. Não há um ponto de mínimo na curva de peso contra frequência embora há um ganho prático pequeno entre 200 e 800 Hz.
- A redução do peso conseguida pela opção de frequências ainda mais elevadas é compensada parcialmente pelo acréscimo do volume de ferro necessário para diminuir a

densidade de fluxo e, em conseqüência, as perdas por histerese e por correntes induzidas (perdas Foucault).

- Os motores de alta velocidade (com pequeno número de pólos e operando em altas freqüências) desenvolvem a mesma potência de saída com menor perda no ferro que os motores convencionais de 50/60 Hz.
- Os geradores de alta velocidade são vantajosos porque eles permitem uma apreciável redução no peso e conseqüentemente no seu volume.
- Na faixa entre 300 e 400 Hz, a velocidade de operação dos geradores síncrona resulta próxima a velocidades das turbinas motrizes.
- Efeitos de interferência começam a ficar significativos a partir de 800 Hz.
- A queda de tensão na fiação cresce com a freqüência e, em 800 Hz, a regulação de tensão (principalmente durante a partida de motores) é alta.
- Os efeitos, pelicular e de proximidade, não são muito significativos para a maioria das bitolas dos fios e do tamanho dos equipamentos, exceto para freqüências bem acima de 400 Hz. Portanto, até 400 Hz, a capacidade de condução de corrente da fiação não é apreciavelmente limitada.

Baseadas nestes fatos acima expostos, as indústrias aeronáuticas adotaram a freqüência de 400 Hz como padrão. Esta freqüência pareceu ser um compromisso razoável entre a economia de peso e especialmente a velocidade da turbina.

Devido ao sucesso alcançado por estas indústrias, esta frequência foi considerada uma escolha lógica para aplicação em navios e outros sistemas de potência específicos.

Este procedimento pode, no entanto, não ser válido para as plataformas marítimas ou para as instalações industriais ou comerciais não embarcadas.

II.4 – ANÁLISE DO EFEITO DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA NOS PARÂMETROS INTERNOS DO TRANSFORMADOR

II.4.1 - Considerações Iniciais

Os circuitos equivalentes usuais dos transformadores empregam parâmetros, invariáveis com a frequência, como representativos dos fenômenos eletromagnéticos que neles ocorrem. Quando são realizados estudos relacionados com frequências mais elevadas tal procedimento deve merecer atenção especial.

De fato, à medida que a frequência se eleva, parâmetros como as resistências e indutâncias podem sofrer significativas alterações.

II.4.2 - Efeitos da Frequência nas Resistências e Indutâncias dos Enrolamentos Primário e Secundário do Transformador

Existem dois fenômenos físicos que se manifestam simultaneamente nos enrolamentos de um transformador. O Efeito Skin e o Efeito Proximidade.

O Efeito Skin ou Efeito Pelicular é o resultado da não uniformidade da indutância própria através das secções retas do condutor. Como o centro do condutor é enlaçado por mais linhas de fluxo que a sua superfície, sua indutância (reatância) nesse ponto é maior que na superfície, fazendo com que a corrente

circule em menor densidade no centro do condutor. Essa distribuição de corrente faz com que a resistência CA seja maior.

O Efeito Proximidade é resultado da interação de dois ou mais condutores. Nesse caso, os campos magnéticos dos condutores próximos interagem distorcendo a distribuição de correntes dos mesmos e, conseqüentemente, alterando o valor da resistência elétrica.

A título de ilustração, a figura 1 mostra a relação entre as resistências CA e CC em função da frequência para diferentes condutores planos de secções circulares.

A figura 2 ilustra os dois efeitos (Skin e Proximidade) separadamente em função da frequência para um cabo de 95 mm².

Na figura 2, pode ser observado que para altas frequências o efeito Skin é maior, enquanto que para frequências menores sobressai-se o efeito proximidade.

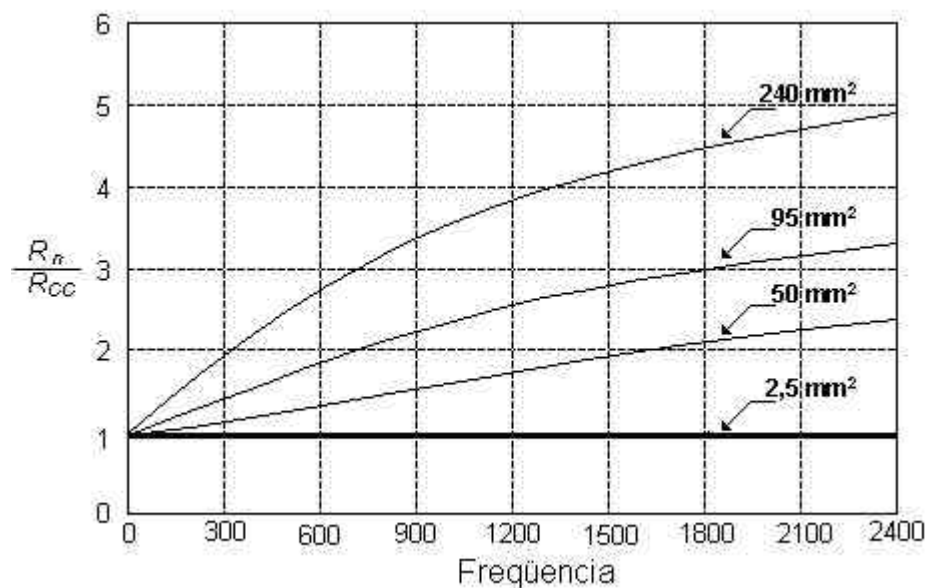


Figura 1 – Relação entre as resistências CA e CC em função da frequência para condutores de diferentes secções

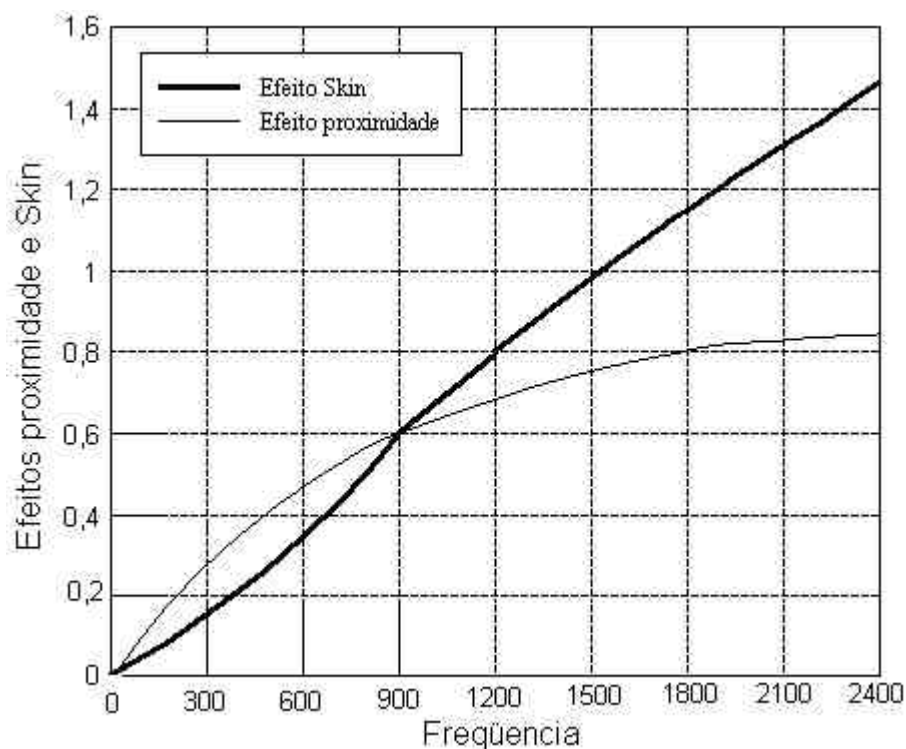


Figura 2 – Efeitos Skin e Proximidade em função da frequência para um condutor de secção circular 95 mm².

É importante observar que a precisão da modelagem desses efeitos é muito importante para estimar o aumento das perdas Joule devido às altas resistências dos enrolamentos para frequências elevadas. Entretanto, como a maioria dos transformadores possui pequenas secções transversais dos enrolamentos de alta tensão, os efeitos podem ser considerados desprezíveis para esses enrolamentos.

Contrariamente, os enrolamentos de baixa tensão possuem maiores secções transversais, estes, portanto, tem maior sensibilidade ao efeito.

As figuras 3 (a) e 3 (b) ilustram as variações das resistências ôhmicas dos enrolamentos de alta e baixa tensão em função da frequência para um transformador Siemens de 300 KVA.

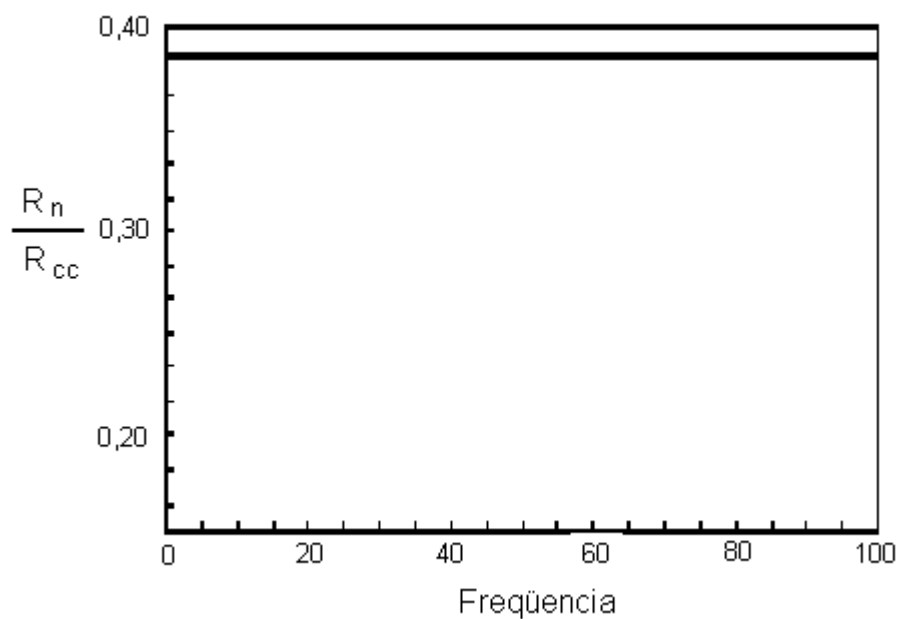


Figura 3 (a) : Resistência do enrolamento de alta tensão em função da frequência;

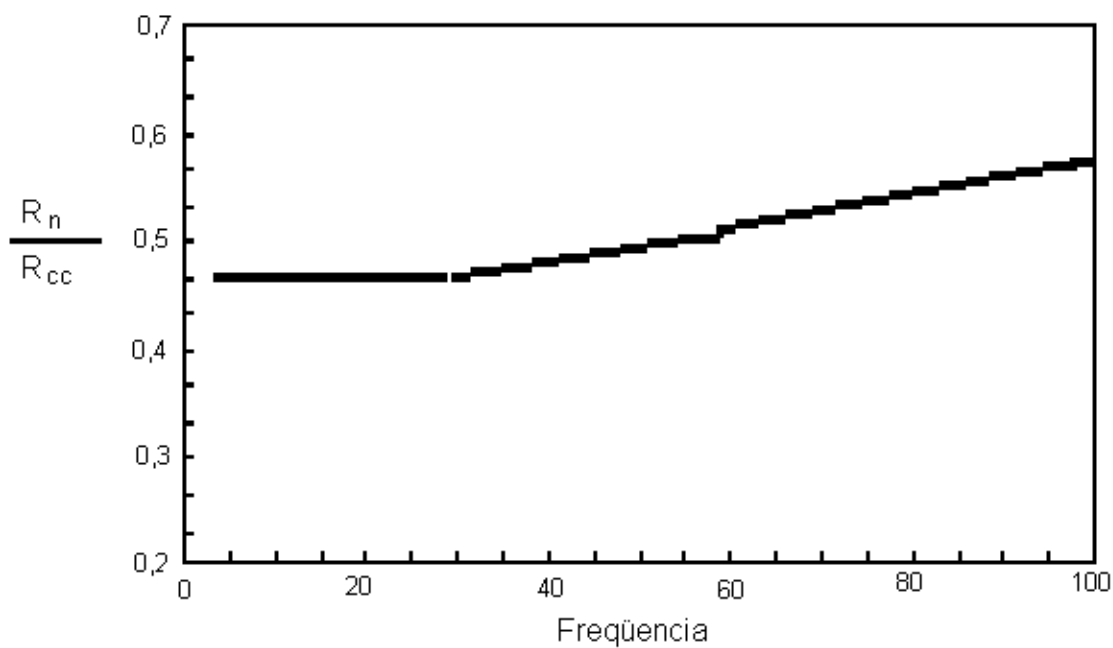


Figura 3 (b): Resistência do enrolamento de baixa tensão em função da frequência

A figura 4 mostra a variação da reatância de dispersão em função da frequência, evidenciando o seu comportamento linear.

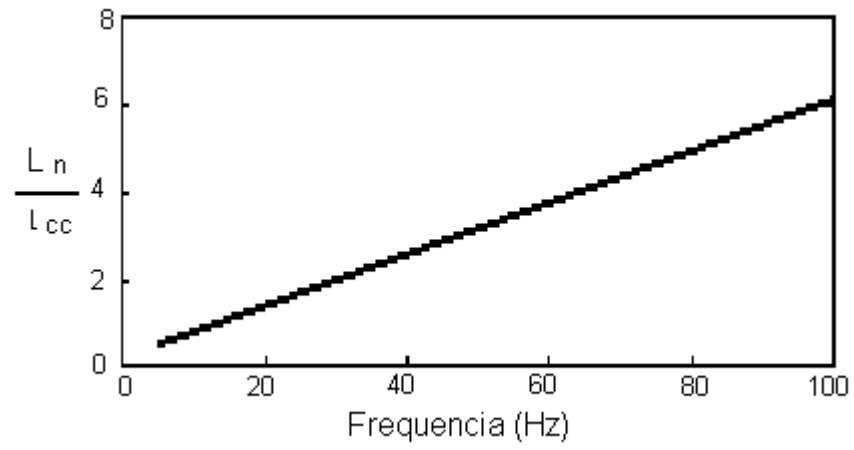


Figura 4 – Reatância de dispersão em função da freqüência

CAPÍTULO III

LIGAS DE METAL AMORFO

III.1 – INTRODUÇÃO

As características do metal amorfo são bem diferentes daquelas dos aços silício atualmente empregados na confecção dos núcleos dos transformadores e outros equipamentos eletromagnéticos.

Assim, a aplicação do metal amorfo não é uma simples substituição direta do aço silício convencional, tanto do ponto de vista de projeto magnético quanto da configuração física do equipamento.

A espessura das chapas amorfas se situa na faixa de 20 a 50 μm , bem menor portanto que a espessura das chapas de aço silício convencionais que é de 0,23 a 0,35 mm, para grãos orientados e de 0,35 a 0,64 mm para grãos não orientados.

Para uma dada seção magnética, o acréscimo resultante no número de chapas, necessárias para se montar um núcleo, tem um efeito adverso na produtividade do processo de fabricação, e o maior número de lâminas finas torna a formação de juntas do núcleo trabalhosas e caras, o que tem motivado o desenvolvimento de núcleos contínuos, sem juntas de montagem.

Um núcleo de metal amorfo, composto destas chapas finas, não suporta o próprio peso e algum tipo de suporte é necessário para manter a forma desejada do núcleo.

O metal amorfo é extremamente duro (dureza aproximadamente igual a 900 na escala Vicker). Esta característica torna excessivamente difíceis as operações de corte e de aplainamento das chapas, encurtando a vida útil das ferramentas. Portanto, as configurações

núcleo-bobina usando chapas de largura igual à produzida na fundição, com poucos cortes no material, são altamente desejáveis.

Como o metal é fundido na sua espessura final – não sendo laminado por compressão, nem aplainado – ele exibe uma superfície rugosa e apresenta variação aleatória de espessura, ao contrário dos aços silícios convencionais que são laminados por compressão em rolos. Disso resulta um fator de empilhamento baixo, da ordem de 80% a 90%, comparado ao fator de empilhamento de 95% ou mais dos aços silícios convencionais. Conseqüentemente, um núcleo de metal amorfo requer, em relação aos aços silícios convencionais, uma seção reta transversal da ordem de 10% a 20% maior para se ter a mesma seção efetiva de material.

As lâminas extremamente finas podem resultar corroídas devido a eventuais marcas deixadas pelas mãos dos operários. Por isso, e por serem extremamente cortantes, só devem ser manuseadas por pessoas equipadas com grossas luvas, botas e macacões especiais.

Os aços silícios convencionais podem ser magneticamente orientados e o estresse resultante do processo de fundição é aliviado pelo seu fabricante. Assim, novo recozimento será necessário apenas se estresse for introduzido durante o processo de manufatura do núcleo.

Os metais amorfos, ao contrário, não são magneticamente orientados e têm elevado estresse interno resultante do processo de fundição. Independente de ser ou não introduzido estresse adicional durante o processo de manufatura, o metal amorfo deve ser recozido e, preferencialmente, na presença de um campo magnético para desenvolver as melhores propriedades magnéticas.

A janela tempo-temperatura para o recozimento ótimo do metal amorfo é muito crítica; o recozimento deve ser suficiente para aliviar o máximo possível o estresse, mas deve ser suficientemente baixo para não causar a cristalização do material. Como o recozimento não elimina totalmente o estresse, é sempre desejável uma configuração bobina-núcleo que minimize a introdução de estresse na manufatura.

Pelas razões expostas, os fabricantes recomendam os seguintes cuidados no manuseio do metal amorfo, todos eles visando reduzir o estresse: usar eletromagnetos de içamento para transportar e manusear os núcleos durante o processo de montagem; usar mesa elevatória para posicionar o núcleo na posição vertical para a montagem núcleo-bobina; evitar apoiar as bobinas no núcleo, fazendo com que uma armação suporte as mesmas; evitar enrolar as bobinas fortemente sobre o núcleo; evitar apertar fortemente fitas, tiras ou outros dispositivos de fixação sobre o núcleo; evitar adesivos de baixa viscosidade que podem penetrar profundamente no núcleo; projetar a bobina e o dispositivo estrutural para resistir aos esforços resultantes de curtos-circuitos, sem sobrestressar o núcleo.

III.2 – CONSTITUIÇÃO E TIPOS DE METAL AMORFO

Os materiais ferromagnéticos amorfos são obtidos pelo resfriamento ultra-rápido de certas ligas metálicas no estado líquido, necessitando para tanto de gradientes de temperatura da ordem de 10^6 K/s. O resfriamento realizado com tal gradiente de temperatura impede a cristalização do metal, resultando numa estrutura amorfa.

O processo de fabricação do material amorfo consiste no borrifamento contínuo do metal líquido, sob alta pressão, sobre uma superfície metálica de elevada condutividade térmica que se move rapidamente, tal como um grande cilindro metálico. A largura da tira formada, que nos primórdios se situava entre 20 a 50 mm, atualmente está padronizada nos valores de 142, 170 e 213 mm. A espessura fica na faixa de 20 a 50 micro-metros, sendo da ordem de dez vezes menor que a de um aço silício de grãos orientados convencional.

A figura 5 mostra, esquematicamente, as fases do processo de fabricação do metal amorfo.

As matérias primas são carregadas e misturadas num forno de indução (A) para serem fundidas; o metal liquefeito é transferido a um acumulador (B); um bocal projeta um fino jato de metal derretido sobre

um cilindro metálico rotativo (C) para rápida solidificação; o fluxo ejetado é rapidamente resfriado para formar a tira amorfa; dimensões como a espessura e a largura da tira são medidas por instrumentos (D1 e D2) para realimentar o controle; a tira amorfa produzida é enrolada em (E).

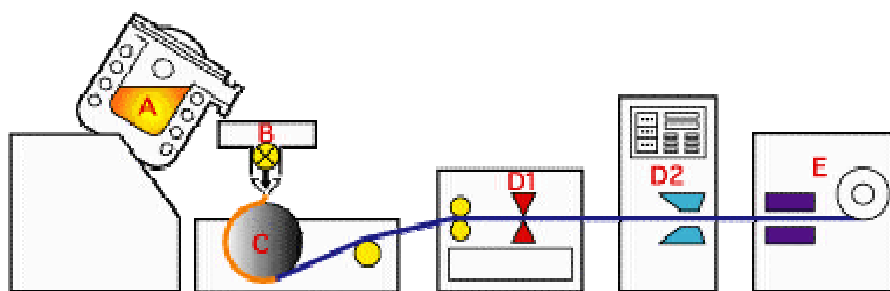


Figura 5 - Processo de fabricação contínua do metal amorfo [4]

Os metais amorfos são muito duros e quebradiços. São estáveis, química e termicamente.

A fórmula geral do tipo $M_a Y_b Z_c$ foi obtida para ligas amorfas termicamente estáveis, sendo **M** um ou mais dos metais do conjunto formado pelo Ferro, Níquel, Cobalto e Cromo; **Y** é um metal do conjunto formado por Boro, Carbono e Fósforo, e **Z** é um metal do conjunto formado pelo Alumínio, Antimônio, Silício e Germânio. A porcentagem do metal **M** situa-se na faixa de 60% a 90%, a porcentagem do metal **Y** situa-se na faixa de 10% a 30% e a do metal **Z** situa-se na faixa de 0,1% a 15%, sendo que a soma destes deve resultar igual a 100%.

O metal **Y** só foi introduzido mais recentemente e a sua finalidade é aumentar a ductibilidade da liga, característica imprescindível para se conseguir um alto gradiente de temperatura no resfriamento da liga.

Segundo Fish, G.E., *Soft magnetic materials* (1990) [5], o desenvolvimento das ligas amorfos, resumidamente, ocorreu da forma cronológica como segue: $Fe_{80}B_{20}$ (1976), $Fe_{82}B_{12}Si_6$ (1978), $Fe_{81,5}B_{13}Si_3C_2$ (1979) e $Fe_{78}B_{13}Si_9$ (1980), sendo esta última a utilizada atualmente na maioria dos projetos de sistemas elétricos.

Atualmente a AlliedSignal Honeywell [6] é a única fabricante de material ferromagnético amorfo e comercializa sete diferentes ligas metálicas amorfas, sob o nome comercial de METGLAS[®] Magnetic Alloy (Iron-based), cujas principais características são apresentadas a seguir:

METGLAS Magnetic Alloy 2605CO

Baseada em Ferro apresenta a mais alta indução de saturação (1,80T). Recomendado para sensores de campo, aplicações em blindagens e núcleos de alta frequência.

METGLAS Magnetic Alloy 2605S3A

Baseada em Ferro apresenta alta permeabilidade. Recomendado para transformadores de corrente, dispositivos de proteção de falta a terra e núcleos de alta frequência.

METGLAS Magnetic Alloy 2605SC

Baseada em Ferro apresenta laço de histerese quadrado e alta indução de saturação. Recomendado para transformadores de pulso, transformadores de potência, transdutores de corrente e dispositivos que requerem material com laço de histerese quadrado de alta saturação.

METGLAS Magnetic Alloy 2605SA1

Baseada em Ferro apresenta perdas no núcleo extremamente baixas. Recomendado para transformadores de distribuição e potência, motores, indutores de alta frequência, transformadores de corrente e dispositivos que requerem alta permeabilidade e baixa perda em baixa frequência.

METGLAS Magnetic Alloy 2705M

Baseada em Cobalto apresenta magnetostricção próxima a zero. Recomendado para sensores magnéticos, blindagens e núcleos de alta frequência.

METGLAS Magnetic Alloy 2714A

Baseada em Cobalto apresenta ultra-alta permeabilidade. Recomendado para fontes de potência chaveadas, transformadores de alta frequência, transformadores de corrente ultra-sensíveis, sensores e blindagens.

METGLAS Magnetic Alloy 2826MB

Baseada em Ferro e Níquel apresenta indução de saturação média. Recomendado para sensores de campo, blindagens e núcleos de alta frequência.

As características magnéticas e de perdas da liga amorfa METGLAS 2505SA1, recomendada pelo fabricante para uso em transformadores de distribuição, tem as características magnéticas e de perdas apresentada no item seguinte.

III.3 – CARACTERÍSTICAS E PERDAS

As perdas que ocorrem no material ferromagnético podem ser divididas em três grupos distintos: as perdas por histerese, as perdas por correntes induzidas (perdas Foucault) e as perdas suplementares.

As perdas histerese estão associadas ao trabalho de inversão dos momentos magnéticos do material a cada meio ciclo do campo magnetizador alternado. Estas perdas, quantificadas por unidade de peso ou de volume do material e por ciclo, para os aços silícios de grãos orientados ou não, são diretamente proporcionais à área interna do laço de histerese. São geralmente determinadas pela equação de Epstein (III.3.1) dada abaixo, ou seja

$$P_{\text{hist}} = k_{\text{hist}} A_{\text{laço}} B_{\text{max}}^n f \quad (\text{W/kg}) \quad (\text{III.3.1})$$

onde f é a frequência e o expoente “ n ” da indução máxima é um número próximo a 1,6.

As perdas Foucault são perdas ôhmicas provocadas pelas corrente elétrica induzidas no material ferromagnético. Tais perdas, quantificadas por unidade de peso ou de volume do material, para os aços silícios de grãos orientados ou não, são dadas pela equação abaixo, ou seja:

$$P_{\text{fouc}} = \frac{k_{\text{fouc}} B_{\text{max}}^2 h^2 f^2}{\rho} \quad (\text{W/kg}) \quad (\text{III.3.2})$$

onde h representa a espessura da chapa e ρ é a resistividade elétrica do material.

A figura 6 mostra claramente que a área do laço de histerese do metal amorfo é substancialmente menor que a área do laço de histerese do aço silício.

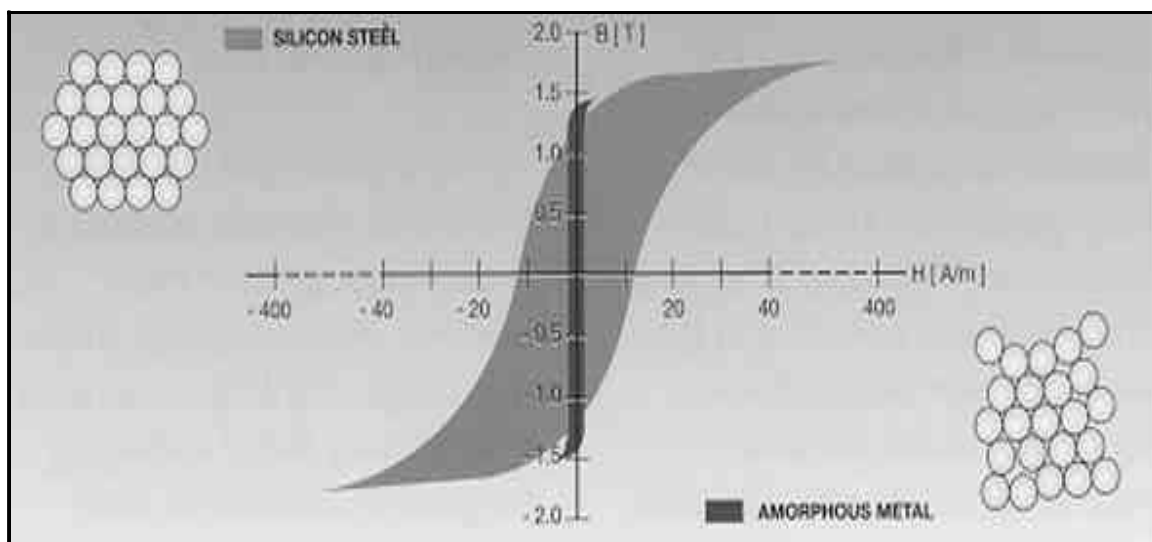


Figura 6 - Laços de histerese do metal amorfo (amorphous metal) e do aço silício (silicon steel) [7]

Assim, de acordo com a equação (III.3.1), para uma mesma frequência e uma mesma indução máxima, o material amorfo apresenta menor perda histerese.

As chapas do metal amorfo têm espessura da ordem de dez vezes menor que as chapas de aço silício convencionais, isso devido à necessidade de resfriamento ultra-rápido na fundição do metal amorfo. Assim, desconsiderando por ora a resistividade, de acordo com a equação (III.3.2), para uma mesma frequência e uma mesma indução máxima, o material amorfo tem perda inferior ao aço ferromagnético convencional.

As perdas devidas às correntes induzidas no núcleo pelo campo magnético variável é inversamente proporcional à resistividade ρ do material do núcleo, como mostrado na expressão (III.3.2). Esta grandeza também favorece o metal amorfo em relação ao aço silício, pois enquanto este tem resistividade média de $48 \mu\Omega\cdot\text{cm}$ o metal amorfo tem resistividade média de $137 \mu\Omega\cdot\text{cm}$.

Como se pode observar, as três grandezas passíveis de manipulação – a área do laço de histerese, a espessura das lâminas e a resistividade do material – são favoráveis ao metal amorfo em relação aos melhores aços silício de grãos orientados, sendo estes os melhores materiais magnéticos convencionais. Não é surpresa, portanto, o valor acentuadamente menor das perdas no núcleo de metal amorfo.

Essas conclusões foram alcançadas admitindo-se que as expressões (III.3.1) e (III.3.2) permaneçam verdadeiras para o metal amorfo. No entanto a AlliedSignal Honeywell [6], fabricante do metal amorfo 2605SA1, sugere, para o cálculo das perdas nesse material a expressão

$$P_{\text{núcleo}} (\text{W/kg}) = 6,5 [f (\text{kHz})]^{1,51} [B (\text{T})]^{1,74} \quad (\text{III.3.3})$$

onde os expoentes da frequência e da indução são ambos menores que dois, apontando, portanto, para um aumento de perda ainda menor, em função do crescimento da frequência, comparativamente aos aços silício convencionais.

A tabela 2 apresenta a perda em vazio da chapa amorfa 2605SA1 e de alguns materiais ferromagnéticos convencionais, para a frequência de 60 Hz, nas induções de operação respectivas.

Tabela 2: Perdas em vazio para as chapas de metal amorfo e convencionais.

Fabricante	Material	Espessura da chapa (mm)	Fator de Empilhamento (%)	Perda em vazio (W/kg)	Indução de operação
Honeywell	Metal Amorfo 2605SA1	0,022	89,0	0,20	1,40
Kryfs Laminations PVT. LTD [8]	Aço Silício de Grãos Orientados tipo AISI M-4	0,27	96,0	1,17	1,50
	Aço Silício de Grãos Orientados tipo AISI M-5	0,30	96,50	1,28	1,50
	Aço Silício de Grãos Orientados tipo AISI M-6	0,35	97,0	1.46	1,50
Posco (Korea) [9]	Aço Silício de Grãos Orientados tipo 27PG58	0,27	95,0	1,06	1,50
	Aço Silício de Grãos Orientados tipo 30PG172	0,30	95,5	1,13	1,50
	Aço Silício de Grãos Orientados tipo 35PG191	0,35	96,0	1,28	1,50

A tabela 3 apresenta famílias distintas de composições metálicas amorfas, cada uma delas otimizando um parâmetro independente.

A liga $Fe_{80} P_{13} C_7$ oferece as matérias primas de mais baixo custo (por usar o Fósforo e o Carbono como não-metais primários).

O $Fe_{80} B_{20}$ e o $Fe_{86} B_8 C_6$ oferecem mais elevada indução (pela substituição do Fósforo e do Carbono pelo Boro e pelo aumento da porcentagem de Ferro).

O $Fe_{80} B_{11} Si_9$ apresenta a maior estabilidade térmica (é o que apresenta a maior temperatura de Curie).

De todos esses parâmetros, o último é o mais crítico. Uma estabilidade térmica inadequada poderia limitar a produção e o uso do metal amorfo de diversas maneiras. Uma corrida de metal fundido poderia cristalizar parcialmente durante a produção do metal amorfo por solidificação rápida. Uma fita de metal amorfo poderia cristalizar durante o recozimento.

Tabela 3: Características dos metais amorfos [10]

Material	Indução de Saturação (T)	Temperatura de Curie (K)	Força Coercitiva (A/m)	Perda para 60 Hz, 1,4 T (W/kg)
Aço Silício de grãos orientados M2	2,0	1.019	24	0,7
Metal Amorfo $Fe_{80} P_{13} C_7$	1,4	587	5	-
Metal Amorfo $Fe_{80} B_{20}$	1,6	647	3	0,3
Metal Amorfo $Fe_{86} B_8 C_6$	1,75	< 600	4	0,4
$Fe_{80} B_{11} Si_9$	1,59	665	2	0,2

A liga de metal amorfo comumente usada em aplicações eletromagnéticas de potência é a METGLAS[®] Alloy 2605SA1, cujas características estão apresentadas na tabela 4.

Tabela 4: Características da liga 2605SA1[6]

Espessura típica da tira (μm)	22
Densidade (g/cm^3)	7,18
Coefficiente de expansão térmica ($\text{ppm}/^\circ\text{C}$)	7,6
Temperatura de cristalização ($^\circ\text{C}$)	505
Indução de saturação (T)	1,56
Resistividade elétrica ($\mu\Omega/\text{cm}$)	137
Temperatura de Curie ($^\circ\text{C}$)	392
Temperatura de operação contínua ($^\circ\text{C}$)	155

A figura 7 apresenta os laços de histerese do metal amorfo 2605SA1 para as condições seguintes:

- Recozido sob campo magnético de direção transversal à tira (pior característica magnética);
- Recozido na ausência de campo magnético (característica magnética intermediária); e
- Recozido sob campo magnético de direção longitudinal à tira (melhor característica magnética).

A figura 7 mostra claramente a importância do recozimento do metal amorfo, o que deve ser feito após a montagem do núcleo. Este recozimento tem três propósitos distintos: orientação magnética (requer a aplicação de um campo magnético na direção da tira durante o recozimento); alívio do estresse causado no material amorfo na sua fundição; alívio do estresse causado no metal amorfo durante a montagem do núcleo. Os dois primeiros propósitos podem ser alcançados através do recozimento do metal amorfo antes ou depois da montagem do núcleo. O terceiro propósito somente poderá ser alcançado pelo recozimento do metal amorfo após a montagem do núcleo.

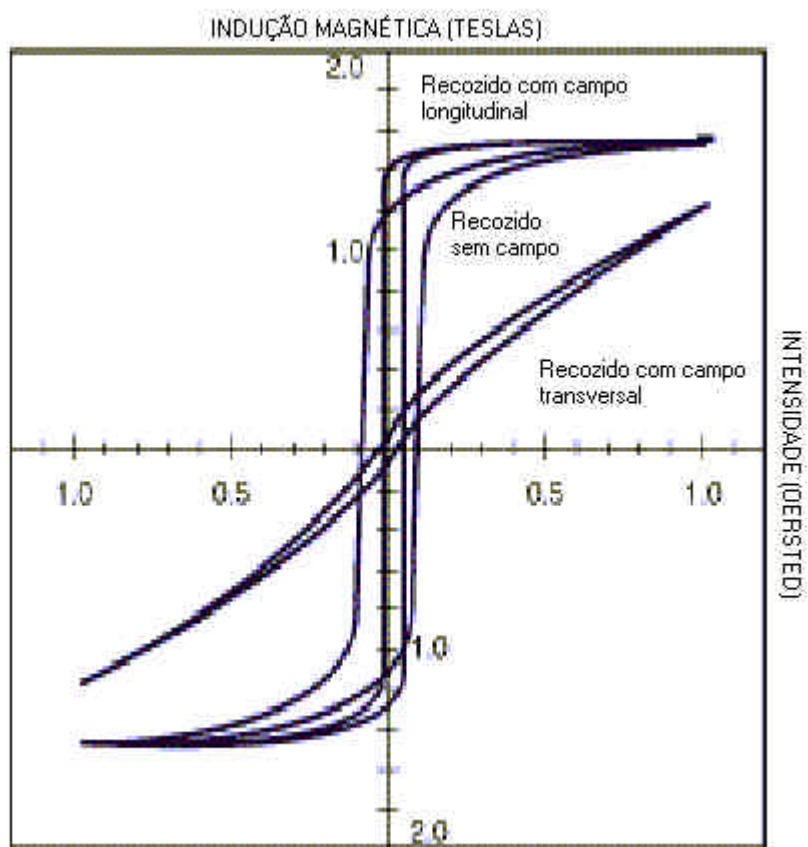


Figura 7: Característica de magnetização do METGLAS 2605SA1 [6]

A figura 8 mostra graficamente o comportamento das perdas em vazio em função da frequência de operação e da indução magnética para o metal amorfo METGLAS 2605SA1.

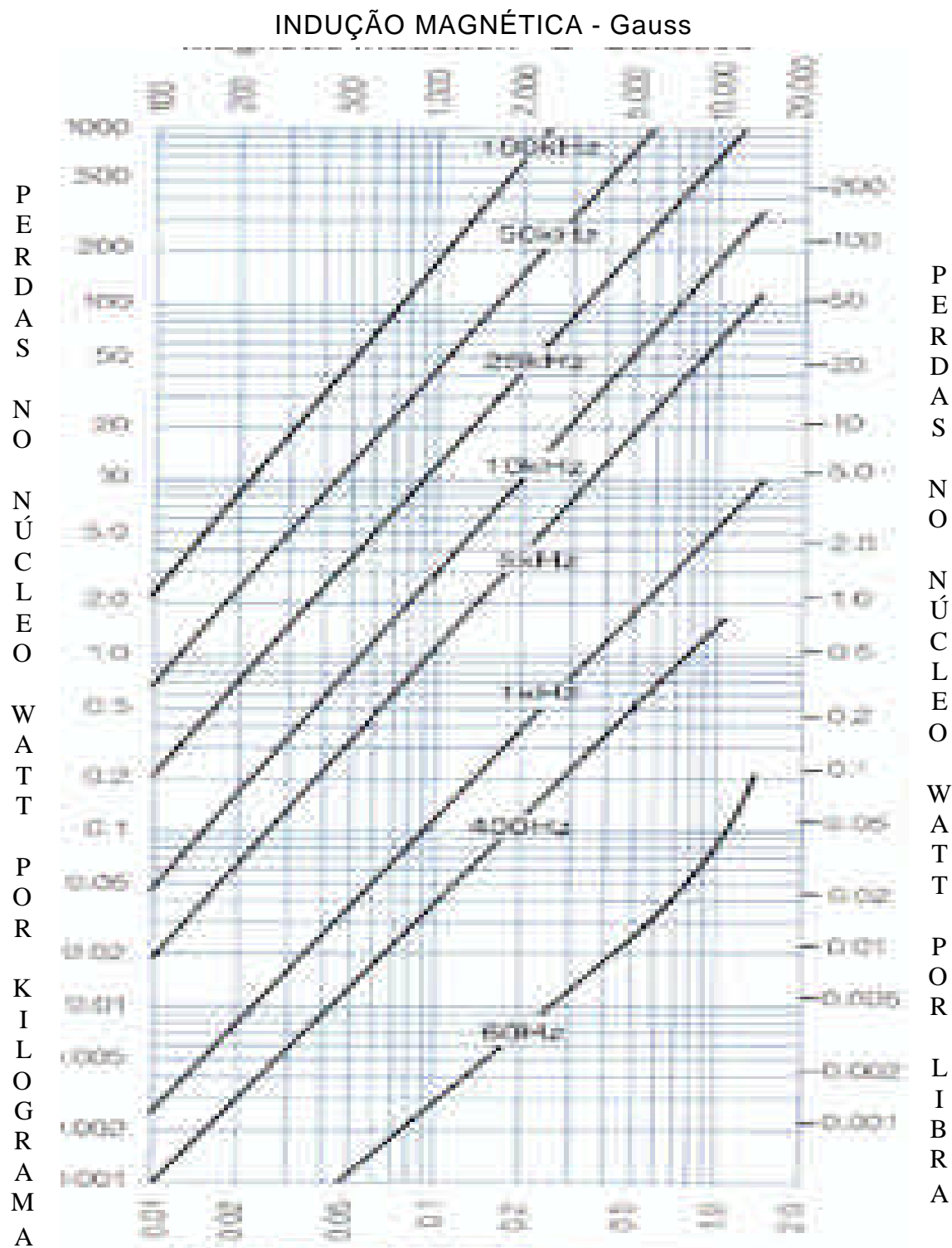


Figura 8: Curvas de perda em vazio do metal amorfo 2605SA1 recozido sob campo magnético longitudinal, a 25°C [6]

A expressão analítica das curvas da figura 8 é a expressão (III.3.3) fornecida anteriormente.

A figura 9 mostra a relação entre a permeabilidade magnética, expressa em Gauss por Oersted, e a frequência, para a temperatura ambiente, para o METGLAS 2605SA1

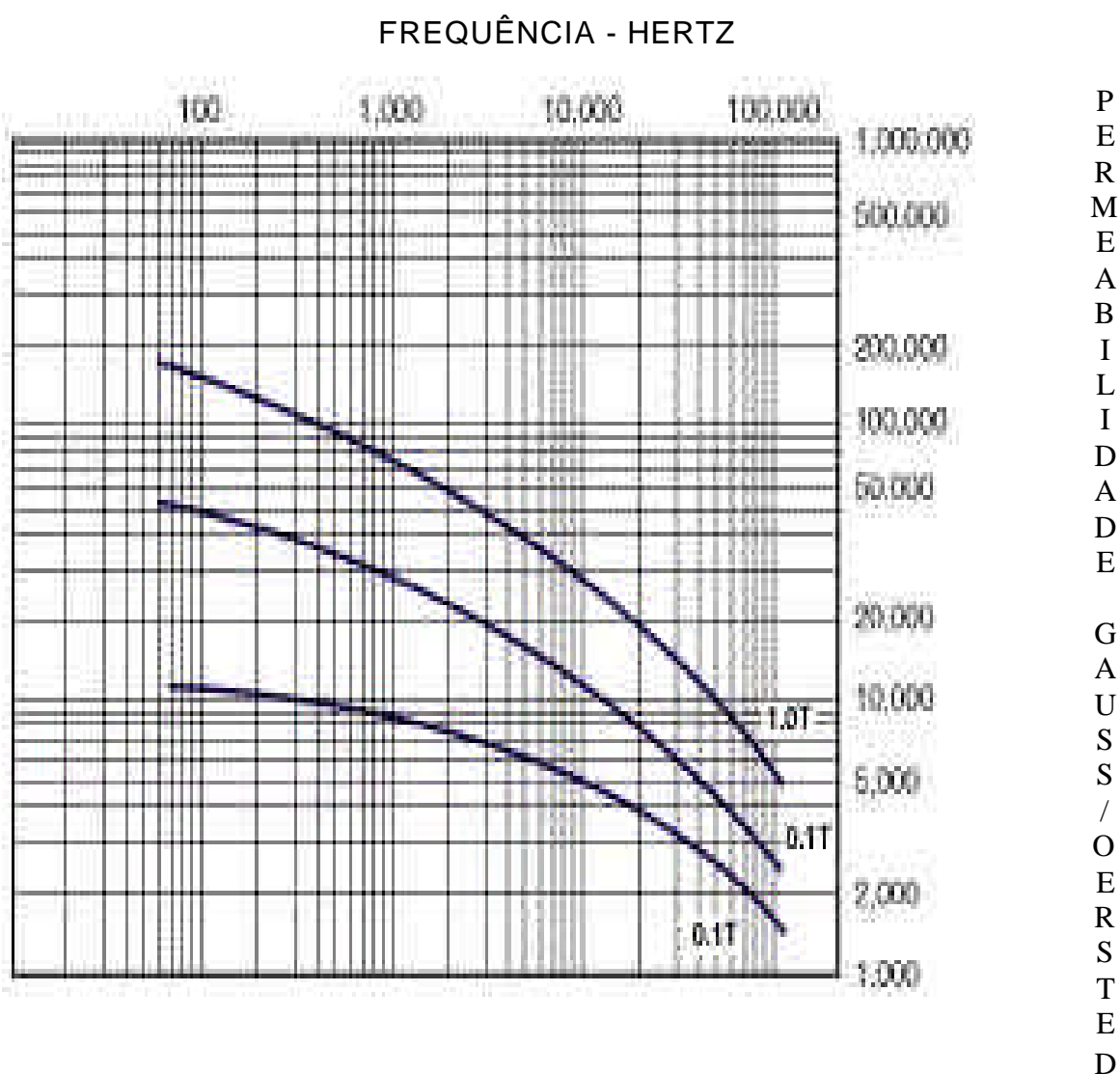


Figura 9: Permeabilidade magnética em função da frequência para o METGLAS2605SA1 a 25°C [6]

A figura 10 mostra a variação percentual da permeabilidade com a temperatura para núcleos em forma de C do metal amorfo METGLAS 2605SA1. Pode ser observado que a permeabilidade sofre uma pequena variação – crescimento de menos de 3% - quando a temperatura passa de 25°C para 140°C, e decresce mais acentuadamente quando a temperatura decresce.

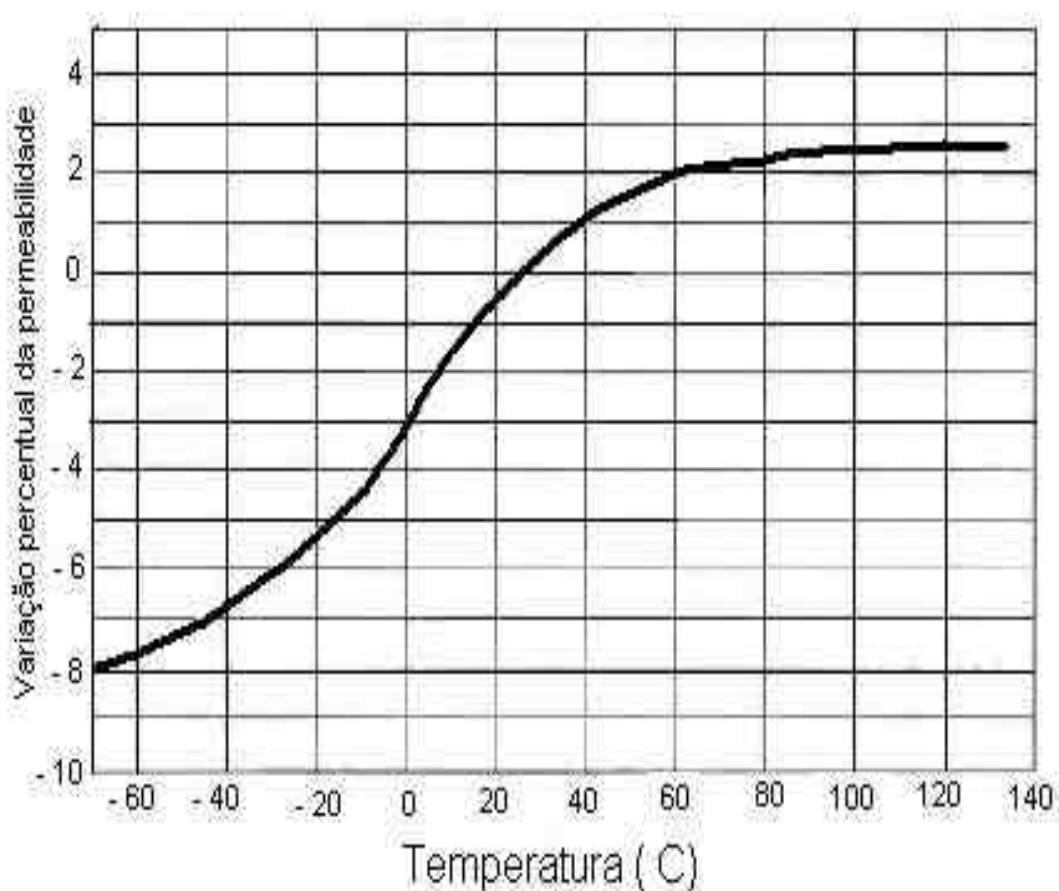


Figura 10: Variação percentual da permeabilidade magnética com a temperatura para o METGLAS 2605SA1 [6]

A figura 11 mostra para o METGLAS 2605SA1, a variação da indução de saturação com a temperatura. Pode ser observado que a indução de saturação atinge o valor de 1,4 T – valor da indução de trabalho recomendada pelo fabricante – na temperatura de 160°C, acima dos 155°C da temperatura de operação contínua.

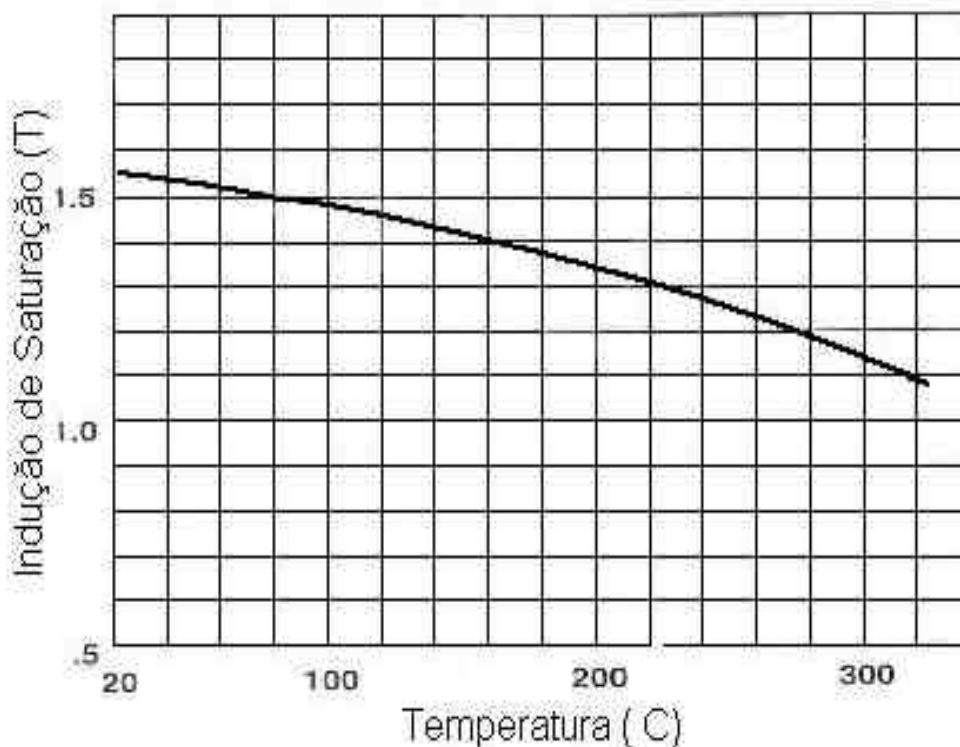


Figura 11: Variação da Indução de Saturação com a temperatura para o metal amorfo METGLAS 2605SA1[6]

O metal amorfo magnetiza mais facilmente que os metais cristalinos, o que pode ser observado na figura 6 pelo menor valor da coercividade.

Considerando-se que o produto de H (intensidade de campo magnético) pelo comprimento médio do núcleo, para um transformador com núcleo sem juntas, é igual ao produto NI (número de espiras do enrolamento vezes a corrente de magnetização), o relativamente baixo valor de H conduz a um relativamente baixo valor da corrente de magnetização e, assim, a potência necessária para magnetizar o núcleo é reduzida. Este fato fica evidenciado na figura 12. A área reduzida do laço $B-H$ para o metal amorfo, como mostrado na figura 6, indica a baixa coercividade, ou seja, a facilidade de magnetizar e, também, as baixas perdas por histerese (proporcional à área interna do laço). A figura 13 mostra as perdas totais no metal amorfo 2605S-2, em

função da indução magnética, para a frequência de 60 Hz, em face dos correspondentes para um aço silício de grãos orientados M4.

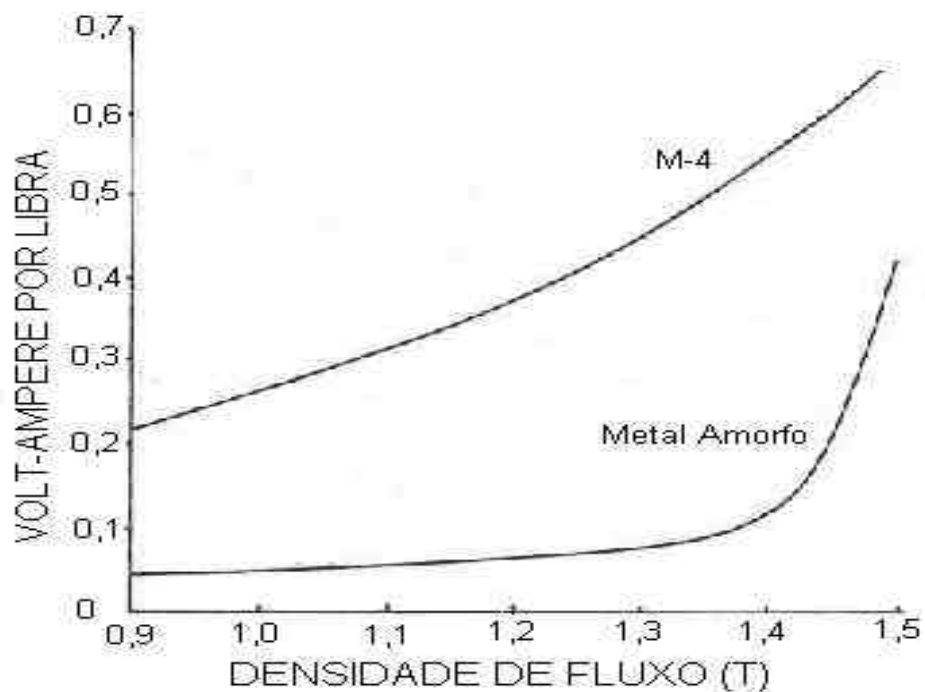


Figura 12: Volt.Ampères por libra na magnetização do metal amorfo frente a um aço silício M4 [11]

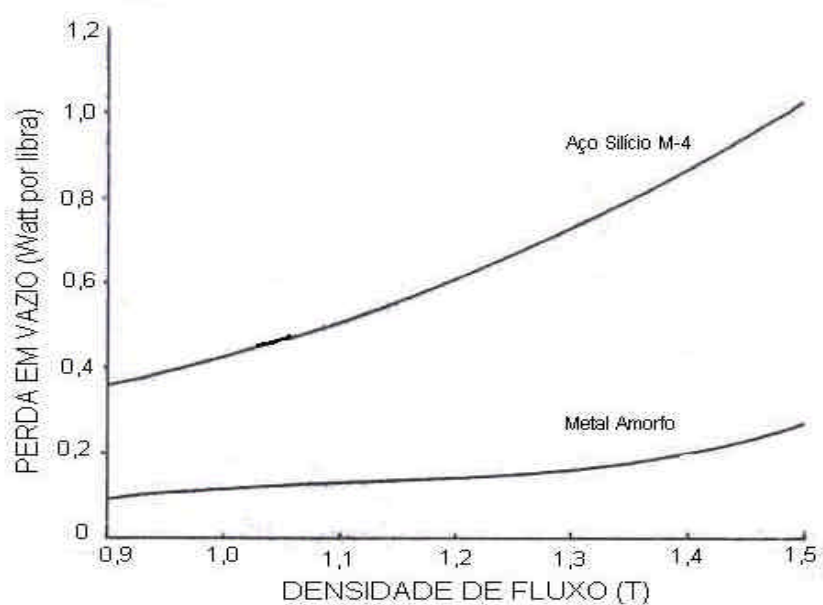


Figura 13: Comparação de perdas [11]

A comparação feita entre as perdas no metal amorfo e no aço silício, revelando serem elas bem menores no metal amorfo, pode ser agora estendida aos transformadores construídos com esses materiais.

Gustavo A. Vieira et al (2000), *Materiais Amorfos* [12], citando NG, H. W. et al, *Amorphous alloy core distribution transformers* [13], fazem uma comparação entre os transformadores de metal amorfo e os transformadores de aço silício, operando na mesma frequência.

Tabela 5: Comparação de perdas entre transformadores de núcleo amorfo e de aço silício [12]

Tipo	METAL AMORFO						AÇO SILÍCIO					
	kVA	Perdas a vazio (W)	Perdas c/ carga (W)	% I excit.	Z (%)	Massa (lb)	Perdas a vazio (W)	Perdas c/ carga (W)	% I excit.	Z (%)	Massa (lb)	
1 Φ	10	12	102	0,31	1,6	318	29	111	0,60	1,8	300	
	15	16	141	0,27	1,6	422	41	143	0,70	1,9	321	
	25	18	330	0,15	1,9	441	57	314	0,36	2,25	406	
	50	29	455	0,13	2,7	719	87	462	0,23	3,2	709	
	75	37	715	0,09	3,3	944	122	715	0,38	3,0	821	
	100	49	944	0,09	3,0	1131	142	956	0,31	4,1	2000	
3 Φ	75	51	925	0,14	4,0	2030	142	956	0,31	4,1	2000	
	150	90	1397	0,10	3,9	2870	216	1429	0,24	3,5	2900	
	300	165	1847	0,10	3,9	4360	412	2428	0,14	5,1	3600	
	500	230	3282	0,09	4,8	6090	610	3589	0,18	4,6	4900	

Comparando-se as colunas correspondentes da tabela 5, observa-se que os transformadores com núcleo de metal amorfo apresentam, em relação aos transformadores com núcleo de aço-silício, menor perda a vazio, menor corrente de excitação, perda em carga ligeiramente menor, maior peso. Os autores informam também que os

transformadores com núcleo amorfo apresentam ruído menor que os transformadores de aço-silício.

CAPÍTULO IV

TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL AMORFO

IV.1 – INTRODUÇÃO

No capítulo anterior verificou-se que os metais amorfos apresentam relativamente alta indução de saturação, estabilidades térmica e química, e, principalmente, perdas significativamente menores – em média 75% menor - que os aços silícios de grãos orientados.

Por ser um material relativamente novo e de difícil manuseio, originado de um único fabricante, o material amorfo apresenta um preço relativamente alto. A Tabela 6 mostra os dados comparativos de diferentes materiais magnéticos:

Tabela 6: Custo comparativo de núcleos de diversos materiais [14]

Material	Espessura Da chapa (mm)	Preço do material US\$/libra	Peso do núcleo (libras)	Custo do núcleo (US\$)	Perda no núcleo (W)
M19	0,45	0,68	708	623	1520
M6	0.35	0,80	682	682	760
M4	0,27	0,88	656	708	511
SA1	0,022	1,70	731	1242	87

Como pode ser observado na tabela 6, o custo de um núcleo do metal amorfo 2605SA1 é da ordem de 75% a 100% a mais que o custo de um núcleo de aço silício, sendo que esta diferença já foi da ordem de 200%.

Conhecidas as características físicas e magnéticas das ligas amorfas, tratar-se-á, a seguir, da constituição física dos núcleos dos transformadores.

IV.2 – TIPOS DE NÚCLEOS

Considerando os fatores expostos é de se esperar que o transformador de núcleo amorfo seja significativamente diferente daqueles com núcleos de aço silício. Ele terá perdas menores e maior volume. A configuração núcleo-bobina é muito diferente.

Basicamente, um transformador pode ser visualizado como dois anéis concatenados, sendo um anel o núcleo e o outro a bobina, sendo ambos totalmente independentes.

Se, por exemplo, for aumentada a área da seção reta transversal do anel núcleo, o diâmetro do anel bobina também será aumentado. Em decorrência, ocorrerá um aumento no comprimento e na resistência elétrica do fio do anel bobina, aumentando-se as perdas em carga do transformador. Para levar a perda em carga ao seu valor original, a bitola do fio condutor deve ser aumentada, aumentando o diâmetro do anel bobina e o diâmetro do anel núcleo. O aumento do diâmetro e da seção reta transversal do anel núcleo implica num aumento do peso do anel núcleo e, em conseqüência, num aumento das perdas no núcleo. Para levar as perdas no núcleo ao seu valor original é preciso aumentar a área da seção reta transversal do anel núcleo e este círculo vicioso de eventos poderá eventualmente alcançar o ponto no qual nenhum novo aumento seja necessário. Uma igual situação é alcançada se for considerada uma variação do parâmetro volts por espira. Independente do método escolhido para retornar o transformador à sua característica original de perdas, se o acréscimo original da área da

seção reta transversal do núcleo foi causada pelo uso ineficiente do espaço (isto é, por um baixo fator de empilhamento), o resultado será um significativo aumento no montante de material ferromagnético e de material condutor e, então, um significativo aumento no custo do transformador.

O indicador qualitativo mais confiável de economia da configuração núcleo-bobina está vinculado à eficiência do uso do espaço. Para o propósito dessa determinação, somente os condutores da bobina e o aço do núcleo são considerados espaço útil, todos os demais espaços são considerados como desperdiçados.

O fator de espaço do núcleo é a relação entre o espaço ocupado pelo aço do núcleo e o espaço total ocupado pelo núcleo. O espaço requerido pelo núcleo pode variar com a configuração da montagem, mesmo que a forma do núcleo não varie. Por exemplo, se uma bobina quadrada for aplicada num núcleo de seção reta transversal quadrada, o espaço requerido pelo núcleo será o próprio espaço da área do quadrado ocupado pelo núcleo, no entanto, se uma bobina circular é aplicada no mesmo núcleo, o espaço requerido pelo núcleo será a área do círculo interno à bobina. O fator de espaço da bobina é também definido de maneira similar, ou seja, pela razão entre o espaço ocupado pelo condutor e o espaço total ocupado pela bobina. Outra parcela do espaço perdido é o vazio necessário entre o núcleo e a bobina para se permitir a montagem de um sobre o outro. A medida do espaço perdido, considerando-se os fatores de espaço da bobina e do núcleo e os vazios da montagem, é um elemento importante na determinação qualitativa das possíveis configurações de montagem do transformador.

As configurações núcleo-bobina possíveis, com suas qualidades e limitações, são descritas a seguir.

A configuração toroidal pode ser considerada a mais desejável do ponto de vista magnético, posto que o núcleo e a bobina ficam muito próximos resultando em mínima dispersão de fluxo e baixa reatância. No entanto, nessa montagem o membro externo (bobina ou núcleo) não pode girar sobre o membro interno (núcleo ou bobina), o que

impossibilita a montagem contínua do membro externo, sem emendas ou junções, o que se deve evitar o mais possível, sejam essas junções do núcleo ou da bobina. Assim, o membro externo deve ser enrolado em torno do membro interno inserindo-se o fim do condutor da bobina (ou da tira de aço do núcleo) na janela central do membro interno, puxando-o fortemente sobre o membro interno para formar cada volta.

Atualmente existem máquinas que enrolam condutores de pequeno diâmetro em torno de núcleos toroidais e o número de espiras que tais máquinas podem enrolar continuamente é inversamente proporcional ao diâmetro da janela do núcleo. Isto leva a decidir entre uma grande janela (o que não é desejável economicamente porque aumenta a quantidade de material do núcleo e da bobina que envolverá o núcleo maior) ou se ter um grande número de emendas (junções) no condutor da bobina (o que é indesejável economicamente devido ao aumento do trabalho e do material necessário para se fazer as conexões). De qualquer forma, sempre existirá um indesejável buraco central.

Uma evolução da montagem anterior ocorre quando o elemento externo é redesenhado de tal forma que um dos elementos possa girar em torno do outro. Quando o elemento interno tem seção reta circular, qualquer um dos elementos pode girar em torno do outro. Com isso o elemento externo, núcleo ou bobina, pode ser enrolado continuamente sobre o elemento interno. Elimina-se, assim, o buraco central, diminuindo o espaço perdido total. Algum espaço ainda é utilizado pelos dispositivos empregados para rodar um dos membros e esse espaço é perdido do ponto de vista magnético. Se o elemento interno tiver seção reta transversal quadrada, ainda é possível se ter o elemento externo contínuo, mas, nesse caso, ocorrerá uma maior perda de espaço.

Uma nova evolução resulta se o elemento interno passar da forma toroidal para a forma retangular, sem alteração da forma das seções retas transversais dos dois elementos. Neste caso, se os dois elementos tiverem seção reta transversal circular, resultará em máximo aproveitamento do espaço e possibilidade de montagem sem juntas,

visto que o elemento externo poderá girar em torno do elemento interno. No entanto, é muito difícil se construir bobinas e núcleos de metal amorfo de seção reta transversal circular. Se os elementos tiverem seção reta transversal quadrada, fáceis de se construir, para se ter a possibilidade do elemento externo girar sobre o elemento interno, aquele deve ter diâmetro interno igual à diagonal do elemento interno, o que leva a um desperdício de espaço. Se não for possível a rotação de um dos elementos, pelo menos um deles não poderá ser contínuo e como é impraticável colocar-se juntas na bobina ela deverá ser colocada no núcleo.

Dois tipos de núcleos são possíveis: o núcleo enrolado e o núcleo de lâminas empilhadas. O núcleo enrolado pode ser feito sem juntas ou pode conter juntas para facilitar a montagem do núcleo na bobina. O núcleo de lâminas empilhadas deve possuir juntas e somente é considerado prático quando as esquinas não são curvas contínuas. É possível se construir um núcleo empilhado sem juntas, mas isso provocaria um grande desperdício de material.

Os núcleos de seção reta transversal retangular são construídos com lâminas de largura constante, que pode ser a resultante do processo de fundição. Os núcleos de seção circular são aproximados pela construção cruciforme (lâminas de duas larguras discretas), ou pela seção reta de forma poligonal (a largura das lâminas varia linearmente) ou, ainda, pela seção reta contornada (a largura das lâminas varia não linearmente para fazer exatamente a curvatura de um círculo).

As técnicas de construção das bobinas, dos núcleos e as técnicas de recozimento dos núcleos devem ser todos considerados na definição da montagem do transformador de metal amorfo.

As bobinas podem ser construídas a partir de três técnicas básicas:

- enrolar as bobinas separadamente do núcleo usando tornos ou enroladores planetários;
- enrolar a bobina girando-a em torno do núcleo enquanto ela é continuamente alimentada com condutor e isolante (o núcleo deve

- ter seção reta transversal circular para otimizar a ocupação do espaço), e
- o usando técnicas de enrolamento toroidal na aplicação do condutor e isolante em torno do núcleo.

A figura 14 mostra a fotografia de um núcleo de metal amorfo, do tipo enrolado, sem juntas.

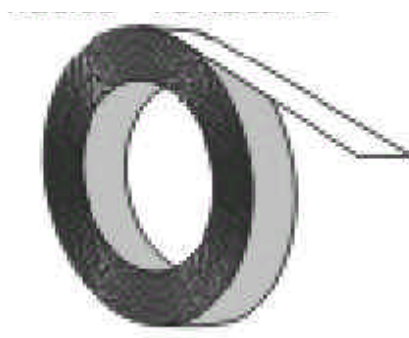


Figura 14: Núcleo de metal amorfo sem juntas

Os núcleos enrolados sem juntas podem ser construídos a partir de três técnicas básicas:

- o enrolar o núcleo separadamente da bobina usando torno e pressores;
- o enrolar o núcleo continuamente sobre a bobina enquanto ele é alimentado continuamente com uma fita do material (a bobina deve ter seção reta transversal circular para otimizar a ocupação do espaço), e
- o usando técnicas de enrolamento toroidais para aplicar o material do núcleo em torno da bobina.

Devido ao fato de que os núcleos enrolados ou empilhados, com juntas, podem ser mais facilmente montados nas bobinas previamente enroladas, apenas esses tipos de núcleos serão aqui considerados.

A Honeywell [6] recomenda que a montagem de núcleos utilizando o metal amorfo METGLAS 2605SA1 seja realizada através do empilhamento de lâminas retangulares, que devem ser mantidas unidas

por um adesivo adequado para operar continuamente em temperatura de até 155°C. Formam-se assim traves dentro dos seguintes limites lineares apresentados na tabela 7 (valores recomendados):

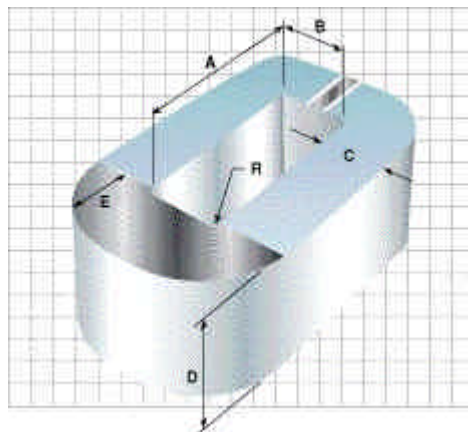


Figura 15: Núcleo de metal amorfo [6]

Tabela 7: Dimensões das traves de metal amorfo

	Mínimo (mm)	Máximo (mm)	Tolerância (mm)
Comprimento, L	50	300	0,5
Largura, W	20	50	0,5
Altura, H	10	100	0,2

Empregando-se lâminas de 22 μm de espessura consegue-se um fator de empilhamento de $89 \pm 2\%$.

As traves assim obtidas podem ser juntadas para formar diversas configurações. Nas junções das traves, formam-se entreferrros de comprimentos quase nulos, com o que se tem a formação de franjas de fluxo muito pequenas.

A Honeywell [6] comercializa núcleos de metal amorfo METGLAS 2605SA1 de diversas medidas, em forma de C, de seção reta transversal retangular. A figura 16 mostra a fotografia de um desses núcleos.



Figura 16: Núcleo C (ou U) de metal amorfo METGLAS 2605SA1 [6]

A montagem do tipo toroidal, a mais desejável do ponto de vista eletromagnético, em função da complexidade da montagem do conjunto núcleo-bobina, tem sua aplicação restrita aos pequenos transformadores, transformadores de instrumentos, pequenos reatores e dispositivos eletromagnéticos de alta frequência.

Para os transformadores de potência e os transformadores de distribuição empregam-se as construções por montagem de traves retilíneas ou pela montagem de seções do tipo C, com juntas. As figuras 17.a e 17.b mostram a montagem de seções tipo C para a formação de um núcleo de cinco colunas.

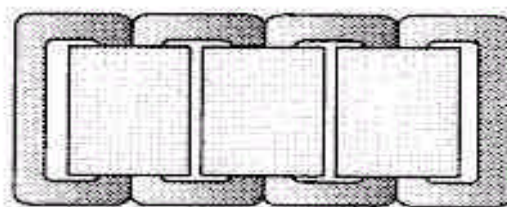


Figura 17.a: Desenho esquemático plano de um núcleo trifásico de 5 colunas

A figura 18 mostra a fotografia do núcleo de um transformador trifásico de 5 colunas, de metal amorfo, montado.

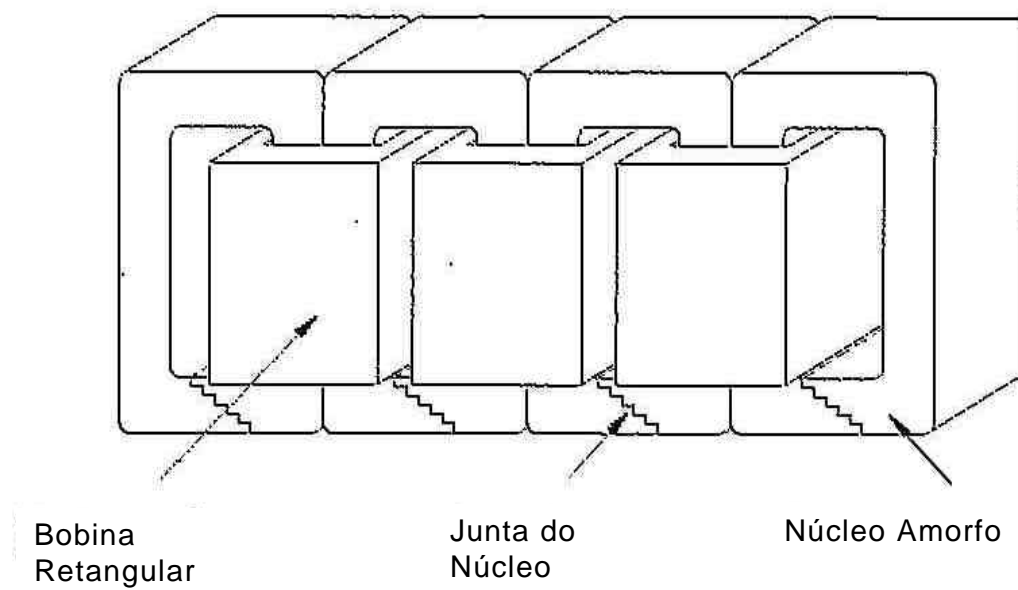


Figura 17.b: Desenho esquemático tridimensional de um núcleo trifásico de 5 colunas



Figura 18: Núcleo de 5 colunas de um transformador trifásico . [7]

A figura 19 mostra um núcleo de metal amorfo de um transformador trifásico, de 5 colunas, visto pelo lado da baixa tensão.



Figura 19: Montagem trifásica núcleo-bobinas [7]

A figura 20 mostra um transformador trifásico já montado e com as conexões completas – vista do lado da alta tensão.

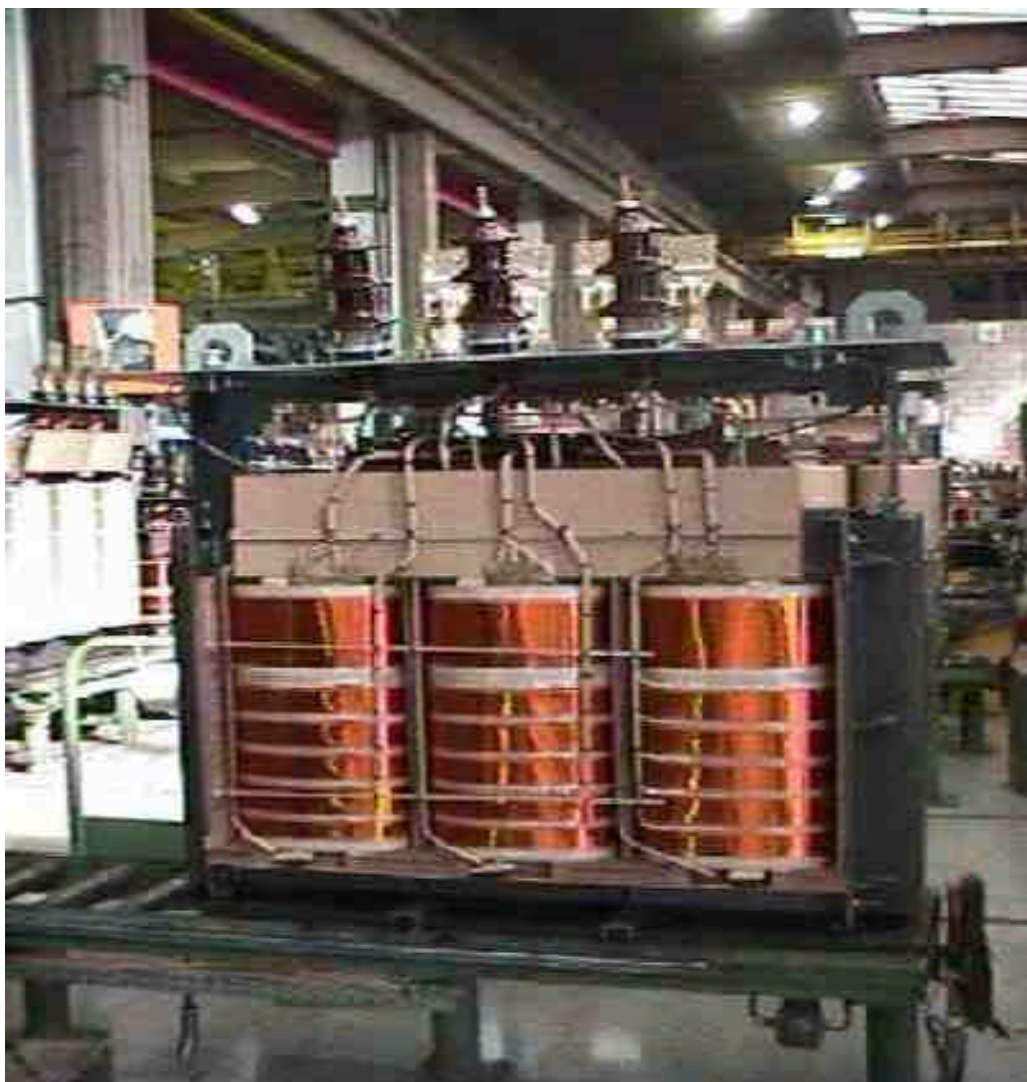


Figura 20: Transformador montado – vista do lado da alta tensão [7]

A figura 21 mostra o primeiro transformador trifásico de 5.000 kVA, de núcleo de metal amorfo, que foi comissionado no Japão (e no mundo) em agosto de 2.001.



Figura 21: Transformador completado [15]

IV.3 – SELEÇÃO ECONÔMICA DE TRANSFORMADORES

A decisão de compra entre dois transformadores de mesma potência nominal não pode ser conduzida simplesmente pela comparação dos preços de oferta das unidades. Há diversas outras variáveis que devem ser levadas em consideração na decisão de compra que resulta na melhor relação custo-benefício.

Dois diferentes métodos são usualmente utilizados na avaliação da relação custo-benefício de se substituir um transformador convencional por um transformador de metal amorfo.

O primeiro método consiste em se considerar a economia direta obtida pela disponibilidade de um diferencial de potência durante o horário de ponta na curva de carga, somada à economia de investimento em geração de energia elétrica durante a vida útil do transformador.

O segundo método, adotado pela maioria das concessionárias de serviços de eletricidade de muitos países, considera a capitalização das perdas e do custo de compra do transformador durante a sua vida útil (da ordem de trinta anos).

O procedimento adotado para se obter o custo atual capitalizado de um transformador tem por base a seguinte equação:

$$CAC = PC + A * P_0 + b * P_C \quad (IV.3.1)$$

onde CAC (moeda corrente) é o custo atual capitalizado, PC (moeda corrente) é o preço de compra do transformador, P_0 (kW) é a perda em vazio do transformador, P_C é a perda em carga do transformador, A é o fator de capitalização das perdas em vazio e B é o fator de capitalização das perdas em carga.

No preço de compra do transformador, o custo dos dispositivos de proteção e seguros devem ser incluídos. Esses custos dependem do tipo de transformador.

O valor capitalizado das perdas em vazio é a soma capitalizada do custo anual por kW das perdas em vazio, calculado por:

$$A = (CP + T * PE) * \frac{100}{CA} \quad (IV.3.2)$$

onde CP (moeda corrente/kW) é o custo anual da energia elétrica consumida no pico, PE (moeda corrente/kWh) é o preço da energia elétrica, T (horas/ano) é o tempo de operação anual do transformador - normalmente 8.760 horas - e CA (%/ano) é o coeficiente de anualidade, dado por:

$$CA = \frac{I}{\left[I - \left[\frac{100}{100 + I} \right]^n \right]} \quad (IV.3.3)$$

onde I (%/ano) é a taxa de juros líquida e n (anos) é o período de depreciação.

O custo capitalizado das perdas em carga é a soma capitalizada do custo anual por kW das perdas em carga e é calculado pela expressão:

$$B = (CP + d * T * PE) * \left[\frac{P_P}{S * \cos f} \right]^2 * \frac{100}{CA} \quad (IV.3.4)$$

onde $\cos \phi$ é o valor médio anual do fator de potência da carga, S (kVA) é a potência aparente nominal do transformador, P_P (kW) é o valor do pico de carga (máximo de 15 minutos) e d é o fator de carga para as perdas em carga do transformador na potência ativa remetida P_P , e calculado como:

$$d = \frac{\int_0^T \left[\frac{p(t)}{\cos f(t)} \right]^2 dt}{T \left[\frac{P_P}{\cos f} \right]^2} \quad (IV.3.5)$$

onde $p(t)$ (kW) é a potência ativa instantânea e $\cos \phi(t)$ é o fator de potência instantâneo da carga.

Segundo Cavalcante, L. F. e Luciano, B. A. [16], a CELB (Companhia Energética da Borborema – Queimadas, PB) utiliza os valores de 5.458,07 R\$/kW e 560,06 R\$/kW para A e B, respectivamente, para transformadores monofásicos rurais.

Conhecidos os preços de compra dos transformadores, as estimativas de suas vidas úteis e as suas perdas em vazio e em carga, podem ser calculados os custos atuais capitalizados e decidir-se por aquele que apresentar menor valor.

CAPÍTULO V

TRANSFORMADOR COM NÚCLEO DE METAL AMORFO OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA

V.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo foi desenvolvido o estudo comparativo de perdas de dois transformadores de mesmos nominais, um deles com núcleo de aço silício de grãos orientados, operando em 60 Hz, e outro com núcleo de metal amorfo, operando em 480 Hz. Um terceiro transformador, de mesmos nominais, com núcleo de metal amorfo, operando em 60 Hz, será considerado como elemento ponte entre os dois outros.

V.2 - ESTUDO COMPARATIVO

A tabela 8 abaixo apresenta as características dos materiais dos núcleos dos transformadores selecionados.

Tabela 8: Materiais dos núcleos dos transformadores selecionados

Trafo 1 : Aço silício de grãos orientados	Trafo 2 : Metal amorfo
Tipo : M-4 (espessura 0,30 mm)	Tipo : 2605SA1 (espessura 0,022 mm)
Frequência : 60 Hz	Frequência : 60 Hz
Perda no núcleo : 1,13 W/kg	Perda no núcleo = 0.20 W/kg
Indução máxima de trabalho : 1,50 T	Indução máxima de trabalho : 1,40 T
Densidade : 7,65 g/cc	Densidade : 7,20 g/cc

Inicialmente foi considerado um transformador de metal amorfo operando na frequência de 60 Hz e o outro transformador de metal amorfo (TMA) operando em 480 Hz tendo este, porém, a área da sua seção reta reduzida por um fator igual a 4 (quatro). A escolha desse fator de redução é para se ter o maior ganho prático na economia do material amorfo, como visto na seção II.2. Outras simulações, considerando outras reduções de seção, podem ser conduzidas no sentido de se otimizar o custo-benefício.

Trafo 2 : Metal Amorfo	Trafo 3 : Metal Amorfo
Frequência : $f_2 = 60$ Hz	Frequência : $f_3 = 480$ Hz
Área da seção reta : A_2	Área da seção reta : $A_3 = 0,25 A_2$
Indução máxima de trabalho : 1,40 T	Indução máxima de trabalho : 1,40 T
Número de espiras : N_2	Número de espiras : N_3
Voltagem : V_2	Voltagem : V_3
Corrente de magnetização : I_2	Corrente de magnetização : I_3

Considerando a equação da tensão induzida nos enrolamentos dos transformadores, tem-se:

$$V_2 = 4,44 f_2 N_2 A_2 B_2 \quad (V.2.1)$$

$$V_3 = 4,44 f_3 N_3 A_3 B_3 \quad (V.2.2)$$

A divisão de (V.2.1) por (V.2.2), membro a membro, e considerando as tensões e as induções máximas iguais, resulta:

$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{4,44 f_3 N_3 A_3 B_3}{4,44 f_2 N_2 A_2 B_2} = \frac{4,44 \cdot 480 \cdot N_3 \cdot 0,25 A_2 \cdot 1,40}{4,44 \cdot 60 \cdot N_2 \cdot A_2 \cdot 1,40} = 1$$

ou

$$N_3 = 0,50 N_2 \quad (\text{V.2.3})$$

Pode ser observado que o número de espiras dos enrolamentos do transformador deve ser reduzido à metade para que eles possam operar com a mesma densidade de fluxo e as mesmas tensões quando a área do núcleo é reduzida de um fator igual a 4 (quatro).

Como a indução máxima é mantida constante, a intensidade do campo magnético também se mantém constante.

$$B_3 = B_2 \quad \text{implica em se ter} \quad H_3 = H_2 \quad (\text{V.2.4})$$

A circuitação do vetor intensidade de campo magnético H ao longo do caminho médio do núcleo dos dois transformadores, admitido que não haja entreferro, valem:

$$H_2 L_2 = N_2 I_2 \quad (\text{V.2.5})$$

$$H_3 L_3 = N_3 I_3 \quad (\text{V.2.6})$$

Dividindo membro a membro as equações (V.2.5) e (V.2.6) e utilizando (V.2.3), obtém-se:

$$\frac{H_3 L_3}{H_2 L_2} = \frac{N_3 I_3}{N_2 I_2} \quad \rightarrow \quad \frac{I_3}{I_2} = \frac{N_2 L_3}{0,50 N_2 L_2} = 2 \frac{L_3}{L_2} \quad (\text{V.2.7})$$

Nas condições estabelecidas, a relação entre as correntes de magnetização depende diretamente da relação entre os comprimentos médios dos núcleos. Para se estabelecer a relação entre esses comprimentos, é preciso considerar a área da janela necessária à montagem das bobinas do transformador que opera em maior frequência.

Para que a potência aparente do transformador e as tensões sejam mantidas constantes é preciso manter inalterada a capacidade de corrente dos enrolamentos.

Os enrolamentos do transformador que opera em maior frequência, por terem os números de espiras reduzidos à metade, e por terem espiras de comprimento médio reduzido em decorrência da diminuição da seção reta transversal do núcleo, terão os seus volumes reduzidos a menos da metade, mesmo que os condutores sejam redimensionados para compensar o crescimento da densidade de corrente produzida pelo maior efeito pelicular e pela maior corrente de magnetização, o que se pode esperar de acordo com a equação (V.2.7).

Numa primeira aproximação, desprezando-se a corrente de magnetização frente à corrente de carga, o efeito pelicular, e a diminuição do comprimento médio das espiras, ter-se-á para o transformador que opera em 480 Hz um volume de enrolamento igual à metade do volume do enrolamento que opera em 60 Hz.

Nessa condição pode-se determinar a relação entre os comprimentos médios dos núcleos. Se os núcleos têm forma quadrada de lados a_2 e a_3 , os mesmos terão comprimentos médios $L_2 = 4a_2$ e $L_3 = 4a_3$. Tomando-se a relação entre as áreas das janelas dos núcleos vem:

$$\frac{S_3}{S_2} = \frac{(a_3)^2}{(a_2)^2} = \frac{1}{2}$$

ou

$$a_3 = \frac{a_2}{\sqrt{2}}$$

e

$$\frac{L_3}{L} = \frac{4 a_3}{4 a_2} = \frac{a_3}{a_2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ou

$$L_3 = \frac{L_2}{\sqrt{2}} = 0,707 L_2 \quad (\text{V.2.8})$$

O resultado obtido da equação (V.2.8) não é preciso, pois não foi levada em consideração, no cálculo da área da janela do transformador 3, a diminuição da seção do núcleo. Se tal fosse feito, o comprimento L_3 resultaria ainda menor que o dado pela equação (V.2.8). Isto compensa, em parte, o erro introduzido ao se desprezar um eventual aumento do volume dos enrolamentos que se teria na hipótese de se redimensioná-los para compensar o efeito pelicular.

A relação entre os volumes dos núcleos será:

$$\frac{\bar{V}_3}{\bar{V}_2} = \frac{A_3 L_3}{A_2 L_2} = \frac{0,25 A_2 0,707 L_2}{A_2 L_2} = 0,177 \quad (\text{V.2.9})$$

A relação entre as correntes de magnetização, sob estas condições, será:

$$I_3 = 2 \frac{L_3}{L_2} I_2 = 2 \frac{0,707 L_2}{L_2} I_2 = 1,414 I_2 \quad (\text{V.2.10})$$

Pode-se agora comparar as perdas no transformador 3, de metal amorfo (TMA), operando em 480 Hz, com as perdas no transformador 1, de aço silício de grãos orientados (TAS), operando em 60 Hz.

A seção reta transversal do núcleo de aço silício é menor que a do núcleo de metal amorfo porque as induções de trabalho são diferentes. A relação entre elas vale:

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{1,40}{1,50} = 0,933 \quad (\text{V.2.11})$$

A relação entre os volumes dos núcleos do transformador 3, de metal amorfo, para operação em 480 Hz, com o núcleo do transformador 1, de aço silício de grãos orientados, para operação em 60 Hz, considerando que os comprimentos médios dos núcleos dos transformadores 1 e 2 são iguais, vale:

$$\frac{\bar{V}_3}{\bar{V}_1} = \frac{\bar{V}_3}{\bar{V}_2} \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = 0,177 \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = 0,177 \frac{A_2 L_2}{A_1 L_1} = 0,177 \frac{A_2}{0,933 A_2} = 0,190 \quad (\text{V.2.12})$$

A perda por unidade de peso no metal amorfo para frequência de 480 Hz e indução de 1,40 T, de acordo com o estabelecido no capítulo III, será:

$$P = 6,5 \cdot (0,480)^{1,51} \cdot (1,40)^{1,74} = 3,853 \text{ W/kg} \quad (\text{V.2.13})$$

Então:

$$k = \frac{\text{perda no TMA}}{\text{perda no TAS}} = \frac{3,853 \cdot \text{peso(TMA)}}{1,13 \cdot \text{peso(TAS)}} = \frac{3,853 \cdot 7,20 \cdot \text{volume(TMA)}}{1,13 \cdot 7,65 \cdot \text{volume(TAS)}}$$

ou

$$k = \frac{3,853 \cdot 7,20 \cdot \bar{V}_3}{1,13 \cdot 7,65 \cdot \bar{V}_1} = 3,209 \cdot 0,190 = 0,610 \quad (\text{V.2.14})$$

Como pode ser observado em (V.2.14) as perdas em vazio no núcleo do transformador de metal amorfo operando em 480 Hz é 61% das perdas em vazio do transformador de aço silício operando em 60 Hz. É um resultado bastante animador.

A análise da perda em carga é conduzida tratando-se o primário e o secundário separadamente.

O secundário terá a sua resistência elétrica reduzida a menos da metade, posto que o seu enrolamento teve o número de espiras reduzido à metade, o comprimento médio das espiras diminuiu. Como a corrente se mantém inalterada, a perda no cobre do secundário é reduzida a menos da metade, desprezado o efeito pelicular.

O enrolamento primário teve, também, o número de espiras reduzido à metade e as suas espiras terão comprimento médio reduzido. Se não for redimensionado, para compensar o pequeno aumento da corrente total, aumento esse devido ao aumento da corrente de magnetização, terá a sua resistência elétrica reduzida a menos metade e terá, também, a perda em carga reduzida a menos da metade.

V.3. CONCLUSÃO PARCIAL

Concluindo essa análise comparativa, verificam-se os seguintes ganhos do transformador de metal amorfo operando em 480 Hz em relação ao transformador de aço silício operando em 60 Hz, para os materiais selecionados:

- 1) Redução de mais de 50% no volume de cobre;
- 2) Redução de mais de 50% na perda em carga;
- 3) Redução de 81% no volume do núcleo;
- 4) Redução de 39% nas perdas em vazio.

O resultado alcançado será obviamente alterado se outros materiais e/ou outras frequências forem consideradas. O valor do fator k , como determinado no item anterior, é apenas aproximado e o procedimento adotado pode ser refinado para se chegar mais próximo do valor real. Isto, porém, não invalida o estudo feito e o resultado alcançado é um indicador de que esse é um caminho a ser trilhado.

CAPÍTULO VI

MODELAGEM MATEMÁTICA E SIMULAÇÃO

VI.1 – OBJETIVO

A modelagem matemática possibilita, junto com os estudos experimentais, uma ampla investigação do comportamento dos transformadores, abordando principalmente as correntes de excitação, fluxos magnéticos e tensões induzidas, sob o ponto de vista qualitativo. Neste capítulo foi desenvolvida a modelagem matemática para transformadores monofásicos com núcleo de metal amorfo, considerando os mesmos operando em diferentes frequências.

VI.2 – INTRODUÇÃO

Ao se considerar uma unidade transformadora qualquer, há de se admitir que a mesma poderá ser concebida com diferentes arranjos magnéticos. Em razão disto, neste trabalho, foi estudado o transformador monofásico constituído por um único núcleo do tipo núcleo envolvido.

Particularmente, os transformadores monofásicos com núcleo de metal amorfo apresentam um comportamento substancialmente diferente dos transformadores com núcleo de aço silício convencionais, em se tratando das características de magnetização. Este núcleo de metal amorfo apresenta baixas perdas por Histerese e Foucault, resultando em laços de histerese com áreas bastante

reduzidas.

Devido a estas baixas perdas, as correntes de excitação, que nos transformadores convencionais alcançam valores entre 5% e 10% da corrente nominal, nestes passam a ser de aproximadamente 2,5% das perdas dos convencionais.

VI.3 – DESENVOLVIMENTO DO MODELO MATEMÁTICO

Neste desenvolvimento é utilizado o modelo do circuito elétrico representativo de um transformador monofásico, que leva em consideração os efeitos da resistência e indutância de dispersão, como proposto na figura 22 abaixo.

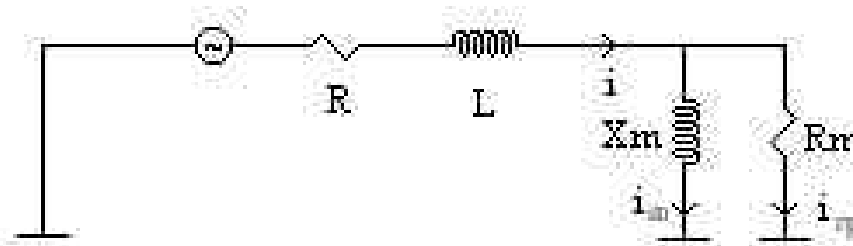


Figura 22 – Representação por fase da uma unidade transformadora monofásica

A tensão aplicada ao circuito da figura 22 pode ser escrita como:

$$v = R * i + L * \frac{di}{dt} + N * \frac{df}{dt} \text{ (Volts)} \quad (\text{VI.3.1})$$

onde: R –resistência elétrica;

L – indutância de dispersão;

X_m – reatância de magnetização;

R_m – resistência de perdas

f – fluxo magnético

A corrente de excitação, que é composta pela soma fasorial da corrente de magnetização com a corrente de perdas, pode ser escrita como:

$$i = i_m + i_{Rp} \text{ (A)} \quad (\text{VI.3.2})$$

onde: i_m – corrente de magnetização;

i_{Rp} – corrente de perdas.

VI.4 – CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO

Um dos pontos de fundamental importância neste trabalho é a forma de se avaliar e representar as características de saturação do núcleo de material amorfo.

Foi utilizada uma formulação analítica através de uma função contínua para a representação da curva de magnetização, a exemplo de trabalhos anteriores [17] e [18].

O modelo proposto admite a representação da curva de magnetização através de uma função hiperbólica do tipo:

$$H = a * \sinh(b * B) \quad (\text{VI.4.1})$$

onde: H – intensidade de campo (A*esp.);

B – densidade de fluxo magnético (Tesla);

α e β – constantes.

Foi utilizado o Software Microcal Origin Versão 4.0 para a obtenção das constantes α e β , através do ajuste da função hiperbólica à característica normal de magnetização, obtida de ensaios experimentais do material amorfo.

Como o secundário do transformador está em vazio, ou seja, não supre potência à carga, a corrente no secundário é nula, portanto a *f.m.m.* total aplicada ao circuito magnético do transformador depende apenas da corrente de excitação.

Aplicando-se a lei de Ampère ($\oint Hdl = Ni$) ao núcleo da unidade monofásica, pode ser escrito que:

$$N * i = H * \ell \quad (\text{VI.4.2})$$

onde: N – número de espiras do enrolamento primário;

H – intensidade de campo (A*esp.);

l – comprimento médio do núcleo (m).

Substituindo a corrente de magnetização na equação (VI.4.2) resulta:

$$N * i_m = H * \ell \quad (\text{VI.4.3})$$

Substituindo a equação (VI.4.1) na equação (VI.4.3), pode ser escrito que:

$$N * i_m = \mathbf{a} * \ell * \sinh(\mathbf{b} * B)$$

$$i_m = \frac{\mathbf{a} * \ell}{N} * \sinh(\mathbf{b} * B) \quad (\text{VI.4.4})$$

Relacionando a corrente de magnetização com a densidade de fluxo do núcleo, e como $B = \frac{\mathbf{f}}{S}$, podemos escrever:

$$i_m = \frac{\mathbf{a} * \ell}{N} * \sinh\left(\frac{\mathbf{b}}{S} * \mathbf{f}\right) \quad (\text{VI.4.5})$$

Chamando $\frac{a * \ell}{N} = k_1$ e $\frac{b}{S} = k_2$ e substituindo-se na equação (VI.4.5), resulta:

$$i_m = k_1 * \sinh(k_2 * f) \quad (\text{VI.4.6})$$

VI.5 – CORRENTE DE PERDAS

Através da expressão da tensão induzida $N \frac{df}{dt}$, podemos calcular a corrente de perdas, que é dada por:

$$i_{Rp} = \frac{N \frac{df}{dt}}{R_p} \quad (\text{VI.5.1})$$

onde R_p é a resistência de perdas, por fase, do circuito magnético.

Substituindo a equação (VI.3.2) em (VI.3.1) resulta:

$$v = R(i_m + i_{Rp}) + L\left(\frac{di_m}{dt} + \frac{di_{Rp}}{dt}\right) + N \frac{df}{dt} \quad (\text{VI.5.2})$$

Substituindo as equações (VI.4.6) e (VI.5.1) na equação (VI.5.2) resulta:

$$v = R[k_1 \sinh(k_2 f) + \frac{N}{R_p} \dot{f}] + L[k_1 k_2 \cosh(k_2 f) \dot{f} + \frac{N}{R_p} \ddot{f}] + N \dot{f} \quad (\text{VI.5.3})$$

onde \dot{f} representa a derivada temporal do fluxo.

Reagrupando os elementos da equação acima, podemos escrever,

$$v = R(k_1 \sinh(k_2 f)) + \dot{f} \left(L k_1 k_2 \cosh(k_2 f) + N + \frac{RN}{R_p} \right) + \ddot{f} \frac{LN}{R_p} \quad (\text{VI.5.4})$$

onde \ddot{f} representa a derivada segunda, em relação ao tempo, do fluxo magnético.

A expressão (VI.5.4) é a equação utilizada para a modelagem do transformador de núcleo de metal amorfo com dois enrolamentos.

VI.6 – PROCEDIMENTOS PARA SIMULAÇÃO DIGITAL

As simulações foram direcionadas no sentido de se obter, para frequências da tensão de alimentação de 60 Hz e 400 Hz, as formas de onda da corrente de excitação, do fluxo magnético, da histerese magnética e da tensão no secundário do transformador.

O ajuste da função hiperbólica para a representação da não linearidade magnética foi feito através do método dos mínimos quadrados, com o auxílio do programa Microcal Origin.

Nesta simulação digital, o transformador foi considerado operando com a relação de transformação igual a 1:1.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos a partir da simulação digital, no domínio do tempo, utilizando-se o software “MATLAB – SIMULINK – Versão 5.0”.

VI.7 – CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO TRANSFORMADOR

Os parâmetros elétricos nominais do transformador, bem como os seus dados construtivos, foram fornecidos por fabricantes e são apresentados abaixo.

Potência Nominal	: 1 KVA
Tensão Nominal	: 127 / 190 V
Corrente Nominal	: 7.9 / 4,55A
Numero de espiras	: 147
Área da Seção transversal	: 0.0038 m ²
Comprimento magnético	: 0.519 m
Indutância primária	: 0.0022 H
Resistância primária	: 1.0 Ω

VI.8 – FLUXOGRAMA

A figura 23 mostra o fluxograma desenvolvido para a simulação do transformador monofásico a partir da equação (VI.5.4).

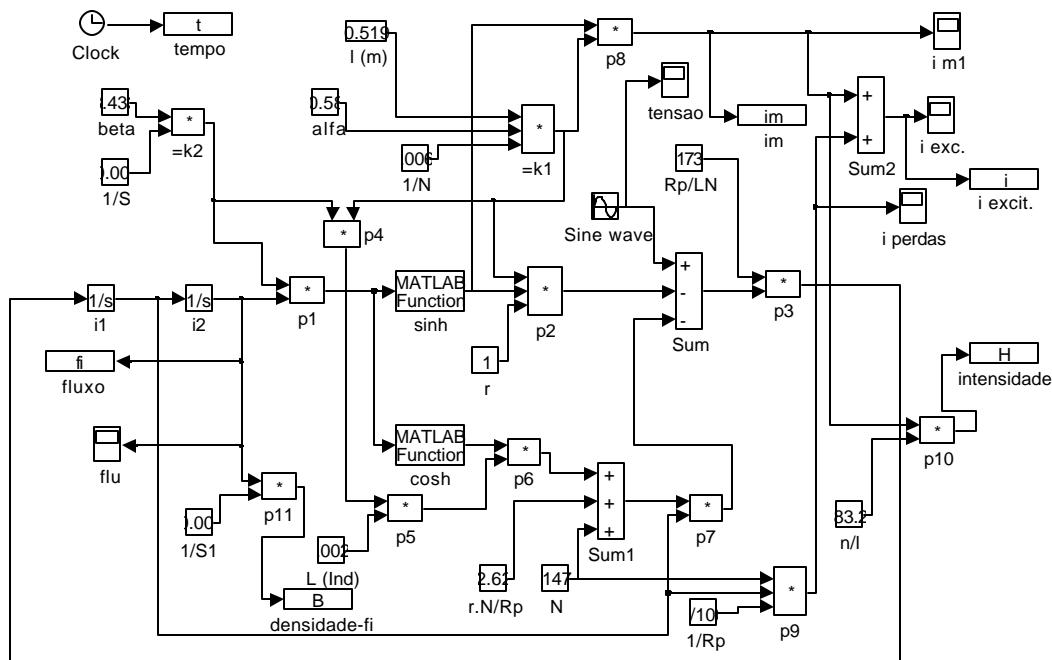
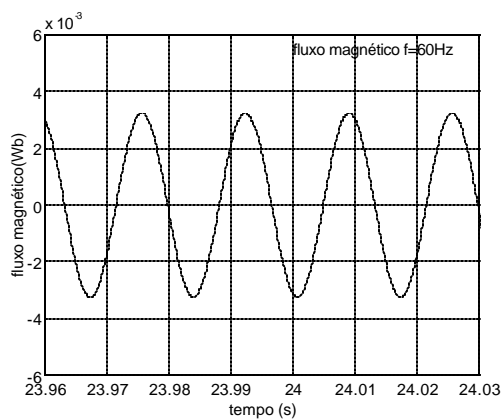


Figura 23 – Diagrama de Blocos

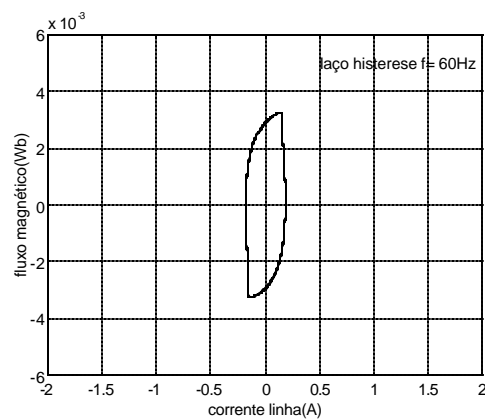
VI.9 – RESULTADOS OBTIDOS PARA O TRANSFORMADOR OPERANDO EM 60 HZ

Os gráficos da figura 24 ilustram as formas de onda do fluxo magnético (24 a) e do laço de histerese (24 b), para o transformador com núcleo de metal amorfo operando com tensão de alimentação de 127 volts, na freqüência de 60 Hz, sem suprir potência à carga.

O gráfico da figura 25 ilustra a forma de onda da corrente de excitação do transformador com núcleo de metal amorfo, operando com tensão de alimentação de 127 volts, na freqüência de 60 Hz.



(a) fluxo magnético



(b) Laço de Histerese

Figura 24 - Forma de onda do fluxo magnético e do laço de histerese para a freqüência de 60 Hz

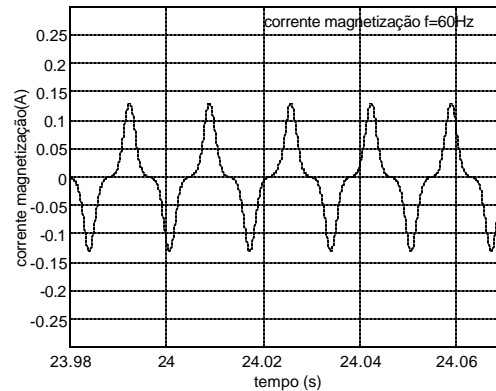
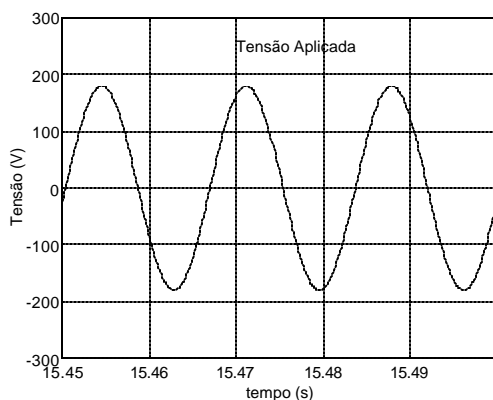


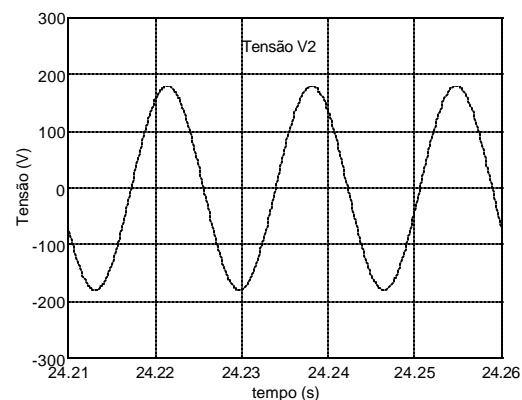
Figura 25 - Forma de onda da corrente de excitação para a frequência de 60 Hz

Analisando a forma de onda do fluxo magnético, pode ser observado que a mesma é puramente senoidal. Já a forma de onda da corrente de magnetização apresenta-se fortemente distorcida devido a não linearidade da característica de magnetização do material amorfo.

Os gráficos da figura 26 ilustram as formas de onda das tensões de alimentação (aplicada) e da tensão no secundário, para o transformador operando com relação de transformação 1:1.



(a) Tensão Aplicada



(b) Tensão Induzida no Secundário

Figura 26 - Formas de onda da tensão aplicada e da tensão induzida no secundário para a frequência de 60 Hz

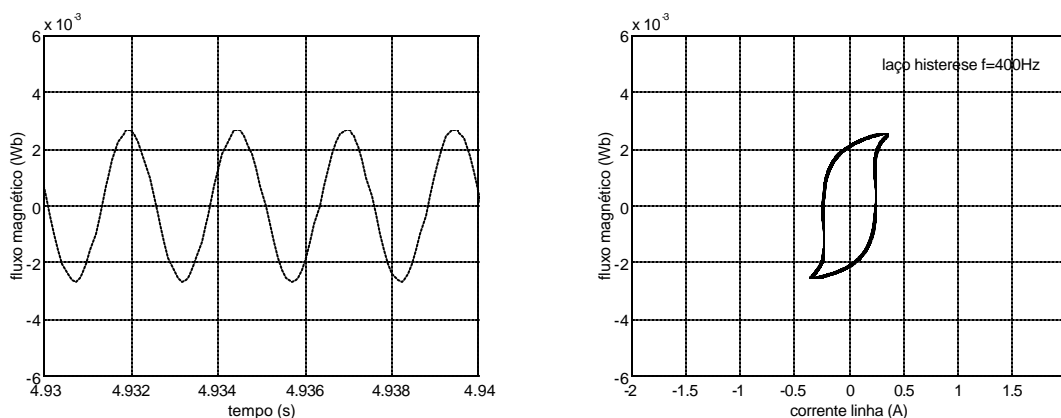
VI.10 – RESULTADOS OBTIDOS PARA O TRANSFORMADOR OPERANDO EM 400 HZ

Para a operação em 400 Hz, os números de espiras dos enrolamentos do transformador devem ser reduzidos à metade para que eles possam operar com mesma densidade de fluxo e mesmas tensões, quando a área do núcleo é reduzida de um fator igual a quatro.

Como a indução máxima é mantida constante, a intensidade de campo magnético também se mantém constante.

Os gráficos da figura 27 ilustram as formas de onda do fluxo magnético e do laço de histerese, para o transformador com núcleo de metal amorfo, operando com tensão de alimentação de 127 volts, na frequência de 400 Hz, sem suprir potência à carga.

O gráfico da figura 28 ilustra a forma de onda da corrente de excitação do transformador com núcleo de metal amorfo, operando com tensão de alimentação de 127 volts, na frequência de 400 Hz.



(a) fluxo magnético

(b) Laço de Histerese

Figura 27 - Forma de onda do fluxo magnético e do laço de histerese para a frequência de 400 Hz

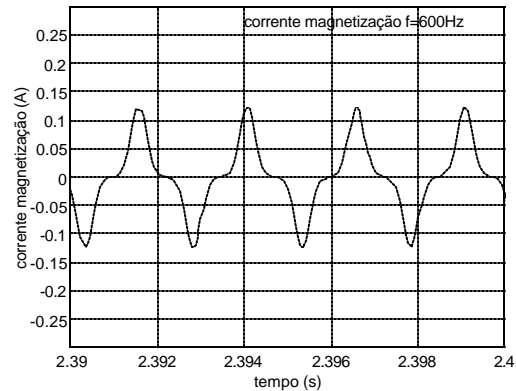
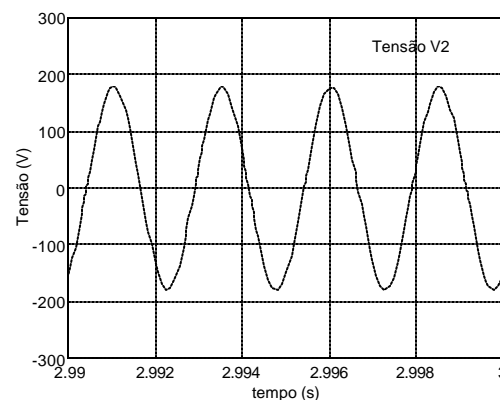
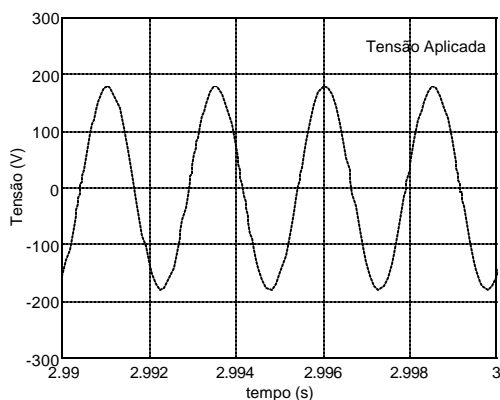


Figura 28 - Forma de onda da corrente de excitação para a frequência de 400 Hz

Analisando a forma de onda do fluxo magnético, pode ser observado que a mesma é puramente senoidal. Já a forma de onda da corrente de magnetização apresenta-se fortemente distorcida devido a não linearidade da característica de magnetização do material amorfo.

Os gráficos da figura 29 ilustram as formas de onda das tensões de alimentação (aplicada) e da tensão no secundário para o transformador operando com relação de transformação 1:1.



(a) Tensão Aplicada

(b) Tensão Induzida no Secundário

Figura 29 - Formas de onda da tensão aplicada e da tensão induzida no secundário para a frequência de 400 Hz

VI.11 – COMENTÁRIOS

A simulação digital apresentou resultados compatíveis com as análises matemáticas realizadas anteriormente. As mudanças introduzidas, tanto no número de espiras quanto na redução da área da seção reta transversal do núcleo do transformador, não alteraram significativamente a corrente de magnetização (amplitude e forma de onda). O fluxo máximo resultou diminuído em 20%, o mesmo percentual de redução da indução de saturação observada no laço de histerese, e a coercitividade resultou aumentada em 30%, aproximadamente. Assim, a área interna do laço de histerese, e conseqüentemente a perda, não são afetadas significativamente. A tensão secundária não é afetada.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÃO E ANÁLISE DO RESULTADO

Pode-se concluir que o modelo matemático proposto atendeu às expectativas com relação ao comportamento elétrico e magnético apresentado no capítulo V.

As comprovações da eficiência do modelo proposto podem ser observadas nos resultados de sua simulação digital.

Os resultados apresentados foram obtidos a partir de dados obtidos das publicações utilizadas e indicadas na referência bibliográfica. Avaliações mais precisas poderiam ser obtidas em ensaios experimentais de laboratório realizados sobre um protótipo.

A operação de sistemas de potência fechados em frequências de até 800 Hertz pode trazer ganhos significativos de peso, espaço, custo e velocidade de resposta, sem que a eficiência global seja afetada pelos problemas característicos decorrentes da alta frequência, tais como os efeitos pelicular e de proximidade, as perdas no cobre e no ferro, os fenômenos de interferência e os ruídos.

O aumento da reatância indutiva com a frequência limita o comprimento da linha de transmissão e por essa razão os sistemas de potência de alta frequência são propostos para alimentação de cargas específicas, localizadas nas proximidades da geração.

Existem cargas elétricas que operam em alta frequência com significativo ganho de eficiência, tais como os fornos de indução, os motores elétricos de alta velocidade, iluminação etc.

A geração de alta frequência pode ser conseguida em geradores rotativos de alta velocidade acionados por turbinas à gás ou pode ser obtida a partir de dispositivos eletrônicos estáticos, como os inversores de frequência. Tais inversores, por operarem alimentados por corrente contínua, possibilitam a interligação de sistemas de transmissão em

corrente contínua com sistemas de co-geração e com sistemas de geração a partir de fontes de energia solar ou eólica. Este fato confere ao sistema de potência de alta frequência uma elevada confiabilidade.

O elemento fundamental para a viabilização dos sistemas de potência de alta frequência é o desenvolvimento de materiais elétricos e magnéticos que operam com baixas perdas nas altas frequências. A engenharia de materiais tem conseguido grandes avanços nessa área e hoje estão disponíveis materiais isolantes de baixa perda dielétrica e materiais ferromagnéticos de baixa perda de histerese e de correntes induzidas.

O exercício desenvolvido no capítulo V mostrou claramente que é possível se operar um transformador com núcleo de metal amorfo, em alta frequência, com perda menor que aquela apresentada por um transformador convencional de núcleo de aço silício que opera em 60 Hz. Além da perda menor, ganha-se em espaço, peso e custo do equipamento.

Da mesma forma que o feito para os transformadores no capítulo V, estudos podem ser conduzidos para os demais equipamentos elétricos e não há razão aparente para se esperar resultados diferentes.

O maior obstáculo ao emprego maciço do metal amorfo nos transformadores está associado ao seu custo e à necessidade de adaptação das linhas de produção dos transformadores nas fábricas. Não existe nenhum obstáculo associado ao comportamento magnético, térmico e químico do material amorfo. É certo que, com o passar do tempo, haverá um barateamento do custo desses materiais, ocasionados pela eliminação de royalties, ganho na escala de produção, desenvolvimento de novas técnicas construtivas etc, o que ensejará um contínuo aumento de sua utilização.

Outro fator importante a ser considerado é que a redução das perdas implica na necessidade de uma menor geração e, assim, novas usinas geradoras poderão deixar de ser construídas, com implicações econômicas e ambientais.

Esse último fator tem assumido importância progressivamente crescente e a necessidade de se reduzir a emissão de gases na atmosfera tem levado diversos países a incentivar o uso de dispositivos que economizam energia elétrica, como os aquecedores solares e os dispositivos de conversão direta de energia solar em energia elétrica.

Segundo afirma a United States Environmental Protection Agency (EPA), no relatório “Transforming Dollars into Sense: The Economic and Environmental Benefits as High Efficiency Transformers”, [15] 55 % das perdas anuais ocorrentes na distribuição – 61 bilhões de kWh – somente nos Estados Unidos da América – ocorrem nos transformadores e se estima que o aumento de 0,1 % na eficiência dos 1 milhão de novos transformadores instalados a cada ano economizaria 2,9 bilhões de kWh, 1,78 milhão de tonelada métrica de emissão de CO₂, 13.200 toneladas métricas de SO₂ e 5200 toneladas métricas de NO_x [17].

Até recentemente, a utilização do metal amorfo esteve restrita aos reatores e transformadores, mas já se encontram motores e geradores elétricos construídos com metal amorfo em seus estatores.

A simples substituição dos transformadores comuns por transformadores de metal amorfo propicia uma elevada economia de energia e a aplicação dos transformadores de metal amorfo em sistemas de potência de alta frequência propiciará um ganho adicional de energia e de materiais.

Países como os Estados Unidos da América, Japão, Índia, China, e alguns países europeus têm substituído linhas de produção de transformadores de aço silício por transformadores de metal amorfo e criado incentivos fiscais para promover a substituição de transformadores comuns por transformadores de alto rendimento.

Acreditamos que esse caminho será futuramente seguido pelo Brasil e por tal razão entendemos ser útil à sociedade brasileira o trabalho que aqui apresentamos.

O trabalho aqui apresentado é apenas o primeiro passo de um amplo campo de pesquisa que se abre. Muito tem a ser feito no

conhecimento das características dos novos materiais, bem como no seu desenvolvimento.

Modelos matemáticos representativos da operação de equipamentos elétricos operando em altas frequências devem ser desenvolvidos. Protótipos devem ser construídos e analisados experimentalmente, para confrontar os resultados práticos com aqueles resultantes da modelagem.

É nosso propósito dar continuidade ao estudo dos sistemas elétricos de potência operando em alta frequência.

REFERÊNCIAS:

- [1] Oliveira, J.C. e Yakamini, R., *“The Advantages of running offshore electrical power systems at higher frequencies”*, Relatório Interno, 36 pgs, 1998.
- [2] Takahashi, I e Su, G.J, *“A 500 Hz Power System: Power Converter and Transmission Lines”* (Artigo da IEEE/IAS Ann. Meet. Conf. Rec, Part 1, pp. 988-995, 1989.)
- [3] Takahashi, I e Su, G.J., *“A 500 Hz Power System – Applications”* (Artigo do IEEE/IAS Ann.Meet.Conf.Rec.; Part 1, pp. 996-1002, 1989.)
- [4] Nippon Amorphous Metals Co. Ltd. (NAMCO), 6th Floor, Arca East Bldg, 3-2-1 Kinshi, Sumida-ku, Tokyo 130-0013
- [5] Fish, G.E., *Soft magnetic materials*, Proceedings of the IEEE, Vol. 78, N^o 6, pp. 974-982, 1990.
- [6] Honeywell, 440 Allied Drive, Conway, SC 29526.
- [7] Van Schevensteen, R., *Energy Efficiente Transformers Solutions*, Pauwels Trafo Belgium.
- [8] Kryfs Laminations PVT. LTD, India.
- [9] Posco, 1, Koedong-dong, Nam-gu,Pohang, Kyongsangbuk-do 790-600, Korea.
- [10] DeCristofaro, N., *Amorphous Metals in Electric_Power Distribution Applications*, Materials Research Society, MRS Bulletin, Volume 23, Number 5 (1998), p.50-56.
- [11] Boyd, E.L. e Borst, J.D., *Design Concepts for an Amorphous Metal Distribution Transformer*, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, N^o11, November 1984

- [12] G.A. Vieira, M.F. Pinto, M.J. Teixeira Jr, B.L. Fraga, S. Silveira e R.W. Oliveira, *Metais Amorfos*, 4 pgs, junho de 2000, Apostila, UFMG.
- [13] NG, H. W. et al, *Amorphous Alloy Core Distribution Transformer*, Proceedings of the IEEE, Vol. 79, N° 11, pp 1608-1623, 1991
- [14] Goethe, P.K. e Goethe, W.D., *How Core Losses Affect Operating Costs for Transformers Delivering Non-sinusoidal Loads*, Optimized Program Service, Inc., Strongville, Ohio, 2001
- [15] Cornwall Technologies Pte. Ltd., Blk 1003, Toa Payoh Industrial Park # 03-1525, Singapore 319075
- [16] Cavalcante, L.F. e Luciano, B.A., *Análise de Viabilidade Técnica/Econômica da Utilização de Transformadores com Núcleo Amorfo em Redes Rurais de Distribuição e Energia, Classe 15 kV*
- [17] Rossi, J.C., *Saturação Assimétrica em Transformadores Trifásicos*. Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas – SP, Dezembro de 1996
- [18] Ferreira, M.A. S., *A Influência da Dupla Excitação CA/CC na Demanda de Potência Reativa em Transformadores Trifásicos*. Dissertação de Mestrado, UNESP, Ilha Solteira – SP, Abril de 2001

APÊNDICE A

CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DE AÇOS SILÍCIO COMERCIAIS

Mapes & Sprowl Steel - 1100 East Devon Avenue - Elk Grove Village, IL 60007

TABELA DE PERDA MÁXIMA NO NÚCLEO (W/ib)					
	Bitola (AISI)	Espessura nominal (mm)	Bitola padrão	Indução de 15 kGauss	Indução de 17 kGauss
Grãos orientados	M-4	0.23	31	0.45	0.70
	M-5	0.28	30	0.51	0.74
	M-6SQ	0.32	--	0.58	0.83
	PQ	0.35	29	0.66	0.94
Grãos não orientados	M-15	0.35	29	1.45	
	M-15	0.47	26	1.60	
	M-19	0.35	29	1.55	
	M-19	0.47	26	1.65	
	M-22	0.64	24	2.00	
	M-22	0.35	29	1.65	
	M-27	0.47	26	1.80	
	M-27	0.64	24	2.10	
	M-27	0.35	29	1.75	
	M-36	0.47	26	1.90	
	M-36	0.64	24	2.25	
	M-36	0.35	29	1.85	
	M-43	0.47	26	2.00	
	M-43	0.64	24	2.35	
	M-43	0.35	29	1.95	
	M-45	0.47	26	2.10	
	M-45	0.64	24	2.50	
	M-45	0.47	26	2.40	
	M-47	0.64	24	2.75	
	M-47	0.47	26	2.80	
M-47	0.64	24	3.20		

ThyssenKrupp Electrical Steel

De acordo com a IEC 60.408 (1998)

Grade	Espessura (mm)	Perda máxima a 17 kG (W/lb) em 60 Hz	Mínimo J800 (T)	Mínimo fator de empilhamento
M95-23P5	0,23	1,25	1,85	0,945
M100-23P5	0,23	1,32	1,85	0,945
M103-27P5	0,27	1,35	1,88	0,950
M105-30P5	0,30	1,38	1,88	0,955
M111-30P5	0,30	1,46	1,88	0,955
M117-30P5	0,30	1,54	1,85	0,955
M125-35P5	0,35	1,64	1,88	0,960
M135-35P5	0,35	1,77	1,88	0,960

De acordo com a ASTM A876/A876M (1998)

Grade	Espessura (mm)	Perda máxima a 17 kG (W/lb) em 60 Hz	Mínimo J800 (T)	Mínimo fator de empilhamento
23Q054	0,23	1,19	1,88	0,940
27P060	0,23	1,32	1,88	0,940
27Q057	0,27	1,28	1,88	0,945
27P066	0,30	1,46	1,88	0,945

G: chapa de grãos orientados convencional testada a 1,5 T

H: chapa de grãos orientados convencional testada a 1,7 T

P: chapa de grãos orientados de alta permeabilidade testada a 1,7 T

Q: chapa de grãos orientados a laser de alta permeabilidade testada a 1,7 T

De acordo com a JIS C2553 (2000)

Grade	Espessura (mm)	Perda máxima a 17 kG (W/lb) em 60 Hz	Mínimo J800 (T) *	Mínimo fator de empilhamento
23R085	0,23	0,85	1,85	0,945
23R090	0,23	0,90	1,85	0,945
23P090	0,23	0,90	1,85	0,945

23P095	0,23	0,95	1,85	0,945
23P100	0,23	1,00	1,85	0,945
27R090	0,27	0,90	1,85	0,950
27R095	0,27	0,95	1,85	0,950
27P100	0,27	1,00	1,88	0,950
27P110	0,27	1,10	1,85	0,950
30P105	0,30	1,05	1,88	0,955
30P110	0,30	1,10	1,88	0,955
30P120	0,30	1,20	1,85	0,955
35P115	0,35	1,15	1,88	0,960
35P125	0,35	1,25	1,88	0,960
35P135	0,35	1,35	1,88	0,960

* polarização mínima a 800 A/m, em Teslas.