



André Filipe da Silva Maurício

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Construção e caracterização de um transformador de 562,5 VA com núcleo de ferro amorfo

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Anabela Monteiro Gonçalves Pronto, Prof. Doutora, FCT/UNL

Co-orientador: João Miguel Murta Pina, Prof. Doutor, FCT/UNL

Júri:

Presidente: Doutor Rui Manuel Leitão Santos Tavares

Arguente: Doutor Mário Fernando da Silva Ventim Neves



Março de 2014

Construção e caracterização de um transformador de 562,5 VA com núcleo de ferro amorfo

Copyright © André Filipe da Silva Maurício, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Este documento não foi escrito ao abrigo do novo acordo ortográfico.

Aos meus pais e avós por sempre me terem apoiado.

Aos meus amigos e restante família.

Agradecimentos

Queria agradecer em primeiro lugar aos meus orientadores, Professora Anabela Pronto e Professor João Murta Pina, por todo o apoio e disponibilidade demonstrados, quer ao longo da minha dissertação, mas também durante todo o meu percurso académico na Faculdade de Ciências e Tecnologia.

À Faculdade de Ciências e Tecnologia, em especial ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e aos seus professores, por me terem dado a possibilidade de completar o meu curso.

Aos meus colegas de laboratório, principalmente ao Nuno Vilhena, Pedro Arsénio, Nuno Amaro, que se mostraram sempre disponíveis para ajudar.

Aos amigos que fiz ao longo dos anos neste curso e que me vão marcar para o resto da vida, cada um à sua maneira

Aos meus amigos de longa data, que nunca me deixaram de incentivar e apoiar. Um agradecimento especial para os que se disponibilizaram a ajudar na construção das bobinas do transformador, a Miriam Gonçalves, Sérgio Santos, André Gonçalves e Paulo Figueira, que sem eles tudo teria sido mais difícil.

À memória dos meus avós maternos e do meu avô paterno, que partiram cedo de mais, sem me ver concluir o curso.

Aos meus pais e avó paterna que me acompanham desde sempre e podem ver o resultado de muitos anos de trabalho. Tudo o que alcancei ao longo da vida é resultado do seu apoio incondicional.

Por fim, um agradecimento à Metglass, Inc. e ao Dr. R. Hasegawa por terem gentilmente cedido o núcleo utilizado nos ensaios.

Resumo

Nos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia, os transformadores de potência são um dos componentes mais comuns e importantes. Deste modo, o desempenho dos transformadores é fundamental para a eficiência global dos sistemas. Para otimizar a eficiência dos transformadores, a escolha do material ferromagnético a usar para a construção do núcleo, é um factor muito importante. Por exemplo, o uso de um material ferromagnético amorfo no núcleo de um transformador, em vez de aço silício, reduz as perdas magnéticas totais do dispositivo. Outra possível solução para aumentar a eficiência dos sistemas de distribuição de energia, é a instalação de transformadores supercondutores de alta temperatura (SAT), normalmente arrefecidos em azoto líquido a 77 K. Deste modo, um transformador de 562,5 VA com núcleo de ferro amorfo foi projectado e construído e as suas propriedades magnéticas mais importantes foram medidas à temperatura ambiente, e à temperatura criogénica para deste modo contribuir para uma melhoria da eficiência dos transformadores supercondutores. De seguida, foram comparadas com as propriedades magnéticas de um transformador com núcleo de aço silício de grão orientado. As perdas magnéticas totais do material amorfo à temperatura ambiente e criogénica, os parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz e a impedância de curto-circuito são apresentadas e discutidas. Foi também caracterizado o comportamento do transformador em carga determinando, por exemplo, o rendimento e a regulação da tensão em função da carga do transformador. Aspectos de construção do transformador são também abordados.

Termos-chave: Transformadores de Potência, Núcleo de ferro amorfo, Propriedades magnéticas, Esquema equivalente de Steinmetz.

Abstract

In energy generation, transmission and distribution systems, power transformers are one of the most common and important components. Consequently, the performance of these transformers is crucial to global efficiency of the systems. To optimize transformers efficiency, the selection of an adequate ferromagnetic material is very important. For example, the use of amorphous ferromagnetic materials in transformer cores, replacing crystalline electrical steels, decreases total magnetic losses of the device. Other possible solution to increase energy systems efficiency, is the installation of high temperature superconducting power transformers (HTS transformers), normally cooled by liquid nitrogen at 77 K. In order to contribute to HTS transformer efficiency improvement, a 562.5 VA transformer with an amorphous ferromagnetic core was designed and built. For this core, the most important magnetic properties are measured at room and cryogenic temperature, and then compared with those of a typical crystalline grain-oriented electrical steel. Amorphous material magnetic losses (static and dynamic) at room and 77 K, Steinmetz circuit parameters and short circuit impedance are presented and discussed. It was also characterized the behavior of the load transformer by determining, for example, the performance and voltage regulation according to the load of the transformer. Modeling aspects are also addressed.

Index Terms : Power transformers, Amorphous ferromagnetic core, Magnetic properties, Steinmetz Circuit.

Índice

1	Introdução	1
1.1	Motivação.....	1
1.2	Objectivos.....	2
1.3	Organização da dissertação.....	2
1.4	Contribuições Originais	3
2	Estado da Arte	5
3	Fundamentos Teóricos	15
3.1	Materiais magnéticos	15
3.1.1	Curva de primeira magnetização	15
3.1.2	Ciclo de histerese magnética	17
3.1.3	Materiais magnéticos macios.....	19
3.1.3.1	Aços de grão não orientado (GNO).....	19
3.1.3.2	Aços de grão orientado (GO)	20
3.1.3.3	Aços de baixo carbono.....	22
3.1.4	Perdas Magnéticas	22
3.1.4.1	Perdas Estáticas	23
3.1.4.2	Perdas Dinâmicas.....	23
3.2	Transformadores com núcleo amorfo.....	25
3.2.1	Metal Amorfo.....	25
3.2.2	Principais características dos núcleos de ferro amorfo	28
3.3	Princípios básicos de funcionamento de um transformador	31
3.3.1	Equações gerais do transformador	33
3.3.2	Ensaio do transformador em vazio e em curto-circuito.....	36
4	Procedimento experimental, resultados obtidos e discussão	41
4.1	Dimensionamento e caracterização do núcleo	41
4.2	Determinação das propriedades magnéticas do núcleo amorfo	43
4.2.1	Procedimento experimental	43
4.2.2	Resultados obtidos e discussão.....	47
4.3	Obtenção dos parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz.....	55
4.3.1	Ensaio do transformador em vazio	55
4.3.2	Ensaio do transformador em curto-circuito.....	55
4.3.3	Esquemas equivalentes de Steinmetz e discussão dos resultados obtidos	56

4.4	Ensaio do transformador em carga	58
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	63
	Bibliografia.....	66
	Apêndice.....	69
1.	Núcleo ferromagnético	69
2.	Suporte bobinas de cobre	70

Índice de tabelas

Tabela 2.1-Comparação das características dos 4 núcleos amorfos	9
Tabela 2.2- Transformadores monofásicos com núcleo de ferro amorfo de diferentes potências nominais	11
Tabela 2.3-Transformadores trifásicos com núcleo de ferro amorfo de diferentes potências nominais	11
Tabela 2.4-Exemplos de protótipos de transformadores com núcleo de ferro amorfo	12
Tabela 2.5-Exemplos de protótipos de transformadores com núcleo de ferro amorfo (Continuação)	13
Tabela 2.6-Exemplos de protótipos de transformadores com núcleo de ferro amorfo (Continuação)	14
Tabela 3.1- Principais vantagens e desvantagens do ferro amorfo em comparação com os aços silício.....	31
Tabela 4.1 Características do transformador com núcleo de ferro amorfo.....	43
Tabela 4.2- Principais características do aço silício utilizado para construir AP	47
Tabela 4.3-Resultados do ensaio em vazio	55
Tabela 4.4- Parâmetros do ensaio em vazio	55
Tabela 4.5-Resultados do ensaio em curto-circuito.....	56
Tabela 4.6-Parâmetros do ensaio em curto-circuito.....	56
Tabela 4.7-Resultados obtidos nos ensaios transformador em carga, à temperatura ambiente.	58
Tabela 5.1- Resumo das características e resultados obtidos nos ensaios de NA à temperatura ambiente e à temperatura criogénica	64

Índice de figuras

Figura 2.1- Transformador trifásico supercondutor de núcleo amorfo de 630 kVA.....	5
Figura 2.2- Núcleo cruciforme	6
Figura 2.3- Vista em corte do enrolamento e do núcleo	7
Figura 2.4- Vista em corte do enrolamento e do núcleo	7
Figura 2.5- Vista em corte do enrolamento e do núcleo	8
Figura 2.6- Vista em corte do enrolamento e do núcleo	8
Figura 3.1- Curva de magnetização inicial	16
Figura 3.2- Ciclo de histerese magnética.....	17
Figura 3.3- Processo de desmagnetização de um material magnético. Retirado de (Cullity & Graham, 2009)	18
Figura 3.4- Robert Abbott Hadfield.....	19
Figura 3.5- Norman P. Goss.....	20
Figura 3.6- Micrografia de um aço de grão não orientado.....	21
Figura 3.7- Micrografia de um aço de grão orientado.....	22
Figura 3.8- Correntes de Foucault.....	24
Figura 3.9- Estrutura atômica de um material Cristalino e de um material.....	25
Figura 3.10- Pol Duwez.....	26
Figura 3.11- Processo de fabrico do metal amorfo.....	27
Figura 3.12- Fita de metal amorfo	27
Figura 3.13- Ciclos de histerese de uma liga amorfa e de um aço silício de grão orientado.....	28
Figura 3.14- Secção transversal de um núcleo amorfo	29
Figura 3.15- (a) Material magnético desmagnetizado e em (b) o efeito no comprimento da amostra ao aplicar um campo magnético externo H.	30
Figura 3.16- Aspectos construtivos do núcleo do transformador: (1) M. Faraday, (2) Varley ,(3) Ziperowsky e (4) Ziperowsky.....	32
Figura 3.17- Esquema de um transformador monofásico	32
Figura 3.18- Charles Proteus Steinmetz.....	33
Figura 3.19- Esquema equivalente de Steinmetz reduzido ao primário.....	35
Figura 3.20- Esquema equivalente de Steinmetz para o ensaio em vazio	36
Figura 3.21- Montagem para o ensaio em vazio Retirado de (Ventim Neves, 2000).	36
Figura 3.22- Esquema equivalente de Steinmetz para o ensaio em curto-circuito.....	38
Figura 3.23- Montagem para o ensaio em vazio. Adaptado de (Ventim Neves, 2000).....	38
Figura 4.1- Curva de magnetização do transformador.	42
Figura 4.2- Montagem experimental utilizada para obter a característica do núcleo	43
Figura 4.3 - Transformador com núcleo de ferro amorfo utilizado nos ensaios	44
Figura 4.4 - Ensaio do transformador em azoto líquido.....	45
Figura 4.5- Evolução do fluxo simples em função da corrente no secundário.....	48
Figura 4.6- Curva de primeira magnetização para NA	48
Figura 4.7- Curva de primeira magnetização para AP	49
Figura 4.8- Comparação das curvas de primeira magnetização de NA e AP.....	49
Figura 4.9- Ciclo de histerese de NA a 298 K e 77 K	50

Figura 4.10-Evolução da permeabilidade magnética relativa μ_r em função do campo de indução magnético em NA.....	51
Figura 4.11-- Evolução da permeabilidade magnética μ_r relativa em função do campo de indução magnético em AP.....	52
Figura 4.12-Comparação da evolução da permeabilidade magnética relativa μ_r em função do campo de indução magnético entre NA e AP.....	52
Figura 4.13-Perdas magnéticas totais em NA a 298 K e 77 K.....	53
Figura 4.14- Perdas magnéticas totais em AP a 298 K e 77 K.....	53
Figura 4.15-Perdas magnéticas totais para NA e AP a 298 K e 77K.....	54
Figura 4.16- Esquema equivalente de Steinmetz à temperatura ambiente.....	57
Figura 4.17- Esquema equivalente de Steinmetz à temperatura criogénica.....	57
Figura 4.18- Variação da corrente no primário do transformador para diferentes valores de carga.....	59
Figura 4.19-Variação da tensão no primário do transformador para diferentes valores de carga.....	59
Figura 4.20-Rendimento do transformador para diferentes valores de carga.....	60
Figura 4.21- Regulação de tensão no primário do transformador para diferentes valores de carga.....	61

Simbologia

	Descrição	Unidades
B_r	Indução magnética remanescente ou densidade de fluxo magnético remanescente	T
B_m	Intensidade do campo de indução magnética máximo	T
\mathbf{B}	Vector campo de indução magnética	T
d_m	Densidade do material	kg. m^{-3}
\mathbf{E}	Vector Campo eléctrico	V. m^{-1}
e	Espessura das chapas	m
f	Frequência	Hz
H_C	Campo magnético coercivo ou coercividade	A. m^{-1}
\mathbf{H}	Vector campo magnético	A. m^{-1}
H	Intensidade do campo magnético	A. m^{-1}
$i_1(t)$	Corrente eléctrica no primário do transformador	A
$i_2(t)$	Corrente eléctrica no secundário do transformador	A
\bar{I}_1	Fasor da corrente eléctrica no primário	A
\bar{I}_2	Fasor da corrente eléctrica no secundário	A
\bar{I}_{10}	Fasor da corrente eléctrica de magnetização referida ao primário	A
\bar{I}_{20}	Fasor da corrente eléctrica de magnetização referida ao secundário	A
\bar{I}'_1	Fasor da corrente eléctrica no primário referida ao secundário	A
\bar{I}_2	Fasor da corrente eléctrica no secundário referida ao primário	A
I_{10ef}	Valor eficaz da corrente eléctrica do ensaio em vazio	A
I_{ef}	Valor eficaz da corrente eléctrica	A
I_{cc}	Valor eficaz da corrente eléctrica do ensaio em curto-circuito	A
k_1	Coefficiente de empilhamento	Adim.
l	Comprimento do condutor	m
l_{11}	Coefficiente de auto indução principal da bobina do primário	H
l_{22}	Coefficiente de auto indução principal da bobina do secundário	H
L_M	Coefficiente de indução mútua	H
m	Relação de transformação	Adim.
N_1	Número de espiras da bobina do primário	Adim.
N_2	Número de espiras da bobina do secundário	Adim.
P_0	Potência activa do ensaio em vazio	W
P_{cc}	Potência activa do ensaio em curto-circuito	W

P_{cl}	Perdas específicas por correntes de Foucault clássicas	W. Kg ⁻¹
P_{exc}	Perdas excedentes específicas	W. Kg ⁻¹
P_h	Perdas por histerese específicas	W. Kg ⁻¹
P_t	Perdas magnéticas totais específicas	W. Kg ⁻¹
r	Resistência eléctrica	Ω
r_1	Resistência eléctrica da bobina do primário do transformador	Ω
r_2	Resistência eléctrica da bobina do secundário do transformador	Ω
r''_1	Resistência eléctrica do primário referida ao secundário	Ω
r'_2	Resistência eléctrica do secundário referida ao primário	Ω
r_p	Resistência de perdas no ferro	Ω
r''_p	Resistência de perdas no ferro referida ao secundário	Ω
S_{Fe}	Área da secção transversal do núcleo	m ²
S_n	Potência aparente nominal	VA
$u_1(t)$	Tensão no primário do transformador	V
$u_2(t)$	Tensão no secundário do transformador	V
U_{ef}	Valor eficaz da tensão	V
U_{efcc}	Valor eficaz da tensão do ensaio em curto-circuito	V
U_{efo}	Valor eficaz da tensão eficaz do ensaio em circuito em vazio	V
\bar{U}_1	Fasor da tensão no primário do transformador	V
\bar{U}_2	Fasor da tensão no secundário do transformador	V
\bar{U}''_1	Fasor da tensão no primário, referida ao secundário	V
\bar{U}'_2	Fasor da tensão no secundário, referida ao primário	V
Vol	Volume do material	m ³
X_1	Reactância de dispersão do primário	Ω
X_2	Reactância de dispersão do secundário	Ω
X''_1	Reactância de dispersão do primário, referida ao secundário	Ω
X'_2	Reactância de dispersão do secundário, referida ao primário	Ω
X_{fe}	Reactância de magnetização do ferro	Ω
X''_{fe}	Reactância de magnetização do ferro referida ao secundário	Ω
\bar{Z}_c	Impedância de carga	Ω
\bar{Z}'_c	Impedância de carga, referida ao primário	Ω
\bar{Z}_{eq}	Impedância equivalente	Ω
λ_{11}	Coefficiente de auto indução de dispersão do primário	H
λ_{22}	Coefficiente de auto indução de dispersão do secundário	H
λ''_{11}	Coefficiente de auto indução de dispersão do primário, referido ao secundário	H

λ'_{22}	Coeficiente de auto indução de dispersão do secundário, referido ao primário	H
$\Phi_{Fe}(t)$	Fluxo magnético simples no ferro	Wb
Ψ_1	Fluxo magnético ligado com o primário	Wb
$\Psi_{1D}(t)$	Fluxo magnético de dispersão ligado com a bobina do primário	Wb
Ψ_2	Fluxo magnético total ligado com o secundário	Wb
$\Psi_{2D}(t)$	Fluxo magnético de dispersão ligado com a bobina do secundário	Wb
Ψ	Fluxo magnético ligado total	Wb
μ_0	Permeabilidade magnética do vazio	H. m ⁻¹
μ_r	Permeabilidade magnética relativa	Adim
μ	Permeabilidade magnética absoluta do material	H. m ⁻¹
ρ	Resistividade eléctrica do material	$\Omega.m$
τ	Constante de tempo do integrador	s
ω	Frequência angular	s ⁻¹

Notações

AP	Transformador com núcleo de aço silício de grão orientado
FP	Factor de potência
GO	Grão orientado
GNO	Grão não orientado
HTS	High Temperature Superconductor
MMD	Materiais magnéticos duros
MMM	Materiais magnéticos macios
NA	Transformador com núcleo de ferro amorfo
RT	Regulação da tensão
SAT	Supercondutores de alta temperatura

1 Introdução

1.1 Motivação

A eficiência energética é um dos assuntos mais debatidos actualmente, uma vez que a sociedade é cada vez mais dependente de energia, impondo portanto que a continuidade da sua produção e fornecimento seja um factor determinante.

A aplicação dos conceitos da utilização racional de energia traduzem-se por exemplo, na distribuição de energia eléctrica através da aplicação de transformadores com baixas perdas, deste modo, existe uma diminuição dos custos de exploração das redes de distribuição de energia eléctrica. Atendendo a que uma rede de distribuição de energia possui um número elevado de transformadores, um aumento do seu rendimento através da diminuição das suas perdas magnéticas, traduz-se em substanciais poupanças económicas na exploração da rede eléctrica. Assim, o desenvolvimento de novas máquinas e novos materiais tem sido um processo natural, entre os quais se destacam os metais amorfos.

As ligas amorfas, que são resultantes de uma investigação que se iniciou em meados do século XX, possuem boas propriedades magnéticas em comparação com os aços silício usados na maioria dos transformadores convencionais, não alterando a fiabilidade, nem as características de funcionamento dos transformadores: menores perdas por histerese, menores perdas por correntes de Foucault devido à elevada resistividade e à pequena espessura das chapas, uma corrente de magnetização menor para se obter o mesmo valor de indução magnética, entre outras.

Apesar de as ligas amorfas já terem entrado em produção industrial, os transformadores com estes materiais ainda possuem um custo elevado em comparação com o custo de um transformador tradicional (Guedes M. V., 2003), por isso a sua utilização só se justifica em casos em que a poupança de energia obtida justifica o elevado investimento inicial.

A presente dissertação, perante a perspectiva da utilização dos materiais amorfos na construção de núcleos dos transformadores, tem como objectivo contribuir para o estudo destes materiais e para o projecto de máquinas eléctricas capazes de melhorar o sistema de distribuição de energia eléctrica.

1.2 Objectivos

O objectivo desta dissertação é projectar e construir um transformador com núcleo de ferro amorfo e posteriormente analisar as suas propriedades magnéticas, comparando as vantagens e desvantagens do metal amorfo na construção de núcleos ferromagnéticos, em vez dos materiais cristalinos usados normalmente na sua construção.

Uma vez construído o transformador pretende-se, à temperatura ambiente (298 K) e à temperatura criogénica (77 K), para deste modo contribuir para uma melhoria da eficiência dos transformadores supercondutores de alta temperatura:

- Determinar as propriedades magnéticas do núcleo, nomeadamente as perdas magnéticas em função da indução magnética B .
- Determinar os parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz e a respectiva impedância de curto-circuito.
- Caracterizar o comportamento do transformador em carga determinando, por exemplo, o rendimento e a regulação de tensão em função da carga do transformador.

Os resultados obtidos foram analisados e comparados com outros obtidos com um transformador de aço-silício de grão orientado, cujas especificações podem ser encontradas em (Pronto A. M., 2010).

1.3 Organização da dissertação

A presente dissertação organiza-se em 5 capítulos.

- **Capítulo 1: Introdução**

Neste capítulo é feita uma introdução ao trabalho que foi desenvolvido, as motivações para o seu desenvolvimento, os objectivos que foram alcançados e a estrutura da dissertação.

- **Capítulo 2: Estado da Arte**

Foi efectuado o levantamento do estado de arte relativamente aos transformadores com núcleo de ferro amorfo existentes. Factores como, o ano de construção, a potência nominal, a corrente de magnetização, entre outros, foram tidos em consideração. Alguns ensaios mais relevantes são apresentados detalhadamente.

➤ **Capítulo 3: Fundamentos teóricos**

Neste capítulo são abordados os aspectos teóricos envolvidos nos materiais magnéticos, no funcionamento de um transformador e nos transformadores com núcleo de ferro amorfo.

➤ **Capítulo 4: Procedimento experimental, resultados obtidos e discussão**

Apresentam-se e analisam-se os dados referentes aos ensaios laboratoriais efectuados com o transformador de núcleo de ferro amorfo. Comparam-se os resultados obtidos com ensaios laboratoriais similares feitos com um transformador de núcleo de aço silício (Pronto A. M., 2010).

➤ **Capítulo 5: Conclusões**

Neste último capítulo apresentam-se as conclusões retiradas ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

1.4 Contribuições Originais

As contribuições originais presentes neste trabalho consistem na obtenção e análise dos parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz de um transformador de potência com núcleo de ferro amorfo, à temperatura ambiente e criogénica.

Esta dissertação deu origem a um artigo denominado “Magnetic properties measurement and discussion of an amorphous power transformer core at room and liquid nitrogen temperature” que foi apresentado na 11th European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS2013).

2 Estado da Arte

Os transformadores de distribuição são alimentados 24 horas por dia, e sofrem uma grande variação na carga a que estão sujeitos. Quando um transformador está ligado ocorrem perdas de energia no material ferromagnético do núcleo, que se manifestam sobre a forma de calor e ruído. Estas perdas estão directamente ligadas à eficiência energética destes equipamentos, e tendo em consideração a crescente necessidade de se economizar energia e preservar o meio ambiente, transformadores com núcleo amorfo têm sido alvo de grande interesse, ao longo dos últimos anos, devido às suas baixas perdas no núcleo. Apesar de os transformadores serem dispositivos com um rendimento elevado, tipicamente da ordem de 99%, pela sua abundância são os principais causadores de perdas nos sistemas de energia (DeCristofaro, 1997).

Já foram realizados vários ensaios com transformadores com núcleo amorfo, em vários pontos do Mundo. Neste capítulo pode-se observar as características de alguns ensaios, bem como, as conclusões a que estes ensaios levaram.

Um dos maiores protótipos de transformador realizado, utilizando um núcleo de ferro amorfo, corresponde a um transformador de 630 kVA, que pode ser observado na figura 2.1. Este transformador supercondutor foi ligado em 2005 à rede eléctrica da cidade de Changji, na China (Wang, et al., 2007), por mais de dois meses sem falhas e funcionando de forma estável. (Pina, 2010).



Figura 2.1- Transformador trifásico supercondutor de núcleo amorfo de 630 kVA.
Retirado de (Pina, 2010) (Figueira, 2013)

Este transformador apresenta um desenho alternativo do núcleo face aos desenhos convencionais, que se designa por tipologia cruciforme.

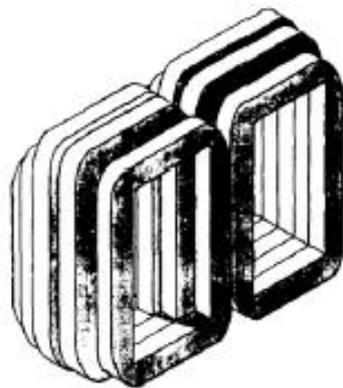


Figura 2.2- Núcleo cruciforme
Retirado de (Ng, Hasegawa, Lee, & Lowdermilk, 1991)

Ligados à rede eléctrica numa zona rural do Brasil, encontram-se transformadores monofásicos com 15 kVA, que foram substituir os transformadores convencionais com núcleo em aço silício que até então eram os utilizados.

As características dos transformadores instalados, bem como as perdas e corrente de magnetização estão indicadas na tabela 2.4.

Outro projecto utilizando núcleos de ferro amorfo, foi realizado por Man Mohan e Punnet Kumar Singh no trabalho “Investigations on Design of 400-kVA Distribution Transformer with Amorphous-Core and Amorphous-CRGO Core”.

Neste trabalho compararam-se as perdas em vazio, corrente de magnetização e custo de fabrico de quatro diferentes configurações de núcleos com ferro amorfo. As diferentes configurações podem ser observadas nas figuras 2.3, 2.4, 2.5 e 2.6.

Núcleo amorfo de secção quadrada:

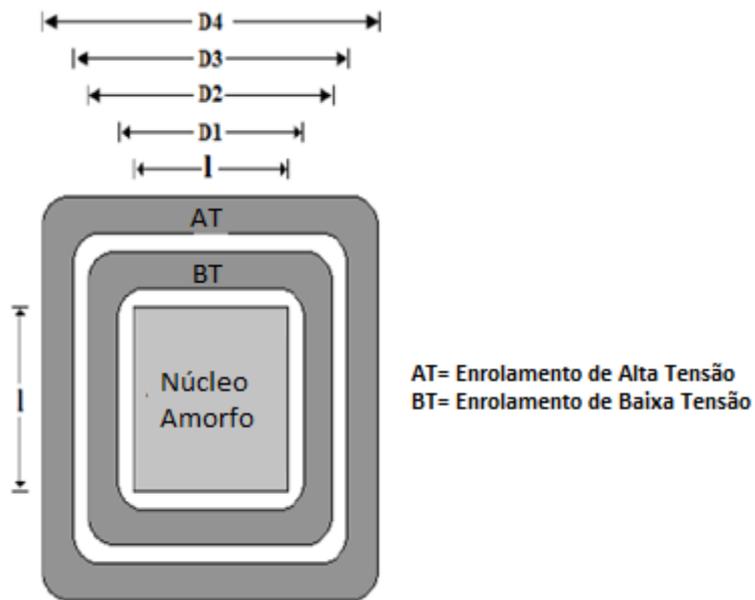


Figura 2.3-Vista em corte do enrolamento e do núcleo

Núcleo amorfo laminado:

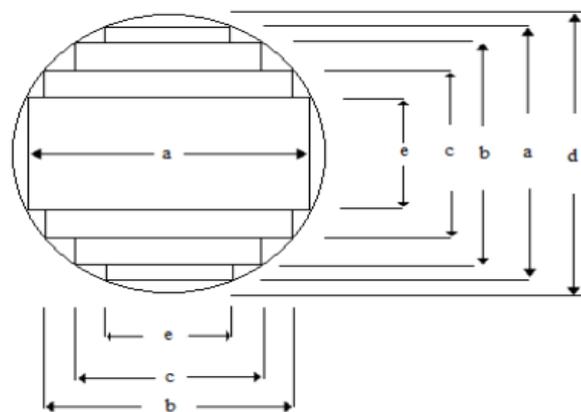


Figura 2.4- Vista em corte do enrolamento e do núcleo

Neste caso o núcleo é constituído por duas partes: A parte central é feita de uma liga de metal amorfo e a parte exterior de uma liga de ferro de grão orientado, havendo deste modo uma diminuição no custo do transformador (figuras 2.6 e 2.7).

Núcleo amorfo-GO com secção quadrada:

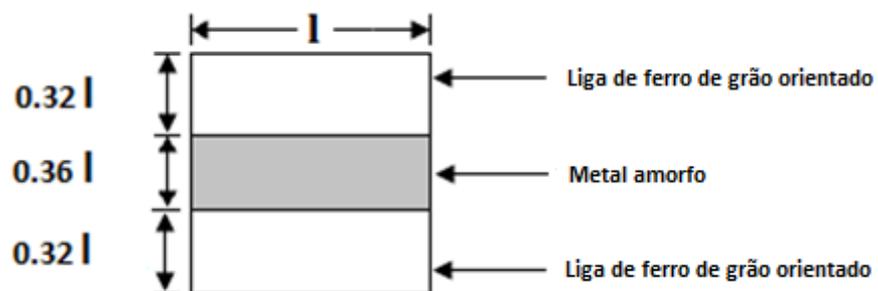


Figura 2.5- Vista em corte do enrolamento e do núcleo

Núcleo amorfo-GO laminado:

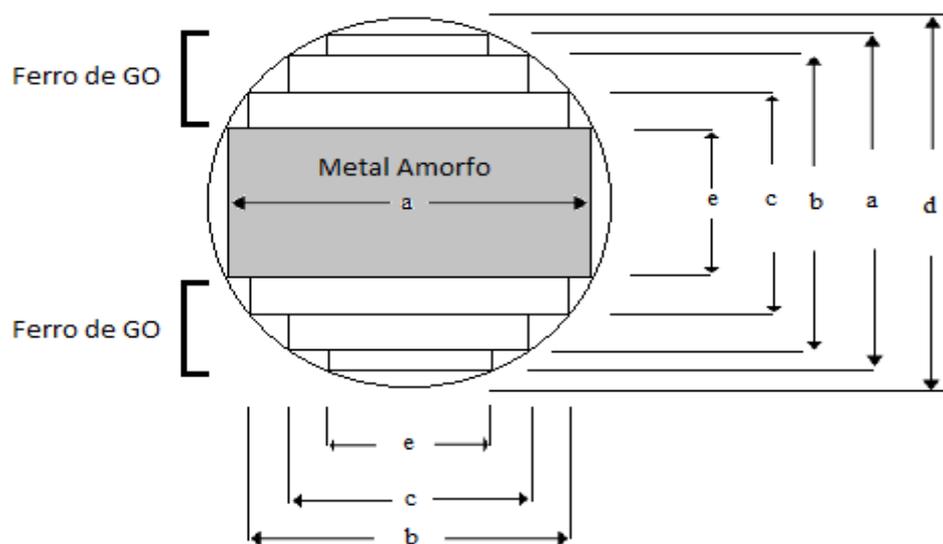


Figura 2.6- Vista em corte do enrolamento e do núcleo

Tabela 2.1-Comparação das características dos 4 núcleos amorfos

Descrição	Potência Nominal [kVA]	Perdas em Vazio (W)	Rendimento (%)	Custo de Fabrico (%)
Núcleo amorfo de secção quadrada	400	61	98,6	100
Núcleo amorfo laminado	400	63	98,7	96
Núcleo amorfo-GO com secção quadrada	400	860	98,4	84
Núcleo amorfo-GO laminado	400	650	98,6	83,3

Na tabela 2.1 comparam-se as 4 configurações de núcleos com ferro amorfo em estudo. Considerando uma potência nominal de 400 kVA para as 4 configurações, pode-se observar que as perdas em vazio para AMDTS e AMDTMS são bastante semelhantes, apresentando uma variação inferior a 3%.

Ao comparar com as perdas obtidas para AMCCDTS e AMCCDTMS verifica-se um aumento muito significativo, podendo chegar a 14 vezes superior, em relação as perdas obtidas para as duas primeiras configurações. Apesar do valor das perdas magnéticas para AMCCDTMS e AMCCDTS ser muito superior ao valor de perdas obtido para AMDTS e AMDTMS, o rendimento mantém-se praticamente constante.

Em relação ao custo de fabrico de cada núcleo, e assumindo como referência o custo de fabrico de AMDTS (100%), observa-se que existe uma redução no custo de fabrico para os restantes núcleos, redução esta que é mais significativa nos núcleos AMCCDTS e AMCCDTMS, chegando a apresentar um custo de fabrico cerca de 16% inferior ao custo de fabrico de AMDTS. Esta diferença deve-se ao facto de os núcleos AMCCDTS e AMCCDTMS não serem unicamente construídos com material amorfo. Como se pode observar nas figuras 2.3 e 2.4, estes núcleos possuem camadas de ferro silício de grão orientado, o que leva a que o seu custo de fabrico seja inferior ao custo de fabrico dos núcleos constituídos unicamente por material amorfo, AMDTS e AMDTMS, mas por outro lado apresentam perdas de valor muito superior, como visto anteriormente.

Nas tabelas 2.2 e 2.3 podem-se observar os ensaios realizados com vários transformadores monofásicos e trifásicos, com diferentes potências nominais. (Ng, Hasegawa, Lee, & Lowdermilk, 1991).

Nas tabelas 2.4,2.5, 2.6 encontram-se outros projectos ordenados cronologicamente.

Tabela 2.2- Transformadores monofásicos com núcleo de ferro amorfo de diferentes potências nominais

Tipo	Potência Nominal [kVA]	Perdas em Vazio [W]	Perdas em Carga [W]	Corrente de Magnetização (%)
Monofásico	10	12	102	0.31
Monofásico	15	16	141	0.27
Monofásico	25	18	330	0.15
Monofásico	50	29	455	0.13
Monofásico	75	37	715	0.09
Monofásico	100	49	944	0.09

Tabela 2.3-Transformadores trifásicos com núcleo de ferro amorfo de diferentes potências nominais

Tipo	Potência Nominal [kVA]	Perdas em Vazio [W]	Perdas em Carga [W]	Corrente de Magnetização (%)
Trifásico	75	51	925	4
Trifásico	150	90	1397	3.9
Trifásico	300	165	1847	3.9
Trifásico	500	230	3282	4.8
Trifásico	750	327	4468	5.75

Tabela 2.4-Exemplos de protótipos de transformadores com núcleo de ferro amorfo

Ano	Organização	Tipo	País	Potência Nominal (kVA)	U_{1n}/U_{2n} (V)	Rendimento (%)	Perdas em Vazio (W)	Corrente de Magnetização (%)	Referência
1983	Electric Power Research Institute, The Empire State Electric Energy Research Corporation, General Electric e AlliedSignal	Monofásico	E.U.A	25	----	95,6	15,4	0,14	Amorphous Metals in Electric-Power Distribution Applications, Materials Research Society MRS Bulletin, Volume 23, Number 5 (1998), P. 50-56
1984	M. Yamamoto, T. Mori, T.Kawasaki, K. Tsutsui, T. Itoh e T. Yagisawa	Trifásico	Japão	100	6150/210	----	85	0,68%	A Design Study of Amorphous Core Transformer, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-20, No.5, Setembro de 1984
1996	Cavalcanti, L. F., CELB e Luciano, B. A., DEE/CCT/UFPB	Monofásico	Brasil	15	13800/220	----	14,7	0,28	Análise da Viabilidade Técnica/Económica da Utilização de Transformadores com Núcleo Amorfo em Redes Rurais de Distribuição de Energia, Classe 15 kV

Tabela 2.5-Exemplos de protótipos de transformadores com núcleo de ferro amorfo (Continuação)

Ano	Autor	Tipo	País	Potência Nominal (kVA)	U_{1n}/U_{2n} (V)	Rendimento (%)	Perdas em Vazio (W)	Corrente de Magnetização (%)	Referência
1997	Harry W.	Monofásico	E.U.A	50	-----	97.1	29	0.13	Lowdermilk, L. A.; Lee, A. C. Five years operating experience with amorphous transformers. Hard and Soft Magnetic Materials Symposium , ASM, pp. 131-136, 1987.
1997	Harry W.	Monofásico	E.U.A	75	-----	97.3	37	0.09	Lowdermilk, L. A.; Lee, A. C. Five years operating experience with amorphous transformers. Hard and Soft Magnetic Materials Symposium , ASM, pp. 131-136, 1987.
1998	Westinghouse Electric	Trifásico	E.U.A	500	15000/480	99.6	230	----	Amorphous Metals in Electric-Power Distribution Applications, Materials Research Society MRS Bulletin, Volume 23, Number 5 (1998), P. 50-56

Tabela 2.6-Exemplos de protótipos de transformadores com núcleo de ferro amorfo (Continuação)

Ano	Organização	Tipo	País	Potência Nominal (kVA)	U_{1n}/U_{2n} (V)	Rendimento (%)	Perdas em Vazio (W)	Corrente de Magnetização (%)	Referência
1999	Luciano, B. V., de Moraes, M. E., Kiminami, C. S.	Monofásico	Brasil	1	220/110	95,6	2,5	0,14	Single Phase 1-kVA Amorphous Core Transformer: Design, Experimental Tests, and Performance After Annealing, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 35, No. 4, Julho de 1999.
1999	Ji-Kwang Lee, Woo-Seok e Song-Yop Hahn, Kyeong-Dal Choi e Guesoo Cha	Trifásico	Coreia do Sul	100	440/220	96,1	11,6	----	Development of a Three Phase 100 kVA Superconducting Power Transformer with Amorphous Cores
2001	S. R. Silva, UFMG; F. H. Vasconcelos, UFMG; J. C. Ragone, CFLCL-CENF; M. F. Pinto, UFMG	Monofásico	Brasil	25	6600/210 6600/105	----	15,3	0,52	Caracterização de Transformadores com Núcleo de Metal Amorfo para Aplicação em Redes Monofásicas de Distribuição de Energia Elétrica
2010	Luciano, B. A., de Castro, W. B.	Monofásico	Brasil	5	20900/440	----	8	1,12	Transformadores de distribuição de energia elétrica com núcleo de metal amorfo

3 Fundamentos Teóricos

Neste capítulo serão explicados alguns conceitos fundamentais para o desenvolvimento do trabalho. Foi realizado um levantamento dos conceitos mais relevantes dos materiais magnéticos, abordando temas como a curva de primeira magnetização, o ciclo de histerese magnética entre outros, dos metais amorfos e do funcionamento do transformador.

3.1 Materiais magnéticos

Os mais variados materiais magnéticos existentes, apresentam uma grande variação quando se compara a facilidade com que os mesmos se magnetizam.

Se aplicar um baixo valor de campo magnético, produzir a saturação do material, este é chamado *magneticamente macio* (MMM). Por outro lado, se um dado material necessitar de valores de campo magnético muito elevados, para atingir a saturação, dá-se o nome de *magneticamente duro* (MMD).

Um material magnético produz no seu interior um campo de indução magnética B , quando submetido à acção de um campo magnético H . Num meio linear, homogéneo e isotrópico, a indução magnética é dada pela seguinte expressão:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} = \mu \vec{H} \quad (3.1)$$

em que μ_r representa a permeabilidade magnética relativa do material, que no vazio é igual a 1, μ_0 é a permeabilidade magnética do vazio e vale $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H \cdot m^{-1}$ μ representa a permeabilidade absoluta do material.

Para efeitos de estudo do transformador, serão explorados mais aprofundadamente os materiais magnéticos macios.

3.1.1 Curva de primeira magnetização

Os núcleos dos transformadores são construídos com materiais ferromagnéticos, que são materiais que quando submetidos a um campo magnético externo adquirem uma magnetização elevada. Ao aplicar a um material ferromagnético desmagnetizado um campo magnético H crescente, o material responde orientando os seus domínios magnéticos segundo a direcção e sentido do campo, até que a saturação do material seja atingida.

Ao medir os valores de campo magnético, bem como os valores de indução magnética B , obtém-se os pontos da *curva de primeira magnetização* ou *curva de magnetização inicial*.

Durante o processo de magnetização de um material ferromagnético, a partir do estado desmagnetizado, podem-se observar na curva $B-H$ as diferentes zonas correspondentes às várias etapas do processo de magnetização, como ilustra a figura 3.1.

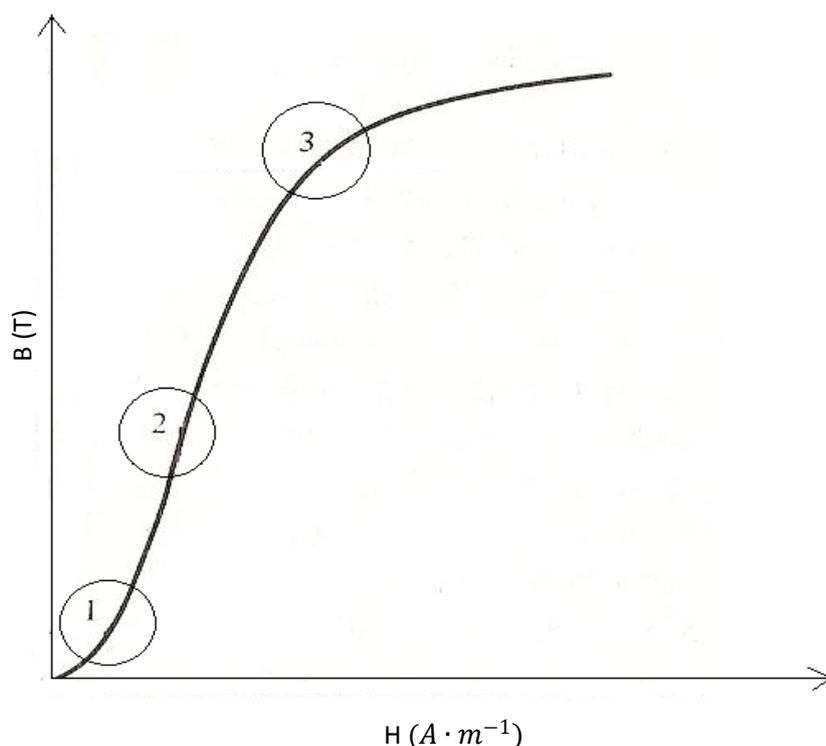


Figura 3.1-Curva de magnetização inicial

Um material ferromagnético estando inicialmente desmagnetizado, os domínios apresentam uma orientação aleatória.

Começando a aplicar um campo magnético externo de pouca intensidade ao material, como se pode observar na zona 1 da figura 3.1, denominada Zona de deslocamento reversível das paredes, as paredes dos domínios deslocam-se de maneira a fazer crescer os que se encontram alinhados com o campo.

Na zona 2, denominada Zona de deslocamento irreversível das paredes, um aumento do valor de campo magnético produz uma súbita orientação dos domínios na direcção do campo H aplicado, fazendo com que as paredes se continuem a deslocar, ganhando novos pontos de ancoragem.

A partir da zona 3, denominada Zona de saturação técnica, o campo magnético apenas produz uma ligeira orientação nos domínios e o material começa a ficar saturado. Quando o

material atinge a saturação, os domínios encontram-se alinhados com o campo e a curva B-H torna-se praticamente linear com um declive igual à permeabilidade magnética do vazio, μ_0 .

3.1.2 Ciclo de histerese magnética

Um material ferromagnético completamente desmagnetizado, pode ser magnetizado até atingir a saturação, através da aplicação de um campo magnético H crescente, como referido anteriormente. Se de seguida se diminuir o valor do campo aplicado a partir do máximo alcançado H_{max} , até ao seu valor simétrico $-H_{max}$ e se por fim se aumentar o valor novamente até H_{max} , observa-se que os valores (H,B) obtidos formam uma curva fechada, à qual se dá o nome de *ciclo de histerese magnética*.

Ao observar a figura 3.2 pode-se verificar que quando o campo aplicado é nulo, o material ainda apresenta uma indução remanescente (B_r). Para desmagnetizar completamente o material é necessário aplicar um campo magnético de sentido contrário e aumentá-lo até um valor de campo a que se dá o nome de campo coercivo ($-H_c$). Continuando a diminuir o campo aplicado, chega-se novamente à zona de saturação, desta vez com sentido contrário ao inicial. Ao aumentar o campo até este se anular, o material volta a apresentar uma nova magnetização, desta vez no sentido contrário ao inicial, voltando a atingir novamente um valor de campo máximo definido por H_{max} , formando deste modo o *ciclo de histerese*.

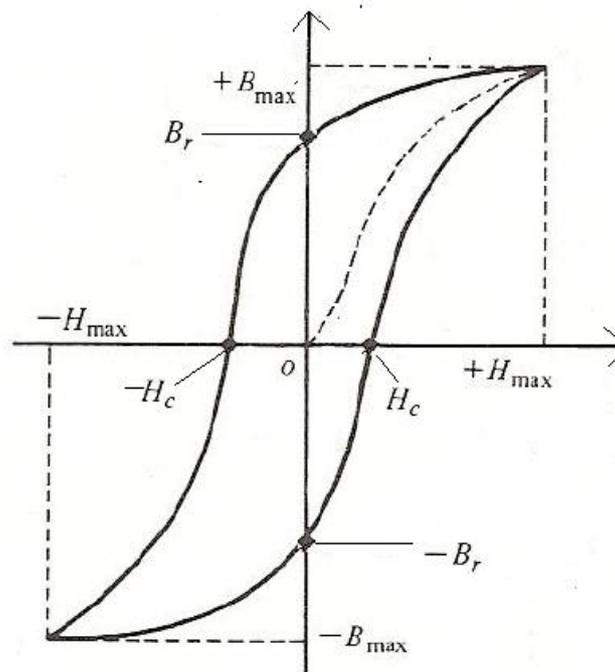


Figura 3.2– Ciclo de histerese magnética

A completa desmagnetização do material é conseguida aplicando ao material uma série de valores de campo magnético, com uma amplitude cada vez menor. A este processo dá-se o nome de *desmagnetização cíclica* (Cullity & Graham, 2009).

Deste modo, os ciclos de histerese obtidos são cada vez menores, chegando finalmente à origem como pode ser observado na figura 3.3.

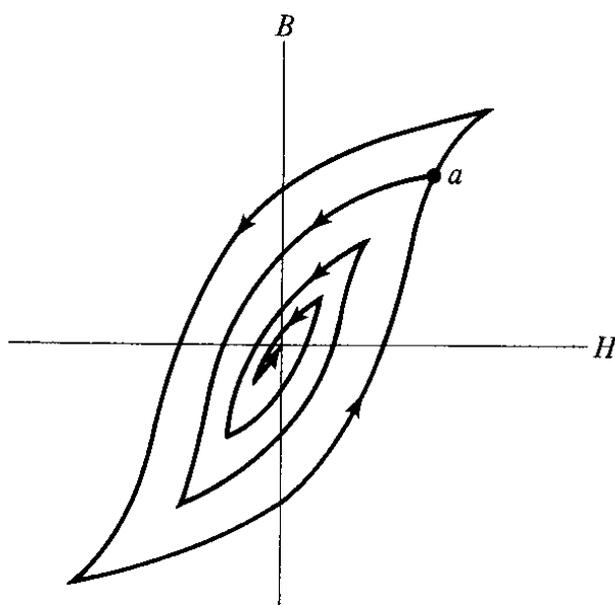


Figura 3.3-Processo de desmagnetização de um material magnético.
Retirado de (Cullity & Graham, 2009)

Um método de desmagnetização alternativo é aquecer o material acima do seu ponto de Curie, a partir do qual o material se torna paramagnético, e de seguida arrefecê-lo na ausência de campo magnético. A este processo dá-se o nome de *desmagnetização térmica* (Cullity & Graham, 2009). Estes dois métodos de desmagnetização, por norma, levam a que as estruturas magnéticas internas do material não sejam idênticas, mas em termos práticos estas diferenças são irrelevantes (Cullity & Graham, 2009).

Medindo a área do ciclo de histerese, podem-se calcular as perdas magnéticas por unidade de volume e por ciclo de um material ferromagnético.

Materiais com ciclos de histerese mais estreitos, ou seja, com baixos valores de campo coercivo, são chamados materiais magnéticos macios, e caracterizam-se por possuir baixas perdas magnéticas e são fáceis de magnetizar e desmagnetizar. Por outro lado, materiais com valores altos de campo coercivo, que podem ser superiores a $10 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1}$, (Pinho, 2009) tendo deste modo valores muito elevados de perdas magnéticas, são chamados materiais magnéticos duros.

3.1.3 Materiais magnéticos macios

Os materiais magnéticos macios mais utilizados na construção de transformadores são chamados aços eléctricos (Pronto A. M., 2010) e podem-se dividir em três importantes grupos:

- Aços de grão não orientado (GNO)
- Aços de grão orientado (GO)
- Aços de baixo carbono

Os materiais amorfos serão abordados numa secção posterior.

3.1.3.1 Aços de grão não orientado (GNO)

As ligas de aço-silício de grão não orientado foram acidentalmente descobertas pelo metalurgista inglês Robert Hadfield em 1882, mas só no início do século XX as suas propriedades magnéticas foram relatadas (Sgobba, 2011).

O seu uso comercial começou nos E.U.A em 1905 (Sgobba, 2011) e rapidamente se tornaram os materiais mais utilizados na construção de núcleos de transformadores, motores e geradores (Cullity & Graham, 2009).



Figura 3.4- Robert Abbott Hadfield
(<http://www.tilthammer.com/bio/hadf.html>)

O fabrico das chapas de aço de grão não orientado é realizado através de laminagem a quente do material, seguido de decapagem em ácido para remover a camada de óxido e por fim uma laminagem a frio para se obter a espessura final da lâmina.

A adição de silício ao ferro em pequenas proporções (inferiores a 3%) leva a uma diminuição das perdas por histerese e a um aumento da permeabilidade magnética do material (Sgobba, 2011). A utilização de outros elementos de liga, em substituição do silício, tem sido amplamente

investigada, sendo o candidato mais óbvio o alumínio, que tem o mesmo efeito que o silício nas propriedades magnéticas do ferro (Cullity & Graham, 2009).

A adição do silício ao ferro tem alguns efeitos nas propriedades magnéticas dos materiais, tais como:

- Aumento da resistividade eléctrica, o que origina uma grande redução nas perdas por correntes de Foucault e por consequência nas perdas magnéticas.
- A diminuição da magnetostrição conduz a menores variações dimensionais durante o processo de magnetização e desmagnetização e a uma menor sensibilidade das propriedades magnéticas
- Diminui a indução de saturação e tende a tornar o material mais frágil, o que faz com que o processo de maquinagem se torne mais difícil.

3.1.3.2 Aços de grão orientado (GO)

Este material foi desenvolvido pelo metalurgista americano Norman Gross em 1933, mas só começou a ser comercializado por volta de 1945. Desde então, as suas propriedades magnéticas têm sido continuamente melhoradas (Cullity & Graham, 2009).



Figura 3.5- Norman P. Goss
(<http://www.daylilies.org/AHSPastPresidents/Norman-Goss.html>)
Consultado em 20/03/2014

Ao contrário dos aços de grão não-orientado, estes materiais caracterizam-se por possuírem uma direcção preferencial de magnetização.

Norman Goss descobriu que ao laminar a frio as ligas de aço-silício com recozimentos intermédios, se conseguia obter chapas com propriedades magnéticas muito superiores às obtidas por laminagem a quente, como era o caso dos aços silício de grão orientado (http://manoel.pesqueira.ifpe.edu.br/cefet/anterior/2007.1/magnetismo/Mat_Mag.htm).

Este melhoramento deveu-se ao facto de os materiais possuírem uma textura magnética mais favorável, devido ao facto de existir uma recristalização secundária que ocorre durante o recozimento a alta temperatura. A esta textura dá-se o nome de *textura de Goss* (Pronto A. M., 2010).

A recristalização primária ocorre quando um metal trabalhado a frio é aquecido até uma certa temperatura à qual os novos grãos podem nuclear e crescer ao longo da matriz trabalhada a frio, por outro lado, a recristalização secundária, é um tipo particular de crescimento dos grãos denominado crescimento descontínuo, exagerado ou anormal dos grãos, podendo ocorrer em alguns materiais quando (Cullity & Graham, 2009):

- O normal crescimento dos grãos é inibido.
- O material é recozido, geralmente por um longo período de tempo, a uma temperatura muito mais elevada do que a necessária para a recristalização primária. O resultado é o crescimento preferencial de um número relativamente pequeno de grãos, originando grãos de grandes dimensões.

Os detalhes do processo de fabrico dos aços de grão orientado pode variar de fabricante para fabricante, no entanto, os passos essenciais para sua produção são os seguintes (Cullity & Graham, 2009):

- Laminação a frio, existindo uma redução de 50% na espessura final no material.
- Recristalização e descarbonatação a 800° C em hidrogénio húmido.
- Recozimento em hidrogénio seco a 1100-1200° C de modo a produzir a textura de recristalização secundária.

Nas figuras 3.6 e 3.7 podem-se observar duas micrografias de um aço de grão orientado e de um aço de grão não orientado, respectivamente.

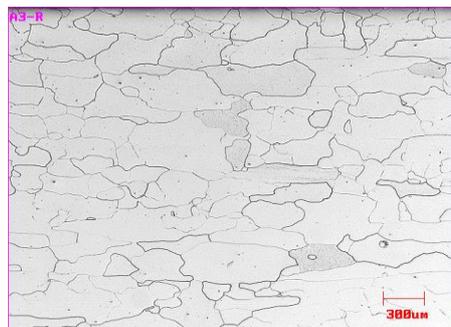


Figura 3.6- Micrografia de um aço de grão não orientado
Retirado de (Cardoso, 2005)

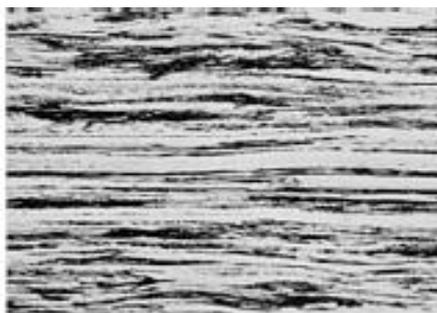


Figura 3.7- Micrografia de um aço de grão orientado
Retirado de (Pronto A. M., 2010)

3.1.3.3 Aços de baixo carbono

Os aços de baixo carbono foram o primeiro material usado em núcleos de transformadores, motores e geradores, e possui teores de carbono de aproximadamente 0,03% do peso total do material, mas hoje em dia o seu uso está limitado a núcleos de pequenos motores onde as perdas não têm grande influência (Cullity & Graham, 2009). As chapas de aço de baixo carbono são um dos produtos mais baratos feitos a partir do aço sendo produzidas em grandes quantidades.

A recristalização primária nas chapas de aço de baixo carbono é um processo complexo, que resulta numa fraca textura magnética do material. As texturas mais fortes resultam por norma da recristalização secundária, que exige que o material seja sujeito a elevadas temperatura.

3.1.4 Perdas Magnéticas

A variação de indução magnética num material ferromagnético provoca sempre dissipação de energia sob a forma de calor. Nos transformadores, determinar estas perdas, a sua origem e os factores que podem levar à sua redução são aspectos extremamente importantes, de modo a se obter um melhor desempenho.

As perdas magnéticas totais que ocorrem num material ferromagnético são dadas pela seguinte expressão:

$$P_t = P_h + P_{cl} + P_{exc} \quad (3.2)$$

onde P_h são as perdas por histerese, P_{cl} são as perdas por correntes de Foucault clássicas e P_{exc} são as perdas por correntes de Foucault excedentes.

Estas perdas podem ser divididas em dois grupos: as perdas estáticas, onde se incluem as perdas por histerese, e as perdas dinâmicas que correspondem às perdas por correntes de Foucault clássicas e excedentes.

3.1.4.1 Perdas Estáticas

Como visto anteriormente, as perdas estáticas correspondem às perdas por histerese de um determinado material ferromagnético e são proporcionais à área do seu ciclo de histerese, obtido em regime quasi-estático, multiplicada pelo volume da amostra e pela frequência de operação. Considerando o campo magnético H uniforme, tem-se que:

$$P_h = Vol \cdot \oint H dB \cdot f \quad (3.3)$$

Se este cálculo for efectuado usando o ciclo de histerese obtido em regime dinâmico, em vez de em regime quasi-estático obtém-se as perdas magnéticas totais do material ferromagnético.

3.1.4.2 Perdas Dinâmicas

As perdas dinâmicas correspondem à soma das perdas por correntes de Foucault clássicas com as perdas por correntes de Foucault excedentes.

As perdas por correntes de Foucault clássicas derivam da variação no tempo do campo de indução magnética no material que dá origem a uma força electromotriz induzida. A presença dessa força electromotriz induzida, num circuito fechado, e devido à condutividade eléctrica dos materiais ferromagnéticos leva ao aparecimento de correntes, denominadas *correntes de Foucault* ou *correntes parasitas* (Pronto A. M., 2010).

De modo a minimizar as perdas originadas por estas correntes, será necessário diminuir o valor da corrente através da diminuição do comprimento dos circuitos fechados, que se consegue através da utilização de um material laminado. O valor da corrente também pode ser diminuído através do aumento do valor da resistência do circuito fechado ou por um aumento da resistividade do material através da adição de silício ao ferro em fusão (Guedes M. V., 1992).

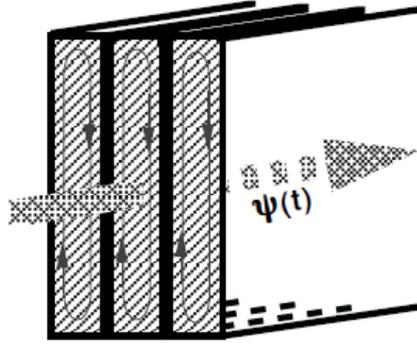


Figura 3.8-Correntes de Foucault
Retirado de (Guedes M. V., 1992)

As perdas clássicas são calculadas com base nas equações de Maxwell, considerando o material magneticamente homogêneo, ignorando deste modo a estrutura de domínios e a diferença de permeabilidades existentes no material, e são dadas pela seguinte equação:

$$P_{cl} = \frac{\pi^2 \cdot e^2 \cdot B_m^2 \cdot f^2}{6 \cdot \rho \cdot d_m} \quad (3.4)$$

onde e é a espessura da chapa, B_m é a indução máxima do material ferromagnético, f é a frequência de trabalho, ρ é a resistividade eléctrica e d_m é a densidade do material.

Através da análise da expressão anterior, pode-se observar que quanto menor for a espessura da chapa, menores serão as perdas clássicas associadas ao material ferromagnético.

Depois de medidas as perdas por histerese em regime quasi-estático e calculando as perdas por correntes de Foucault clássicas, observa-se que a soma destas duas parcelas não corresponde a totalidade das perdas magnéticas.

Deste modo, a esta diferença dá-se o nome de perdas por perdas de Foucault excedentes, e tem-se que:

$$P_{exc} = P_t - P_{cl} - P_h \quad (3.5)$$

As perdas excedentes estão relacionadas com o movimento em larga escala das paredes de domínios e respectiva rotação de domínios magnéticos, onde a f.e.m. induzida pelo movimento das paredes é proporcional a dB/dt (Pronto A. M., 2010).

Para minimizar este tipo de perdas, a solução passa pela utilização de materiais com menor tamanho de grão, levando a que a distância percorrida pelas paredes seja menor. No entanto, um menor tamanho de grão origina maiores perdas por histerese, devido ao aumento dos pontos de ancoragem. (Figueira, 2013)

3.2 Transformadores com núcleo amorfo

Uma solução para a redução de perdas magnéticas nos transformadores consiste na utilização de núcleos de material amorfo. Esta tecnologia proporciona uma redução significativa das perdas magnéticas nos equipamentos que as utilizam. Assim, a utilização de ligas amorfas torna-se uma ferramenta viável, em termos técnicos, para melhoria da eficiência dos sistemas de energia. (Nunes, 2011).

Apesar de já terem entrado em produção industrial, as ligas de metal amorfo para o uso em núcleos de transformadores ainda possuem um custo elevado, 25 a 50 % superior, em comparação com os custos associados à produção dos núcleos de um transformador convencional (Guedes M. V., 2003).

3.2.1 Metal Amorfo

Os metais comuns possuem uma estrutura cristalina regular e periódica, existindo deste modo algumas anomalias estruturais, o que dificulta a magnetização devido a fronteira não-cristalina do grão.



Figura 3.9-Estrutura atômica de um material Cristalino e de um material não-cristalino

Adaptado de (http://www.hitachi-america.us/ice/transformer/products/amorphous_core/)

Por outro lado, os *metais amorfos ou vidros metálicos* formam um grupo de materiais metálicos não-cristalinos, que se caracterizam por não possuírem uma estrutura atômica ordenada, fazendo com que o processo de magnetização seja mais fácil, resultando em perdas magnéticas

totais nos transformadores com núcleo de ferro amorfo cerca de 60 a 70% inferiores em comparação com transformadores convencionais. (Pronto A. M., 2010).

A descoberta destes metais é atribuída a P. Duwez, que em 1960 produziu amostras de um material amorfo, através de um súbito arrefecimento da liga $AU_{75}SI_{25}$. Contudo, a introdução no mercado destes materiais, só veio a acontecer em meados da década de 70 (Campos, 2006).

As ligas amorfas mais importantes contêm cerca de 80% de um material ferromagnético como Fe, Ni e Co e 20% de um metaloide que normalmente é B ou Si (Cullity & Graham, 2009).

O valor de indução máxima situa-se entre os 1,5 a 1,9 T, possuem uma anisotropia muito baixa, a magnetostricção varia entre 20 a 30×10^{-6} , uma resistividade eléctrica elevada na ordem dos $100 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ (Cullity & Graham, 2009) e a permeabilidade magnética relativa pode ir até 70000 (Vitor, Finocchio, & Mendonça, 2012).



Figura 3.10- Pol Duwez
[\(http://calteches.library.caltech.edu/3373/\)](http://calteches.library.caltech.edu/3373/)
Consultado em 10/03/2014

O princípio básico de fabrico destes metais é a rápida solidificação a partir do seu estado fundido, injectando o metal no estado líquido de forma continua numa superfície em movimento célere, com taxas de arrefecimento elevadas, tipicamente na ordem 10^5 a 10^6 K/s, para evitar a cristalização (DeCristofaro, 1997).

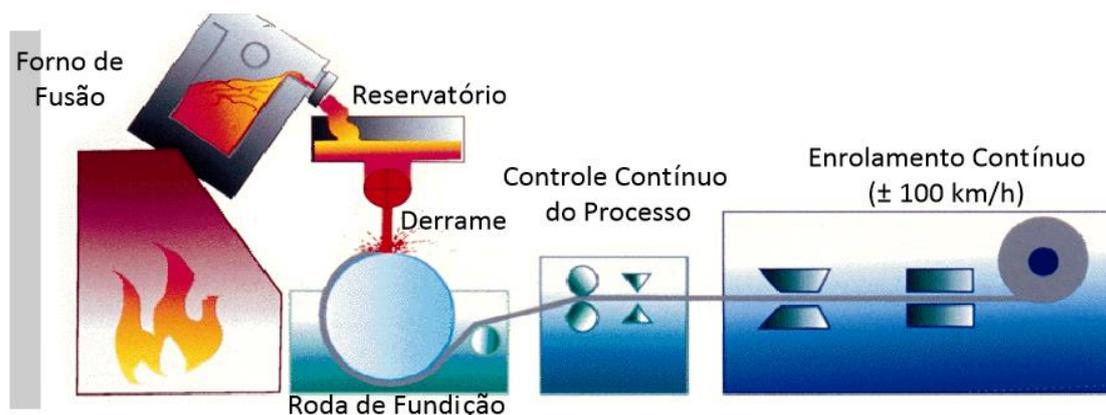


Figura 3.11- Processo de fabrico do metal amorfo
http://www.funcoge.org.br/ivsudre/apresentacao/Darci_Chaves.pdf
 Consultado em 1/04/2013

O produto resultante deste processo é uma fita com alguns centímetros de largura, uma espessura por norma entre 25-35 μm e um comprimento que pode variar entre alguns metros até alguns quilómetros. (Cullity & Graham, 2009).

O metal amorfo mais utilizado em aplicações de potência é o $Fe_{80}B_{11}Si_9$, pois embora apresente uma menor indução de saturação em comparação com as ligas $Fe_{86}B_8C_6$ ou $Fe_{80}B_{20}$ (Pina, 2010), é um material termicamente mais estável, isto é, com maior temperatura de Curie (DeCristofaro, 1997). Este revela-se um parâmetro crítico, pois a instabilidade térmica pode limitar a produção e utilização destes metais. (Pina, 2010).

De facto, as ligas amorfas necessitam de passar por uma fase de recozimento, não só para atingirem as máximas potencialidades em termos de minimização de perdas e potência de magnetização, como para reduzirem a anisotropia magnética (Pina, 2010), e uma temperatura de Curie mais baixa pode levar a que cristalizem total ou parcialmente (DeCristofaro, 1997).



Figura 3.12-Fita de metal amorfo
www.nanocrystallinecore.com.pt

3.2.2 Principais características dos núcleos de ferro amorfo

As principais características destas ligas são:

- **Perdas e Eficiência** - Os metais amorfos apresentam características magnéticas muito favoráveis para a indução magnética, apresentando um ciclo de histerese estreito e uma elevada permeabilidade magnética. Na figura 3.14 pode-se comparar o ciclo de histerese de uma liga amorfa ($Fe_{78}B_{13}Si_9$) com o ciclo de histerese de um aço silício de grão orientado.

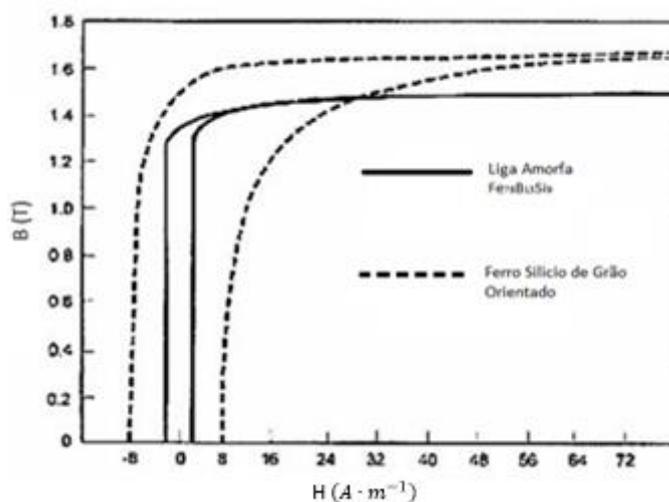


Figura 3.13-Ciclos de histerese de uma liga amorfa e de um aço silício de grão orientado.
Adaptado de (DeCristofaro, 1997)

Ao observar a figura, é evidente que o ciclo da liga amorfa é mais estreito, levando a menores perdas magnéticas que as do aço silício, sendo uma grande vantagem a utilização deste tipo de materiais na construção de núcleos de transformadores.

- **Espessuras das lâminas** - As lâminas que constituem os núcleos de metal amorfo têm uma espessura aproximadamente 10 vezes menor que a maioria dos outros materiais usados no fabrico de núcleos ferromagnéticos, o que diminui bastante as perdas de Foucault clássicas. (Pronto A. M., 2010) Este facto leva a um maior número de laminagens, o que implica um aumento nos custos de produção, pois cortar estes materiais requer técnicas avançadas e de grande perícia, uma vez que exibem uma elevada dureza mecânica.
- **Desgaste e custos** – Em virtude da maior dureza do material, que pode chegar a ser quatro vezes superior em comparação com os aços usado nos transformadores convencionais, as

ferramentas usadas sofrem um desgaste que pode ser mil vezes mais rápido, levando a que deste modo assim o custo dos transformadores com núcleos amorfos seja superior ao dos convencionais. (Pina, 2010).

- **Factor de Empilhamento** - A grande dureza mecânica, baixa espessura e variável e superfície rugosa das lâminas faz com que o ferro amorfo possua um factor de empilhamento baixo, na ordem dos 80%, em comparação com os núcleos de aço silício, que possuem um factor de empilhamento na ordem dos 95% (Silva, Vasconcelos, Ragone, & Pinto, 2001).

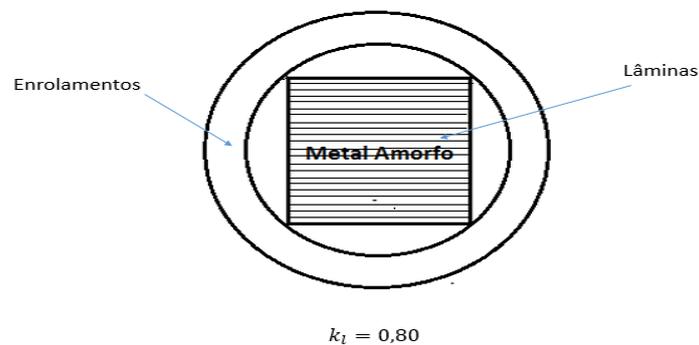


Figura 3.14- Seção transversal de um núcleo amorfo

- **Indução e Saturação**- Os materiais amorfos possuem em geral uma composição de 80% de ferro e 20% de boro, o que leva a que a indução de saturação seja 20% menor em comparação com outros materiais usados no fabrico de núcleos ferromagnéticos, para a mesma temperatura. Este factor implica um aumento da secção de material amorfo para se obter a mesma quantidade de fluxo magnético, em comparação com os aços eléctricos (Pronto A. M., 2010).
- **Magnetostricção** – À alteração das dimensões físicas de um material magnético quando se encontra magnetizado dá-se o nome de *magnetostricção*. As ligas amorfas exibem uma magnetostricção semelhante à dos aços silício, bem como semelhantes níveis de ruído (Silva, Vasconcelos, Ragone, & Pinto, 2001). Na figura 3.15 pode-se observar a magnetostricção de um material magnético.

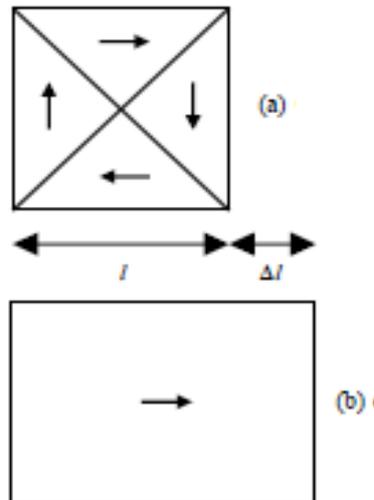


Figura 3.15- (a) Material magnético desmagnetizado e em (b) o efeito no comprimento da amostra ao aplicar um campo magnético externo H. Retirado de (Bohm, 2005).

- **Massa e Volume** - O aumento da secção recta do núcleo do transformador, devido a uma menor indução de saturação e um menor factor de empilhamento, leva a que o volume dos transformadores com núcleo de ferro amorfo aumente em cerca de 15% em comparação com os transformadores com núcleo de aço silício.
- **Corrente de magnetização**- Outra das grandes vantagens dos transformadores com núcleos de ferro amorfo é a baixa corrente de magnetização, em comparação com os transformadores convencionais de aço silício.

Na tabela 3.1 podem-se observar as principais vantagens e desvantagens do ferro amorfo em relação às ligas de aço silício usadas em núcleos de transformadores.

Tabela 3.1- Principais vantagens e desvantagens do ferro amorfo em comparação com os aços silício.

Vantagens	Desvantagens
Menores perdas magnéticas, cerca de 60 a 70%.	Menor indução de saturação.
Elevada permeabilidade magnética, que pode chegar a 70000	Menor factor de empilhamento.
Elevada resistividade eléctrica na ordem dos $100\mu \Omega \cdot \text{cm}$.	Maior volume.
Devido as chapas das ligas amorfas serem mais finas, diminuem assim as perdas por correntes de Foucault.	Maior custo de fabrico.
Menor temperatura de funcionamento	
Baixa corrente de magnetização	

3.3 Princípios básicos de funcionamento de um transformador

Um transformador de potência é um dispositivo eléctrico estático cuja principal finalidade é transmitir energia eléctrica de um circuito eléctrico para outro e é normalmente constituído por um núcleo de material ferromagnético de elevada permeabilidade magnética em torno do qual estão enroladas duas ou mais bobinas de um material condutor, para que deste modo o fluxo magnético criado pela corrente eléctrica que circula numa bobina envolva a outra bobina. Os transformadores monofásicos possuem por norma dois enrolamentos, denominados primário e secundário, e em transformadores que possuem três enrolamentos, além dos dois nomes já citados, o terceiro enrolamento é denominado terciário.

A primeira bobina de indução (1) foi contruída por M. Faraday em 1831 e obedece ao aspecto construtivo que pode ser observado na figura 3.16. Nos anos seguintes outras formas construtivas foram surgindo, como se pode observar na figura 3.16 (2) (3) e (4).

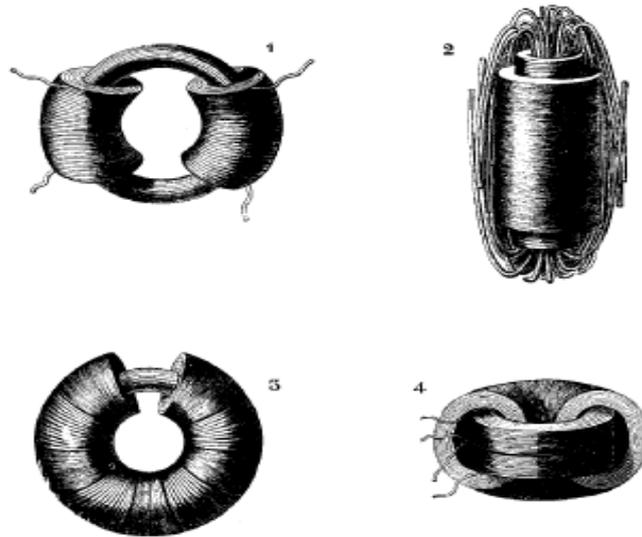


Figura 3.16- Aspectos construtivos do núcleo do transformador: (1) M. Faraday, (2) Varley, (3) Zipernowsky e (4) Zipernowsky. Retirado de (Guedes M. V., 2003).

Na figura 3.17, pode-se observar o esquema pormenorizado de um transformador monofásico e as suas respectivas grandezas.

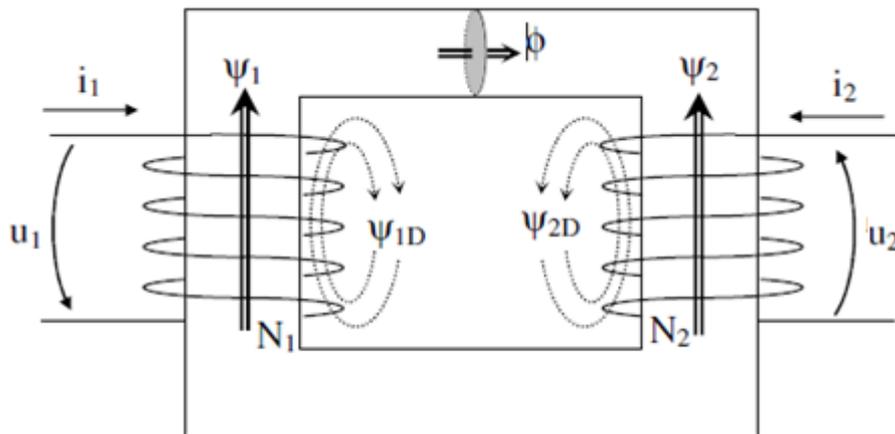


Figura 3.17— Esquema de um transformador monofásico Retirado de (Ventim Neves, 2000)

Onde:

i_1 : Corrente eléctrica no primário do transformador

i_2 : Corrente eléctrica no secundário do transformador

u_1 : Tensão no primário do transformador

u_2 : Tensão no secundário do transformador

N_1 :Número de espiras da bobina do primário

N_2 : Número de espiras da bobina do secundário

Ψ_1 : Fluxo magnético ligado ao primário

Ψ_2 : Fluxo magnético ligado ao secundário

Ψ_{1D} : Fluxo magnético de dispersão ligado ao primário

Ψ_{2D} : Fluxo magnético de dispersão ligado ao secundário

Φ : Fluxo magnético simples no ferro

3.3.1 Equações gerais do transformador

O princípio físico elementar de um transformador é a existência de indução mútua entre dois circuitos eléctricos que se encontram ligados magneticamente através de um fluxo magnético comum, ao qual se chama fluxo principal ou fluxo no ferro.

As equações gerais que regem o funcionamento do transformador, podem ser traduzidas através de um esquema eléctrico equivalente que foi desenvolvido por Charles Proteus Steinmetz, ao qual se dá o nome de *esquema equivalente de Steinmetz*.



Figura 3.18- Charles Proteus Steinmetz
(http://pt.wikipedia.org/wiki/Charles_proteus_steinmetz)
Consultado em 18/03/2014

Este esquema equivalente tem como base a lei de Faraday, que afirma que o fluxo magnético variável no tempo, ao atravessar uma bobina de N espiras, induz na bobina uma força electromotriz.

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.6)$$

Relativamente ao primário e secundário do transformador tem-se que:

$$\begin{cases} u_1 = r_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \\ -u_2 = r_2 i_2 + \frac{d\Psi_2}{dt} \end{cases} \quad (3.7)$$

Sabendo que os fluxos magnéticos ligados ao primário e secundário do transformador são dados pelas seguintes expressões:

$$\begin{cases} \Psi_1 = l_{11} i_1 + \lambda_{11} i_1 + L_M i_2 \\ \Psi_2 = l_{22} i_2 + \lambda_{22} i_2 + L_M i_1 \end{cases} \quad (3.8)$$

em que L_M , é o coeficiente de indução mutua, dado por $L_M = \frac{N_1}{N_2} l_{22} = \frac{N_2}{N_1} l_{11}$. Pode-se por fim, definir as equações gerais do transformador:

$$\begin{cases} u_1 = r_1 i_1 + l_{11} \frac{di_1}{dt} + \lambda_{11} \frac{di_1}{dt} + \frac{N_2}{N_1} l_{11} \frac{di_2}{dt} \\ -u_2 = r_2 i_2 + l_{22} \frac{di_2}{dt} + \lambda_{22} \frac{di_2}{dt} + \frac{N_1}{N_2} l_{22} \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (3.9)$$

Em regime alternado sinusoidal, obtém-se as seguintes equações

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j\omega l_{11} \bar{I}_{10} + j\omega \lambda_{11} \bar{I}_1 \\ -\bar{U}_2 = r_2 \bar{I}_2 + j\omega \frac{N_2}{N_1} l_{11} \bar{I}_{10} + j\omega \lambda_{22} \bar{I}_2 \end{cases} \quad (3.10)$$

A corrente \bar{I}_{10} é dada por

$$\bar{I}_{10} = \bar{I}_1 + \frac{N_2}{N_1} \bar{I}_2 \quad (3.11)$$

Esta corrente \bar{I}_{10} é denominada corrente de magnetização referida ao primário e representa uma corrente que se circulasse por si só no primário, quando o secundário se encontra em vazio, e cria a mesma força magnetomotriz que as correntes do primário e do secundário a circularem em simultâneo nos respectivos enrolamentos.

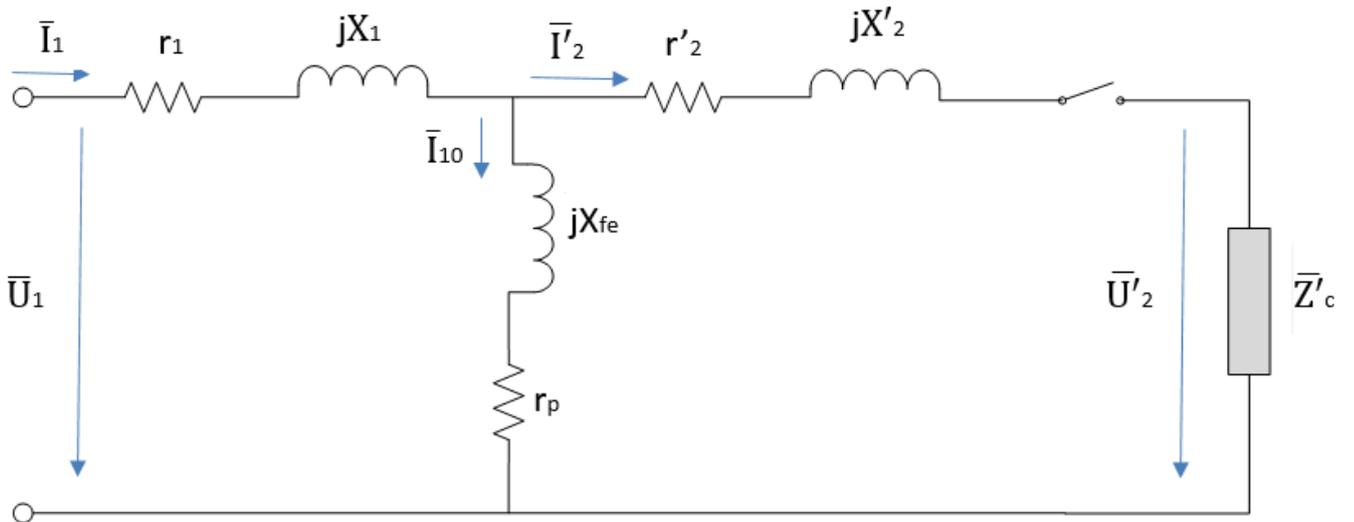


Figura 3.19- Esquema equivalente de Steinmetz reduzido ao primário

Na figura 3.19 pode-se observar o esquema equivalente de Steinmetz reduzido ao primário, onde os parâmetros do primário aparecem com o seu real valor, mas os parâmetros do secundário são substituídos por imagens vistas do primário. Esta relação de grandezas do secundário é feita através das seguintes equações:

$$\bar{U}'_2 = -m\bar{U}_2 \quad (3.11)$$

$$\bar{I}'_2 = -\frac{\bar{I}_2}{m} \quad (3.12)$$

$$X'_2 = m^2 X_2 \quad (3.13)$$

$$r'_2 = m^2 r_2 \quad (3.14)$$

$$\bar{Z}'_c = m^2 \bar{Z}_c \quad (3.15)$$

Sabendo que $\frac{N_1}{N_2} = m$, a que se dá o nome de *razão de transformação*.

De forma análoga pode-se obter o esquema equivalente de Steinmetz reduzida ao secundário.

3.3.2 Ensaios do transformador em vazio e em curto-circuito

A determinação dos parâmetros do transformador faz-se através de dois ensaios: ensaio do transformador em vazio e em curto-circuito. Os ensaios podem ser feitos através de qualquer um dos enrolamentos do transformador sendo as grandezas obtidas referidas ao mesmo.

No ensaio do transformador em vazio aplica-se ao primário a tensão nominal U_{1n} , enquanto o secundário fica em vazio, ou seja a corrente no secundário I_2 é 0.

Na figura 3.20 pode-se observar uma aproximação ao esquema equivalente de Steinmetz no ensaio em vazio.

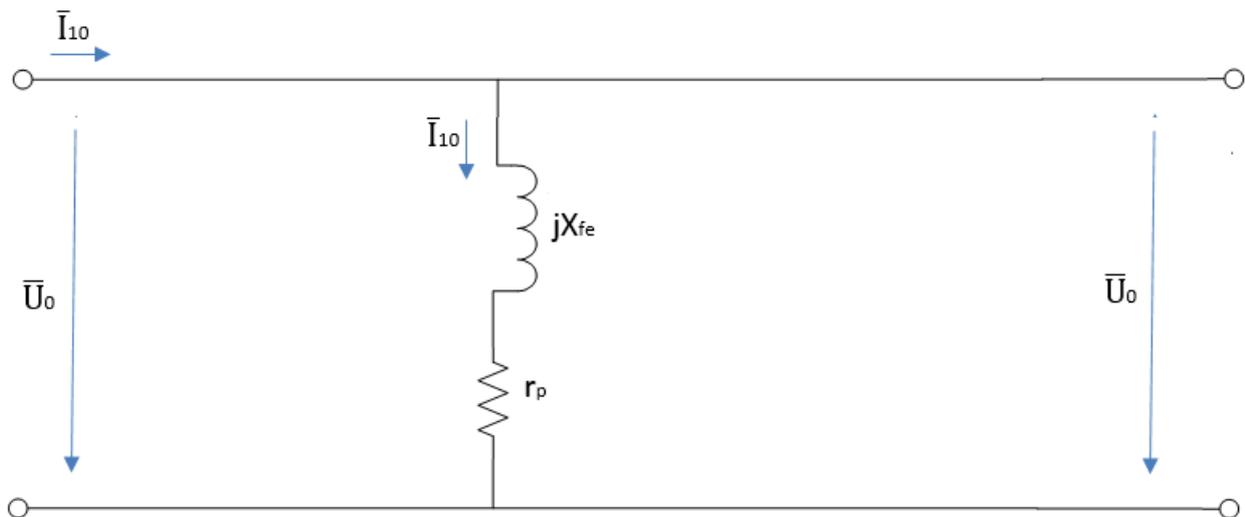


Figura 3.20-Esquema equivalente de Steinmetz para o ensaio em vazio

Ao observar o esquema equivalente de Steinmetz para o ensaio em vazio, pode-se observar que toda a corrente do circuito passa pelo ramo de magnetização. Devido ao facto de a corrente de magnetização I_{10} ser por norma muito inferior à corrente nominal I_n , e a impedância do primário ser muito inferior à do núcleo, a queda de tensão do primário pode ser desprezada.

Para realizar este ensaio é necessário um amperímetro (A), um wattímetro (W) e dois volímetros. A montagem necessária para o ensaio em vazio pode ser vista na figura 3.21.

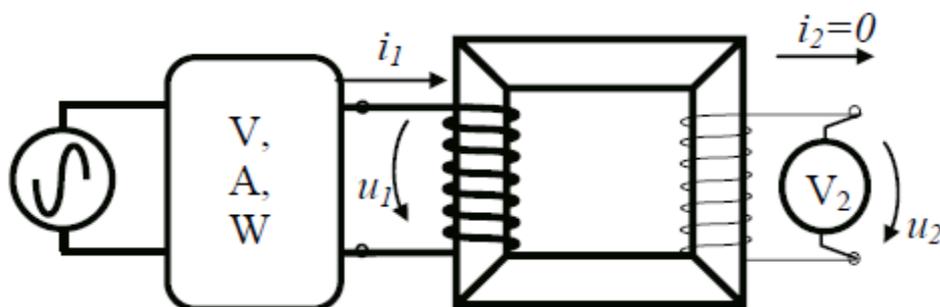


Figura 3.21- Montagem para o ensaio em vazio
Retirado de (Ventim Neves, 2000).

Para determinar o argumento da impedância do ensaio em vazio através do factor de potência FP do circuito, tem-se que:

$$FP = \cos \theta = \frac{P_0}{U_{ef0} \times I_{ef10}} \quad (3.23)$$

Deste modo

$$\theta = \cos^{-1} \frac{P_0}{U_{ef0} \times I_{ef10}} \quad (3.24)$$

Pode-se finalmente obter os valores de resistência e reactância de cada um dos enrolamentos, sabendo que:

$$\bar{Z}_{fe} = \frac{U_{ef0}}{I_{ef10}} \angle \theta \quad (3.25)$$

Logo

$$r_p = |\bar{Z}_{eq}| \cos \theta \quad (3.26)$$

$$X_{fe} = |\bar{Z}_{eq}| \sin \theta \quad (3.27)$$

No ensaio do transformador em curto-circuito, o secundário do transformador encontra-se em curto-circuito, enquanto se aplica ao primário do transformador uma tensão U_{cc} que leva a que circule no secundário uma corrente I_{cc} .

Na figura 3.22 pode-se observar uma aproximação ao esquema equivalente de Steinmetz no ensaio em curto-circuito.

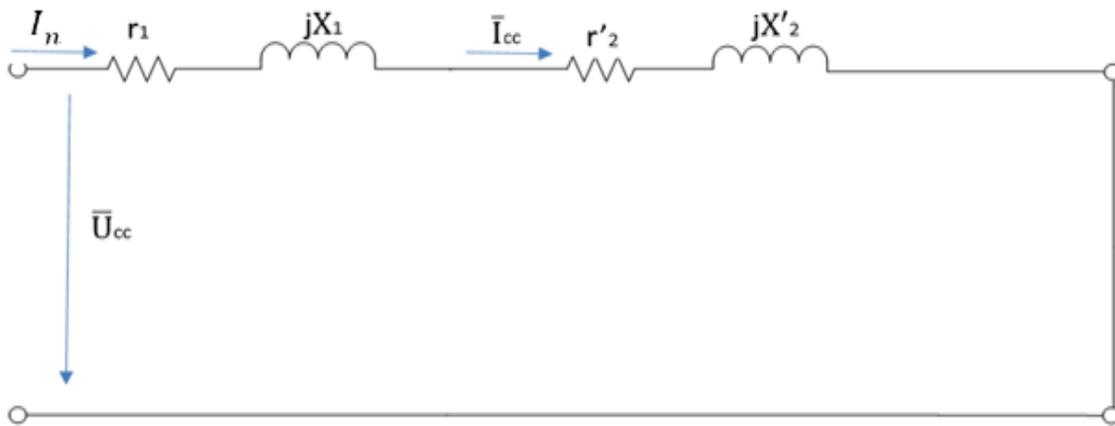


Figura 3.22-Esquema equivalente de Steinmetz para o ensaio em curto-circuito

Devido à tensão de curto-circuito ser muito inferior à tensão nominal, a magnetização do ferro, que é proporcional à tensão aplicada, é desprezável face à que existe em condições nominais. Sabendo que a impedância do ramo transversal é muito maior que a impedância do ramo longitudinal, pode concluir-se que a corrente de magnetização é praticamente nula, desprezando-se assim o ramo transversal no ensaio em curto-circuito.

Para realizar este ensaio são necessários dois amperímetros (A), um wattímetro (W) e um volímetro. A montagem necessária para o ensaio em curto-circuito pode ser vista na figura 3.23.

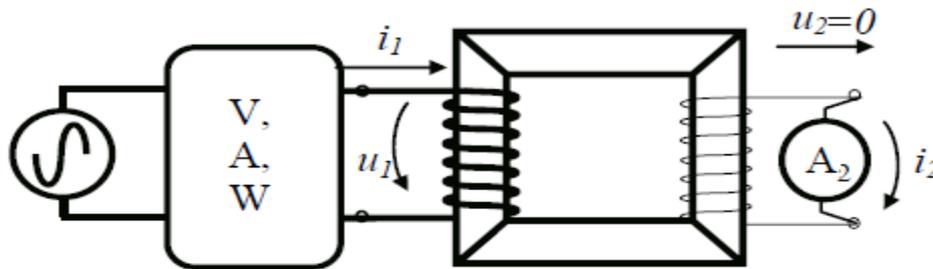


Figura 3.23- Montagem para o ensaio em vazio.
Adaptado de (Ventim Neves, 2000).

Para determinar o argumento da impedância de curto-circuito através do factor de potência FP do circuito, tem-se que:

$$FP = \cos \theta = \frac{P_{cc}}{U_{efcc} \times I_{cc}} \quad (3.28)$$

Deste modo

$$\theta = \cos^{-1} \frac{P_{cc}}{U_{efcc} \times I_{cc}} \quad (3.29)$$

Pode-se finalmente obter os valores de resistência e reactância de cada um dos enrolamentos, sabendo que:

$$\bar{Z}'_{eq} = \frac{U_{efcc}}{I_{cc}} \angle \theta \quad (3.30)$$

Logo

$$r_1 = r_2' = \frac{|\bar{Z}'_{eq}|}{2} \cos \theta \quad (3.31)$$

$$X_1 = X_2' = \frac{|\bar{Z}'_{eq}|}{2} \sin \theta \quad (3.32)$$

Deste modo, através dos ensaios em vazio e em curto-circuito, obtiveram-se os parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz do transformador.

4 Procedimento experimental, resultados obtidos e discussão

Neste capítulo vão ser apresentados os procedimentos experimentais efectuados para a caracterização do transformador com núcleo de ferro amorfo e discutidos os resultados obtidos nos ensaios.

4.1 Dimensionamento e caracterização do núcleo

Para se proceder à análise das perdas magnéticas à temperatura ambiente e criogénica, um transformador de potência aparente de 562,5 kVA com um núcleo de material ferromagnético amorfo (liga metálica 2605SA1), cujas dimensões podem ser consultadas no apêndice 1, gentilmente cedido pela Metglass, Inc. e Dr. R. Hasegawa, foi projectado e construído. De seguida foram construídas duas bobinas de cobre com 203 e 102 espiras, para serem usadas no primário e secundário do transformador, respectivamente. As dimensões dos suportes das bobinas podem ser consultadas no Apêndice 2.

O transformador foi inicialmente dimensionado para uma potência de 1,15 kVA com 230V e 5 A no primário e 115V e 10 A no secundário. Para obter estes valores de tensão nominais, o valor de B_m , o campo de indução máximo foi calculado através da seguinte equação:

$$\frac{U_{1ef}}{N_1} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot S_{fe} \cdot f \cdot B_m \leftrightarrow B_m = \frac{U_{1ef}}{\frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot S_{fe} \cdot f \cdot N_1} \quad (4.1)$$

onde U_{1ef} é a tensão eficaz nominal do primário, N_1 é o numero de espiras do primário, f é a frequência de trabalho e S_{fe} é a secção transversal de material ferromagnético.

A equação anterior, em regime sinusoidal, resulta de se ter:

$$U_m \approx \omega \cdot \Psi_m \quad (4.2)$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (4.3)$$

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{ef} \quad (4.4)$$

Considerando que na secção o valor do campo é uniforme, tem-se que:

$$\Phi_m = S_{fe} \cdot B_m. \quad (4.5)$$

Considerando assim $S_{fe} = 3840 \text{ mm}^2$, $f = 50 \text{ Hz}$, $N_1 = 203 \text{ espiras}$ e $U_{1ef} = 230 \text{ V}$ obtém-se uma indução máxima de $1,33 \text{ T}$.

Ao analisar a curva de primeira magnetização do núcleo, observa-se que, para este valor de campo de indução magnético o núcleo já se encontra completamente saturado, existindo deste modo uma distorção da corrente. Este facto originou que o valor de tensão no primário inicialmente previsto tivesse que ser revisto.

Deste modo, dimensionou-se o núcleo para um valor de campo de indução magnético de $0,65 \text{ T}$, valor abaixo do cotovelo de magnetização, e através da equação 4.1, pode-se verificar que $U_{1ef} = 112,5 \text{ V}$.

A razão de se escolher um valor próximo do cotovelo é evitar a saturação do material, que provoca efeitos indesejáveis como a distorção da corrente, como se pode observar na figura 4.1.

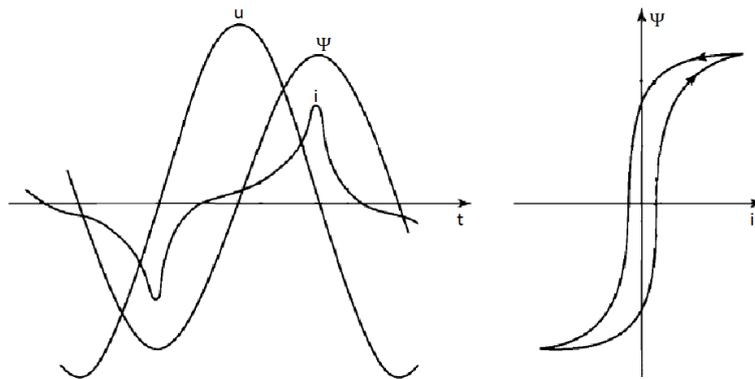


Figura 4.1- Curva de magnetização do transformador.
Retirado de (Figueira, 2013)

Quando um núcleo de material ferromagnético exhibe saturação, é necessária uma quantidade de corrente maior para produzir um pequeno aumento no fluxo magnético e apesar de o fluxo ser uma onda sinusoidal, a corrente não o é, existindo deste modo uma introdução de componentes de alta frequência (harmónicas) causadas pela saturação do núcleo do transformador (Figueira, 2013).

Ainda se pode observar a defasagem entre a corrente e o fluxo, o que resulta do facto de existir um atraso entre a excitação e a resposta do material.

Assim decidiu-se que o transformador sob ensaio exhibe a chapa de características representada na tabela 4.1.

Tabela 4.1 Características do transformador com núcleo de ferro amorfo

S_n	562,5 VA
f	50 Hz
U_1	112,5 V
U_2	56,25 V
I_1	5 A
I_2	10 A
N_1	203 espiras
N_2	102 espiras

4.2 Determinação das propriedades magnéticas do núcleo amorfo

De forma a caracterizar o núcleo, obteve-se a curva de primeira magnetização, a evolução da permeabilidade magnética e das perdas magnéticas totais do transformador em estudo, adquiridas através dos valores da corrente de magnetização e do fluxo no ferro.

4.2.1 Procedimento experimental

Na Figura 4.2 está representado o esquema eléctrico da montagem experimental:

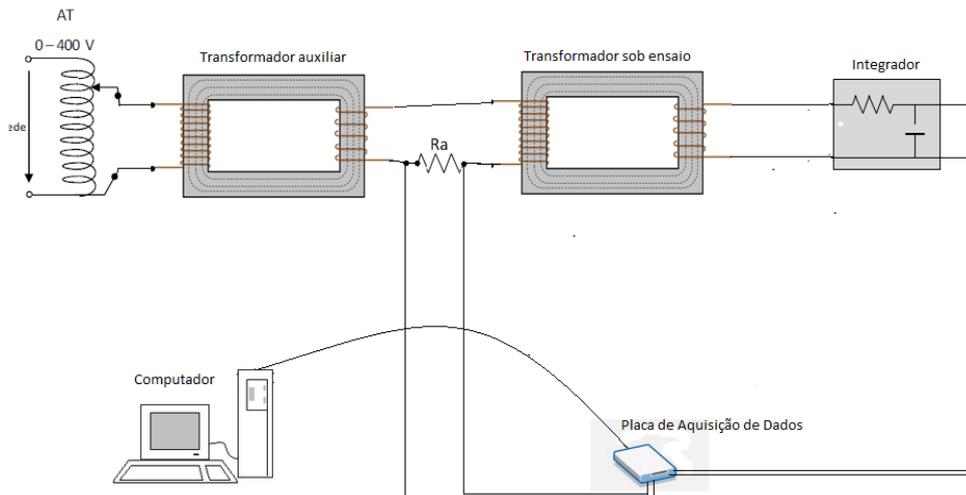


Figura 4.2- Montagem experimental utilizada para obter a característica do núcleo

O material utilizado, e que se encontra representado esquematicamente na figura 4.2, foi o seguinte:

- Auto-Transformador variável (0 V / 400 V) o qual permite fornecer uma tensão regulável ao primário do transformador de isolamento.
- Transformador auxiliar ou transformador de isolamento (133 V / 380 V) que é o responsável pelo isolamento galvânico da montagem experimental relativamente à rede.
- R_A : Foram utilizadas 2 resistências de amostragem, uma de $7,4 \Omega$ e outra de $0,55 \Omega$, que foram utilizadas para medir a corrente no primário do circuito.
- Transformador sob Ensaio: Transformador com núcleo de ferro amorfo, 562,25 VA, 112,5 V - 5 A / 56,25 V - 10 A.
- N_1 e N_2 : Bobinas do primário e secundário com 203 e 102 espiras, respectivamente;
- Integrador: Integrador passivo com $\tau = 1s$ ($R = 1M\Omega$ e $C = 1\mu F$) utilizado na integração da tensão aos terminais do secundário em vazio.
- Placa de aquisição de dados: Para a aquisição do valor de tensões aos terminais da resistência e do integrador, foi usado o Pico Scope serie 3000 da Pico Technology.
- Computador: utilizado para a leitura da placa de aquisição de dados e seu posterior tratamento.

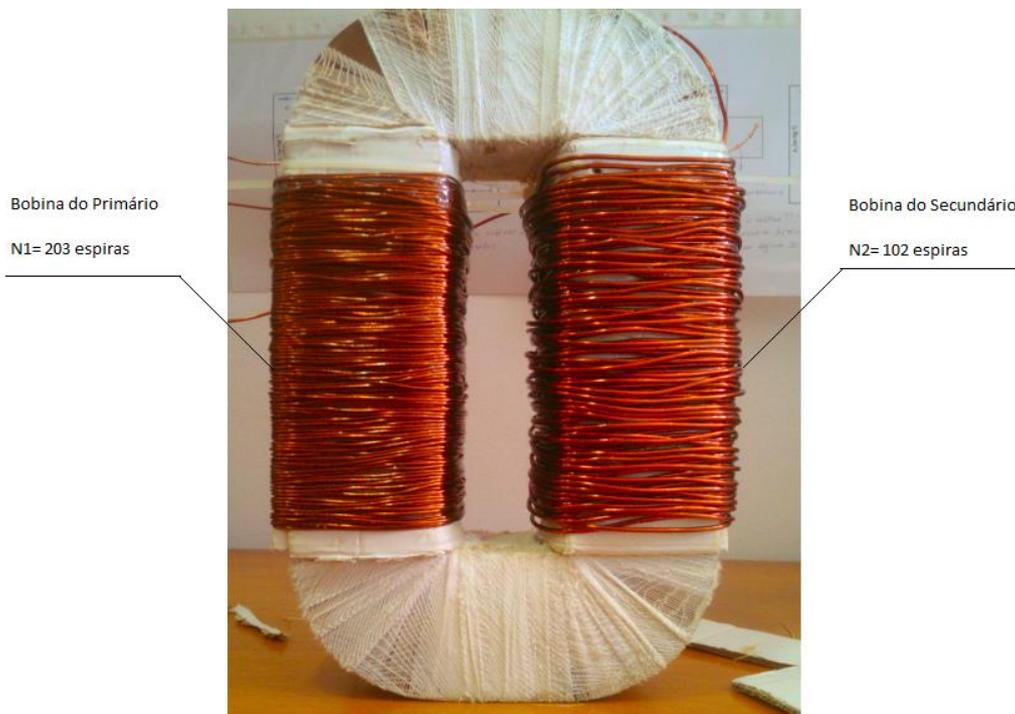


Figura 4.3 - Transformador com núcleo de ferro amorfo utilizado nos ensaios

As medições foram efectuadas alimentando o secundário do transformador para magnetizar o núcleo. Assim, aplicou-se uma tensão alternada u_2 ao secundário do transformador, deixando o primário em vazio. O valor máximo de indução B_m foi obtido através da variação da amplitude de u_2 , pois cada valor de tensão corresponde a um valor constante de B_m .

O campo magnético H foi calculado a partir da queda de tensão na resistência R_A , a qual é uma imagem da corrente no secundário, e o campo de indução B foi obtido no primário em vazio, através da tensão u_1 , que depois de integrada, é proporcional ao fluxo magnético no núcleo.

As medições foram realizadas à temperatura ambiente, para diversos valores de B_m e foram mais tarde repetidas para a temperatura de 77 K, para iguais valores de B_m .

As medidas à temperatura criogénica foram realizadas mergulhando o transformador em azoto líquido como se pode observar na figura 4.4.

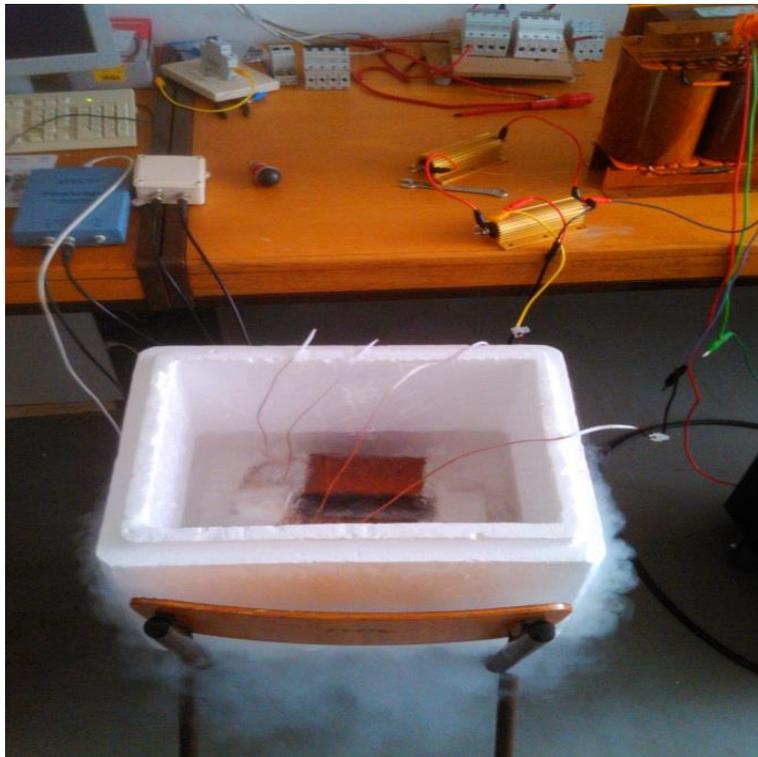


Figura 4.4 - Ensaio do transformador em azoto líquido

A corrente de magnetização (i_2) foi obtida através da utilização de uma resistência em série ligada ao secundário do núcleo a ser ensaiado, como de pode observar na figura 4.2. Deste modo:

$$i_2 = \frac{u_2}{R_a} \quad (4.6)$$

Por estar em vazio, o primário não é atravessado por corrente, e deste modo o fluxo no núcleo pode ser obtido, integrando a tensão aos terminais do primário. Tem-se que:

$$u_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.7)$$

Logo:

$$\Phi = \frac{1}{N_1} \int u_1 dt \quad (4.8)$$

Para se obter o fluxo no núcleo, foi utilizado um integrador formado por um circuito RC (Figura 4.2), do tipo passivo, com uma constante de tempo $\tau = 1$ s, valor bastante superior ao inverso da frequência utilizada nos ensaios, o que leva a que o circuito funcione como integrador.

Este apresenta uma impedância significativamente elevada para que a corrente absorvida seja desprezada, e assim a bobina possa ser considerada em vazio

A função que descreve um integrador é:

$$u_{saida} \approx \frac{1}{\tau} \int u_{entrada} dt \quad (4.9)$$

Onde a constante de tempo τ é dada por:

$$\tau = RC \quad (4.10)$$

Tendo em conta que a tensão de entrada no integrador é a tensão no primário do núcleo, então:

$$u_{saida} = \frac{N_1}{\tau} \Phi \leftrightarrow \Phi = \frac{\tau}{N_1} u_{saida} \quad (4.11)$$

Para se obter a característica do núcleo em termos B e H , foram utilizadas as equações 4.12 e 4.13.

Através da lei de Ampère (equação (4.12)) obtém-se a relação entre a corrente i e o campo magnético H , que estabelece que a corrente no enrolamento é proporcional ao integral fechado de circulação de H , considerando H invariante ao longo da linha.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = N \cdot i \leftrightarrow H = \frac{N \cdot i}{l} \quad (4.12)$$

A relação entre o fluxo simples Φ e o campo de indução magnético B , considerando que este é uniforme, é dada pela equação 4.13, onde S é a secção.

$$\Psi = N \iint_S (\mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{n}}) dS \quad (4.13)$$

4.2.2 Resultados obtidos e discussão

De modo a comparar as propriedades magnéticas do núcleo amorfo com um núcleo de aço silício de grão orientado, escolheu-se um transformador projectado e construído por A. Pronto (Pronto A. M., 2010), por possuir um núcleo com dimensões semelhantes ao núcleo de ferro amorfo em estudo. De agora em diante, o transformador com núcleo de ferro amorfo será designado por “NA”, enquanto o transformador com núcleo de aço silício de grão orientado será designado por “AP”.

O material usado na construção do núcleo cristalino é um aço de grão orientado, cujas principais características estão indicadas na tabela 4.2.

Tabela 4.2- Principais características do aço silício utilizado para construir AP

Tipo de Liga Fe-Si	Espessura das chapas (mm)	Designação AISI	Designação DIN 46400	% wt Si	Densidade ($g \cdot cm^{-3}$)
Grão Orientado	0,35	M6	VM111-35N	3,9	7,05

Na figura 4.5 pode-se observar a evolução do fluxo simples em função da corrente no secundário de NA.

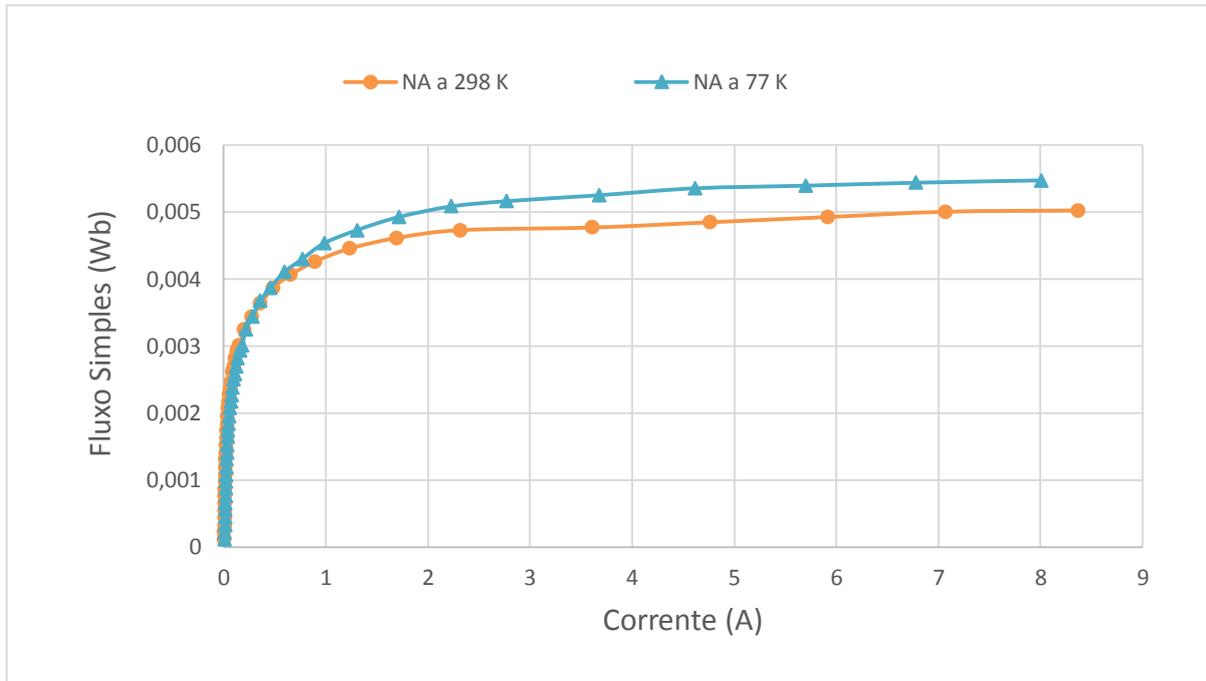


Figura 4.5-Evolução do fluxo simples em função da corrente no secundário

Foram obtidas as curvas B_{max}/H_{max} em regime sinusoidal, que são aproximações das curvas de primeira magnetização dos dois núcleos em estudo, NA e AP, à temperatura ambiente e à criogénica, as quais estão representadas nas figuras 4.6, 4.7 e 4.8.

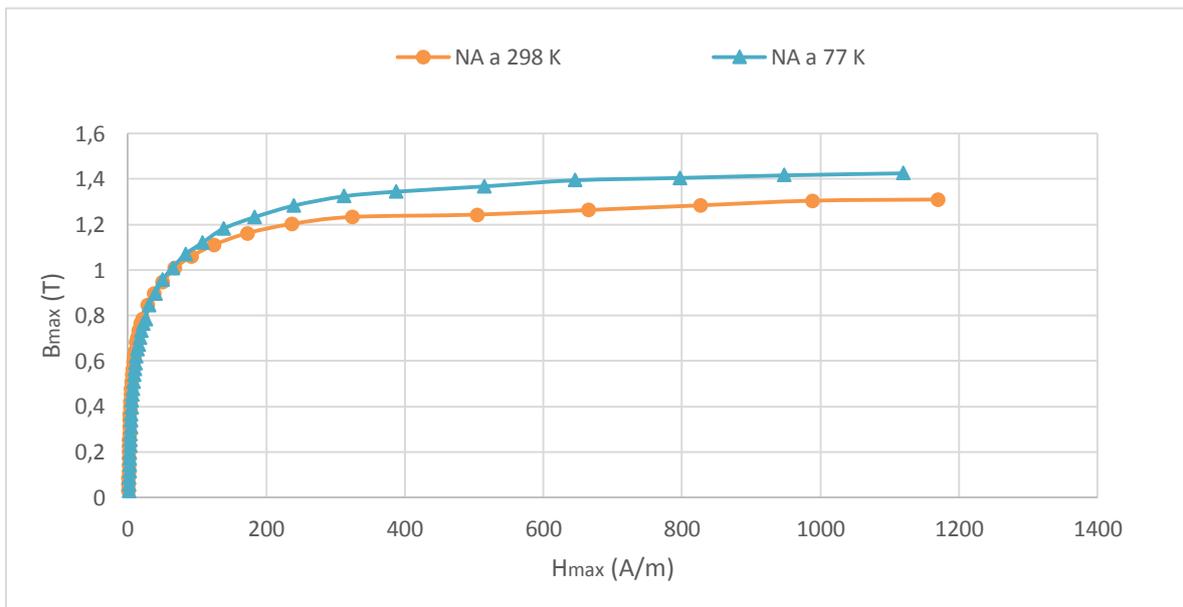


Figura 4.6-Curva de primeira magnetização para NA

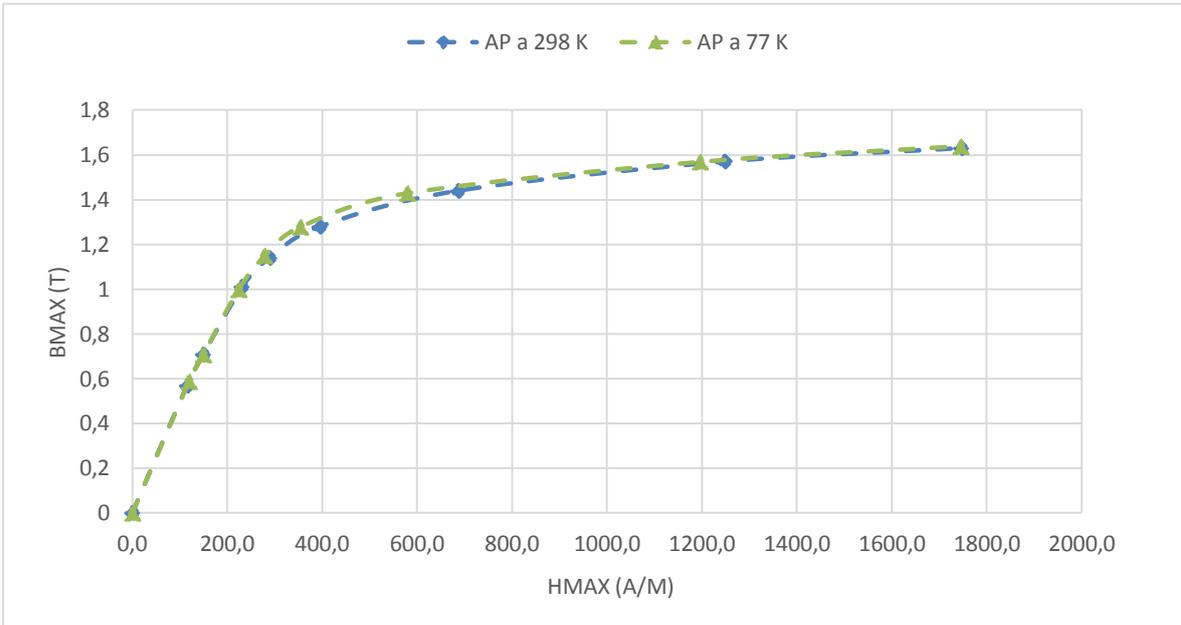


Figura 4.7-- Curva de primeira magnetização para AP

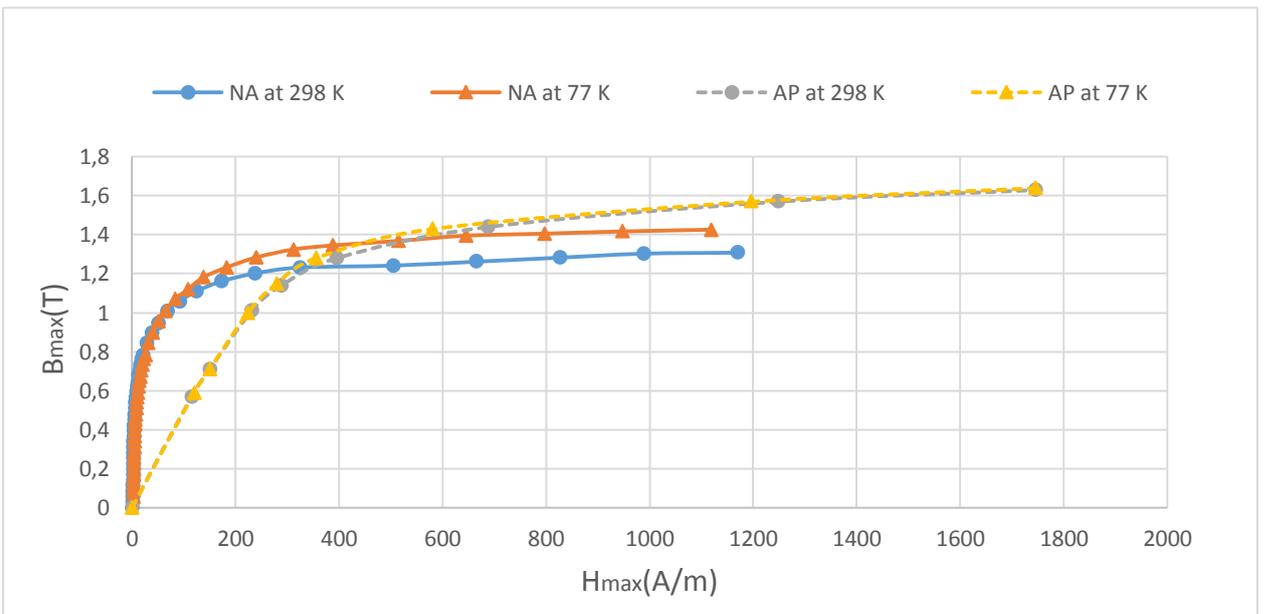


Figura 4.8-Comparação das curvas de primeira magnetização de NA e AP

Após analisar os resultados obtidos, verifica-se que existem diferenças significativas entre as curvas de B_{max}/H_{max} de NA e AP.

No ensaio com o núcleo NA, verifica-se que para valores de indução até 1T, às temperaturas ambiente e temperatura criogénica, não existe uma grande variação nos resultados obtidos, verificando-se indução de saturação de aproximadamente 0,65 T. Para valores de B superiores a 1T, pode-se observar que para o mesmo valor de H, a valor de B correspondente é

cerca de 10% superior no ensaio à temperatura criogénica. Quando se comparam os ensaios dos 2 transformadores, observa-se que a indução de saturação é de 1,2T para AP, que é um valor superior ao de NA, cerca de 85%. Esta diferença pode ser explicada pela composição dos materiais amorfos, nomeadamente o facto de a percentagem de ferro presente no material (80%), ser menor em comparação com materiais cristalinos. Por outro lado, a presença de silício ou boro, em cerca de 20%, leva a que exista uma diminuição da indução de saturação, em comparação com outros materiais ferromagnéticos (Luciano & Kiminami, 1997) (Pronto, Ventim Neves, & Rodrigues, 2011).

Pode-se também constatar através do declive das curvas, que o material amorfo possui uma maior permeabilidade magnética, como se pode observar na figura 4.12.

Deste modo, através da análise da curva de B_{max}/H_{max} , é possível verificar que esta é praticamente linear até um valor de indução magnética de 0,65T, que corresponde ao valor usado no dimensionamento do transformador com núcleo de ferro amorfo.

Os ciclos de histerese à temperatura ambiente e à temperatura criogénica, para um valor de indução $B = 0,65T$, podem ser observados na figura 4.9.

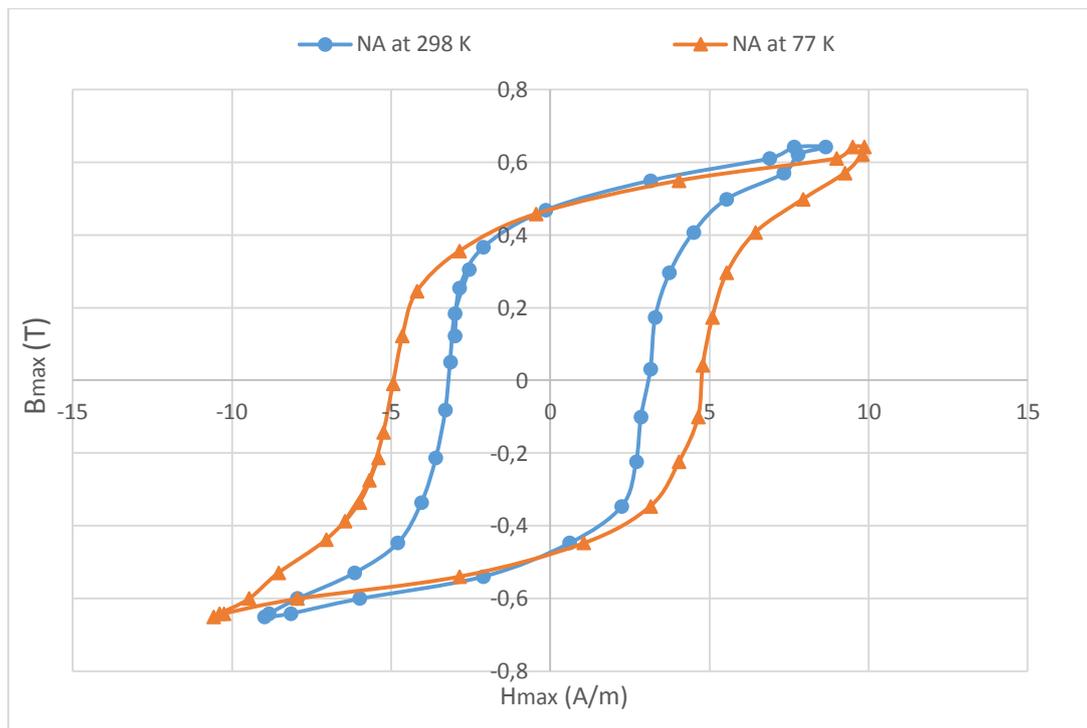


Figura 4.9-Ciclo de histerese de NA a 298 K e 77 K

Através da análise dos ciclos de histerese obtidos para NA a 298 K e 77K pode-se verificar que:

- O ciclo de histerese obtido no ensaio à temperatura ambiente é mais estreito, levando a que as perdas magnéticas totais sejam menores. À temperatura ambiente as perdas magnéticas totais no núcleo são de 0,056 W/Kg, enquanto à temperatura criogénica as perdas totais no núcleo são de 0,084 W/Kg. Este valor de perdas foi calculado através das áreas dos ciclos de histerese correspondentes, obtidas usando a ferramenta Matlab, a dividir pelo peso do núcleo ferromagnético.
- Apesar do valor de campo de indução remanescente (B_r) permanecer constante para ambas as temperaturas, o valor de campo coercivo (H_c) sofre um aumento de 50% no ensaio à temperatura criogénica.
- Para um valor de indução magnética B de 0,65T, o valor de campo magnético à temperatura ambiente é de 8,64 A/m, enquanto que à temperatura criogénica existe um aumento de cerca de 15%, $H = 9,8$ A/m.

Para que a análise fosse mais completa efectuaram-se dois estudos complementares, sobre o comportamento da permeabilidade magnética relativa, obtido através dos valores máximos de B_{max}/H_{max} , que se designou de $\bar{\mu}_r$, e sobre as perdas magnéticas totais associadas ao núcleo.

Através da análise das figuras 4.10, 4.11 e 4.12, constata-se que o material amorfo possui uma permeabilidade magnética muito superior. Para um valor de $B = 0.6$ T, valor abaixo da saturação para ambos os transformadores, a permeabilidade magnética de NA é $\bar{\mu}_r = 42952$, valor aproximadamente onze vezes superior em comparação com AP, que é $\bar{\mu}_r = 3922$.

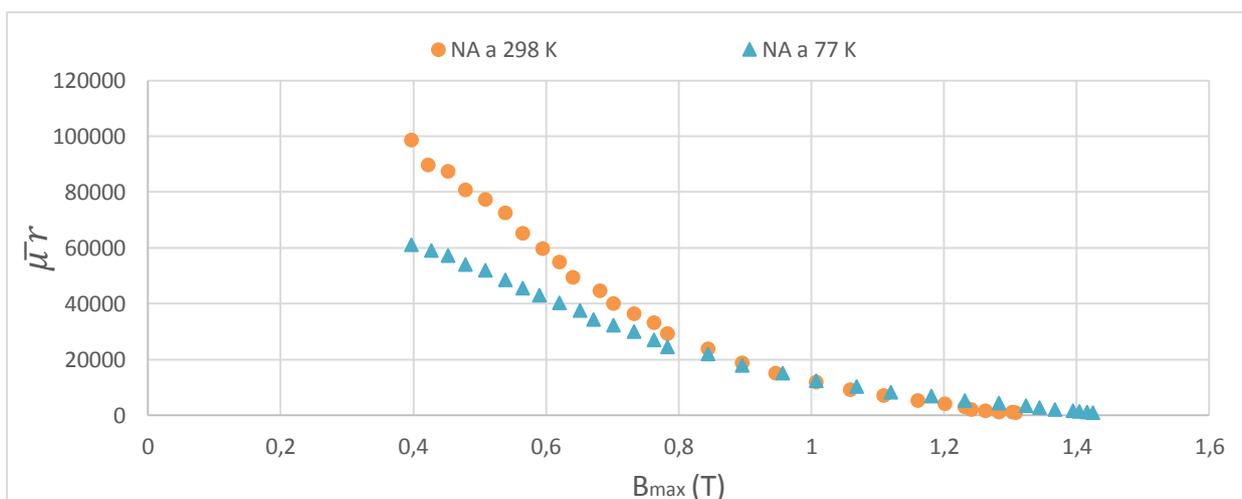


Figura 4.10-Evolução da permeabilidade magnética relativa $\bar{\mu}_r$ em função do campo de indução magnético em NA

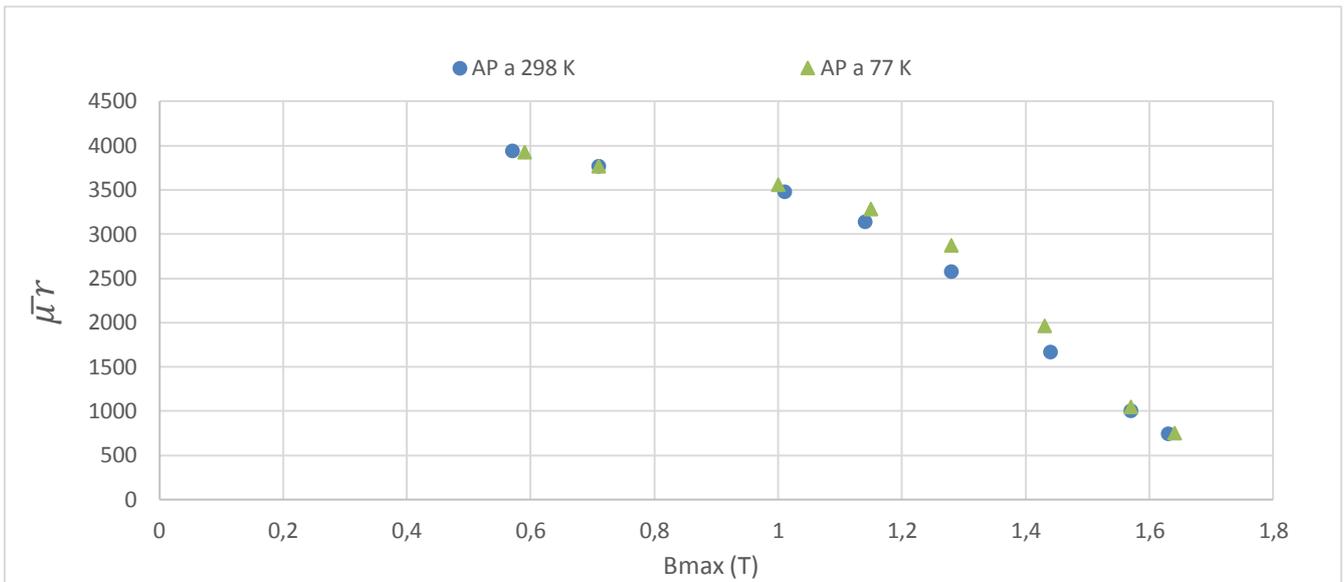


Figura 4.11— Evolução da permeabilidade magnética $\bar{\mu}r$ relativa em função do campo de indução magnético em AP

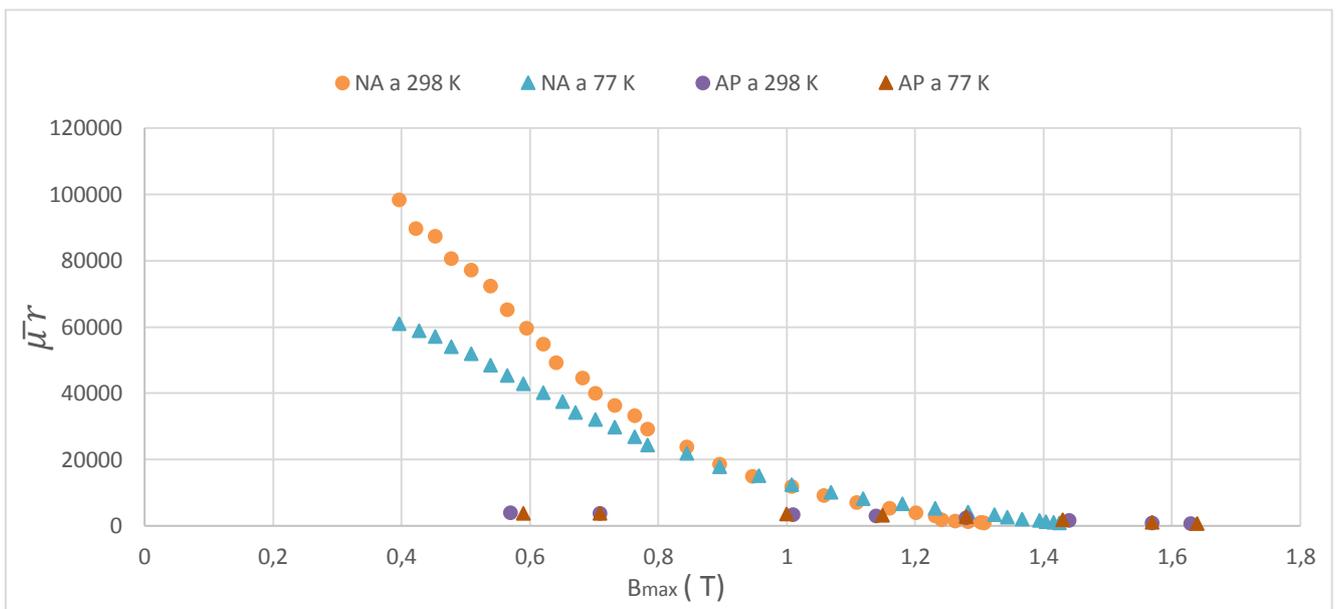


Figura 4.12-Comparação da evolução da permeabilidade magnética relativa $\bar{\mu}r$ em função do campo de indução magnético entre NA e AP

Para se proceder à análise do comportamento das perdas magnéticas totais, vários ciclos de histerese foram obtidos para ambas as temperaturas. Ao calcular a área de cada ciclo de histerese, calculou-se o valor das perdas magnéticas totais. Nas figuras 4.13 e 4.14 podem-se observar os resultados obtidos para NA e AP à temperatura ambiente e criogénica.

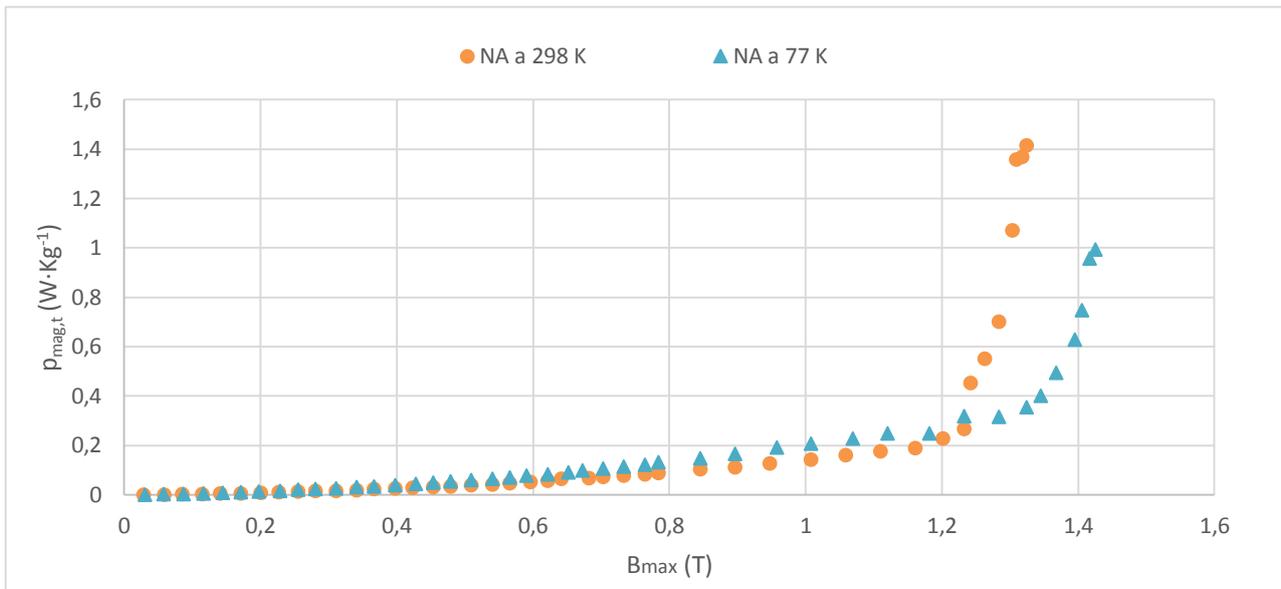


Figura 4.13-Perdas magnéticas totais em NA a 298 K e 77 K

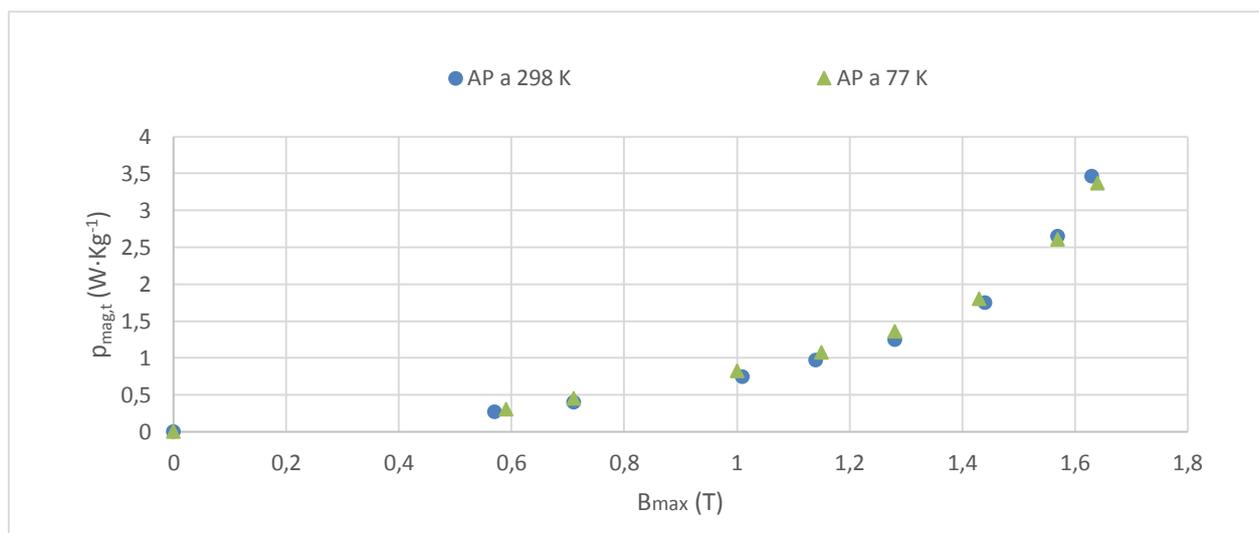


Figura 4.14- Perdas magnéticas totais em AP a 298 K e 77 K

Em relação às perdas magnéticas totais em NA, observa-se um aumento de perdas até 8% no ensaio realizado em azoto líquido, até um valor de indução de 1,2 T. Para valores de indução superiores a 1,2T, pode-se observar que as perdas à temperatura ambiente são maiores que à temperatura criogénica, existindo um aumento muito significativo que pode chegar até aos 40%. Este efeito nas perdas verificou-se também no ensaio realizado com AP, mas neste caso as diferenças entre perdas à temperatura ambiente e criogénica são muito menores.

Na figura 4.15 pode-se observar a comparação das perdas magnéticas totais de NA e AP à temperatura criogénica e ambiente:

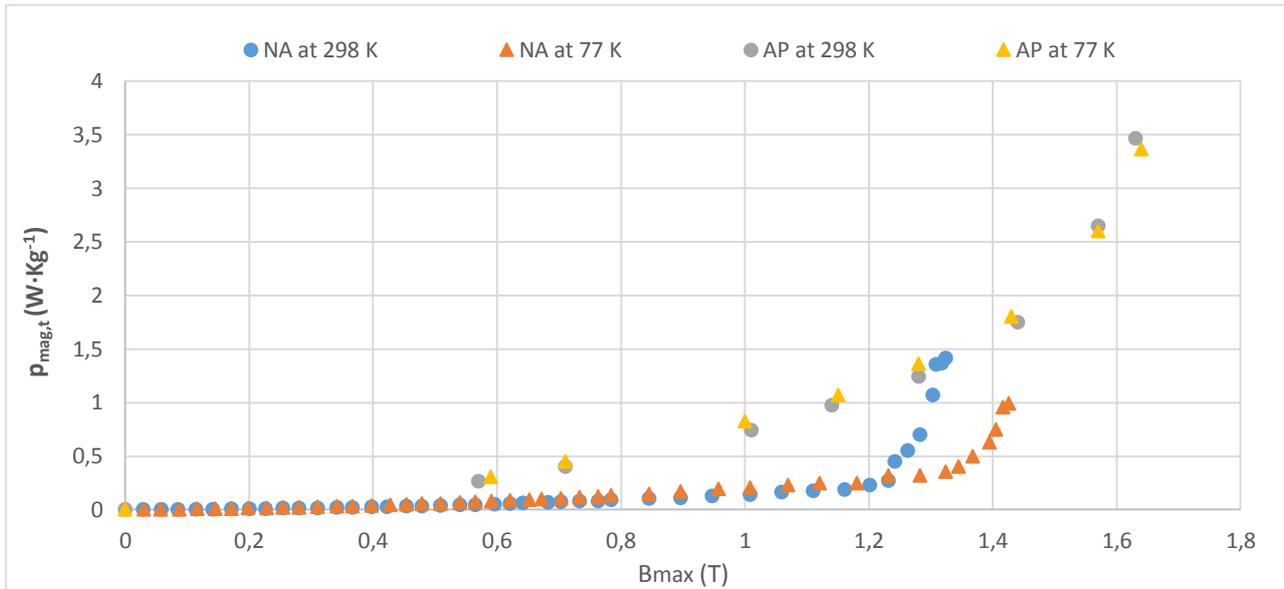


Figura 4.15-Perdas magnéticas totais para NA e AP a 298 K e 77K

Através da análise da figura 4.15, vê-se que as perdas magnéticas totais são muito superiores em AP, em comparação com NA. Este aumento é muito significativo, podendo chegar a valores 7 a 8 vezes superiores, o que está de acordo com (Cavalcanti & Luciano, 2001)

Como já foi referido, para NA quando o material magnético se encontra fortemente saturado ($B_{max} > 1,2 T$), foi detectada uma inversão no comportamento das perdas magnéticas, semelhante à que acontece em AP para valores de B_{max} iguais ou superiores a 1,5 T: as perdas magnéticas totais tornam-se então menores quando o núcleo se encontra à temperatura criogénica. Segundo (Pronto, Neves, & Rodrigues, 2012) este efeito pode ter como origem um variado número de factores:

- Em primeiro lugar, a vibração térmica da rede diminui, o que leva a que a resistividade eléctrica dos materiais diminua também, havendo ao mesmo tempo um aumento da permeabilidade magnética. Acima dos valores de indução referidos, os materiais encontram-se na zona de saturação magnética, onde a rotação dos domínios magnéticos é o mecanismo dominante, sendo facilitado pela alta permeabilidade.
- A rotação dos domínios causa uma menor variação de dB/dt do que aquela associada aos movimentos das paredes de Bloch (movimentos dominantes fora da região de saturação), levando a que haja um decréscimo da força electromotriz induzida, que corresponde a uma redução nas correntes de Foucault induzidas e consequentemente uma redução nas perdas excedentes. Isto significa que na zona de saturação, a diminuição da resistividade eléctrica resultante da baixa temperatura, é contrabalançado por um processo de rotação de domínios mais fácil, que leva a que as perdas magnéticas totais à temperatura criogénica sejam menores que a temperatura ambiente.

4.3 Obtenção dos parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz

De modo a se proceder à caracterização de um dos transformadores em estudo, NA, foram realizados ensaios em vazio e em curto-circuito, por forma a determinar os parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz. A descrição e os esquemas dos ensaios realizados podem ser consultados na secção 3.3.2.

Os resultados obtidos foram analisados e discutidos.

4.3.1 Ensaio do transformador em vazio

Nas tabelas 4.3 e 4.4 podem-se observar os resultados do ensaio em vazio.

Tabela 4.3-Resultados do ensaio em vazio

Vazio	P_{10} (W)	U_{10ef} (V)	I_{10ef} (A)	U_{2ef} (V)
Ambiente	1,13	112,5	0,0252	57,5
Azoto líquido	1,53	112,5	0,0289	67,3

Tabela 4.4- Parâmetros do ensaio em vazio

Vazio	Z_0 (Ω)	θ ($^\circ$)	r_p (Ω)	X_{fe} (Ω)
Ambiente	4464	66,5	1779	4094
Azoto líquido	3893	61,9	1832	3435

4.3.2 Ensaio do transformador em curto-circuito

Após analisar os resultados obtidos no ensaio em vazio, verifica-se que a corrente de magnetização (I_{10ef}) é muito menor que a corrente nominal no primário, representado cerca de 0,5% do valor da mesma. Deste modo, pode-se desprezar o ramo transversal no ensaio em curto-circuito.

Os resultados do ensaio em curto-circuito estão indicados nas tabelas 4.5 e 4.6.

Tabela 4.5-Resultados do ensaio em curto-circuito

Curto-Circuito	P_1 (W)	U_{1ef} (V)	I_{1ef} (A)	I_{2ef} (A)
Ambiente	8,3	39,5	5,02	10
Azoto líquido	8,1	39,3	5,03	10

Tabela 4.6-Parâmetros do ensaio em curto-circuito

Curto-Circuito	Z'_{cc} (Ω)	θ ($^\circ$)	R'_{eq} (Ω)	X'_{eq} (Ω)
Ambiente	7,87	87,1	0,33	7,86
Azoto líquido	7,81	87,7	0,32	7,80

4.3.3 Esquemas equivalentes de Steinmetz e discussão dos resultados obtidos

Após analisar os parâmetros obtidos nos ensaios em vazio e em curto-circuito, à temperatura ambiente e à temperatura criogénica, foi possível obter os parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz para ambas as temperaturas (figuras 4.16 e 4.17).

Do ensaio em vazio, foi possível obter a resistência fictícia r_p , que traduz as perdas de magnetização no ferro, e a reactância de magnetização X_{fe} (tabela 4.4), utilizando para isso as seguintes expressões:

$$r_p = |\bar{Z}_0| \cos \theta \quad (4.14)$$

$$X_{fe} = |\bar{Z}_0| \sin \theta \quad (4.15)$$

Do ensaio em curto-circuito, foi possível determinar respectivamente, a resistência e a reactância de dispersão equivalentes, R'_{eq} e X'_{eq} , do transformador (tabela 4.6), utilizando para isso as seguintes fórmulas:

$$R'_{eq} \approx R_1 + R_2 \approx |\bar{Z}_{cc}| \cos \theta \quad (4.16)$$

$$X'_{eq} \approx X_1 + X_2 \approx |\bar{Z}_{cc}| \sin \theta \quad (4.17)$$

A determinação destes parâmetros permite estabelecer o esquema eléctrico equivalente do transformador (esquema de Steinmetz), à temperatura ambiente e criogénica (figuras 4.16 e 4.17).

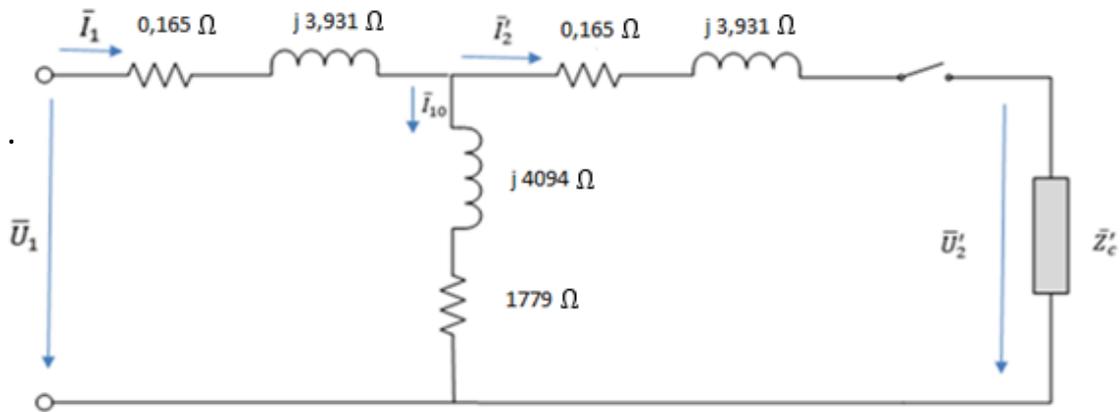


Figura 4.166- Esquema equivalente de Steinmetz à temperatura ambiente

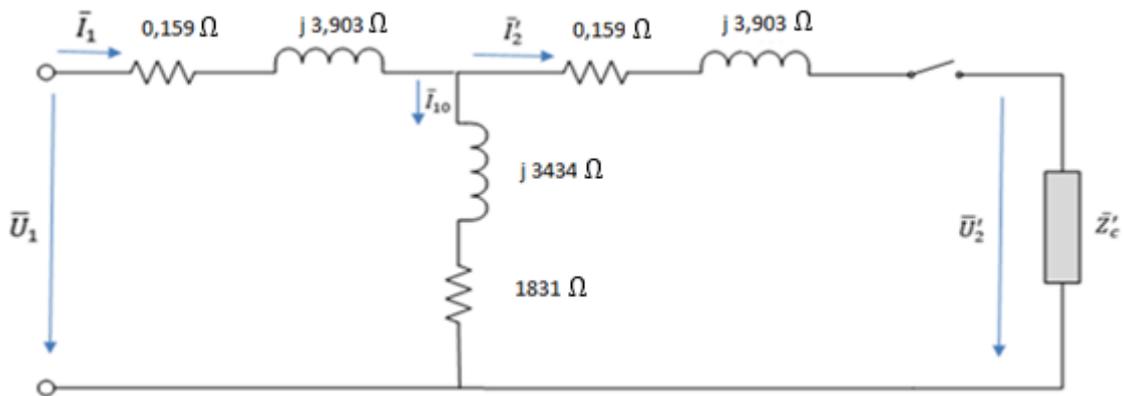


Figura 4.17- Esquema equivalente de Steinmetz à temperatura criogénica

Após se obter os esquemas equivalentes de Steinmetz, para a temperatura ambiente e temperatura criogénica, verifica-se que a resistência e reactância de dispersão do primário e do secundário se mantêm quase inalteradas, sofrendo uma redução de 3% e 0,8% respectivamente, a 77 K.

Em relação ao ramo transversal verifica-se que a 77 K, o coeficiente de auto-indução principal sofre uma redução de cerca de 15%, enquanto que a resistência de perdas no ferro sofre um aumento 3%. O aumento da resistência de perdas no ferro está relacionado com o arrefecimento do núcleo, pois a baixa temperatura a agitação térmica da rede diminui, o que faz com que exista uma diminuição da resistividade eléctrica, originando um aumento das perdas por correntes de Foucault (Pronto A. M., 2010) (Figueira, 2013).

4.4 Ensaios do transformador em carga

Ao realizar os ensaios, para diferentes valores de carga, foi usada uma resistência variável com um valor máximo de 13 Ω , podendo deste modo avaliar-se o desempenho do transformador para diferentes valores de carga (sobrecarga, plena carga e folgado). O transformador encontra-se em plena carga para um valor de carga de 5,6 Ω e a tensão no secundário é constante e igual U_{2n} .

Os gráficos obtidos são apresentados em função da percentagem de corrente presente no secundário em relação à corrente nominal ($\frac{I_2}{I_{2n}} \times 100$), em que 100% corresponde ao valor da corrente nominal (10 A), em sobrecarga para valores superiores a 100% e folgado para valores inferiores a 100%.

Os resultados do ensaio em carga encontram-se indicados na tabela 4.7.

Tabela 4.7-Resultados obtidos nos ensaios transformador em carga, à temperatura ambiente.

R_{eq} (Ω)	P_1 (W)	U_1 (V)	I_1 (A)	U_2 (V)	I_2 (A)	$\frac{I_2}{I_{2n}} \times 100$ (%)
4,92	681	134,3	5,71	56	11,37	113,7
5,6	592	131,2	5,02	56	10	100
7,2	460	128	3,94	56	7,82	78,2
9	368	125,8	3,17	56	6,27	62,7
13	246	121,5	2,17	56	4,3	43

Nas figuras 4.18 e 4.19 pode ver-se a variação da corrente e da tensão no primário do transformador para os diferentes valores de carga.

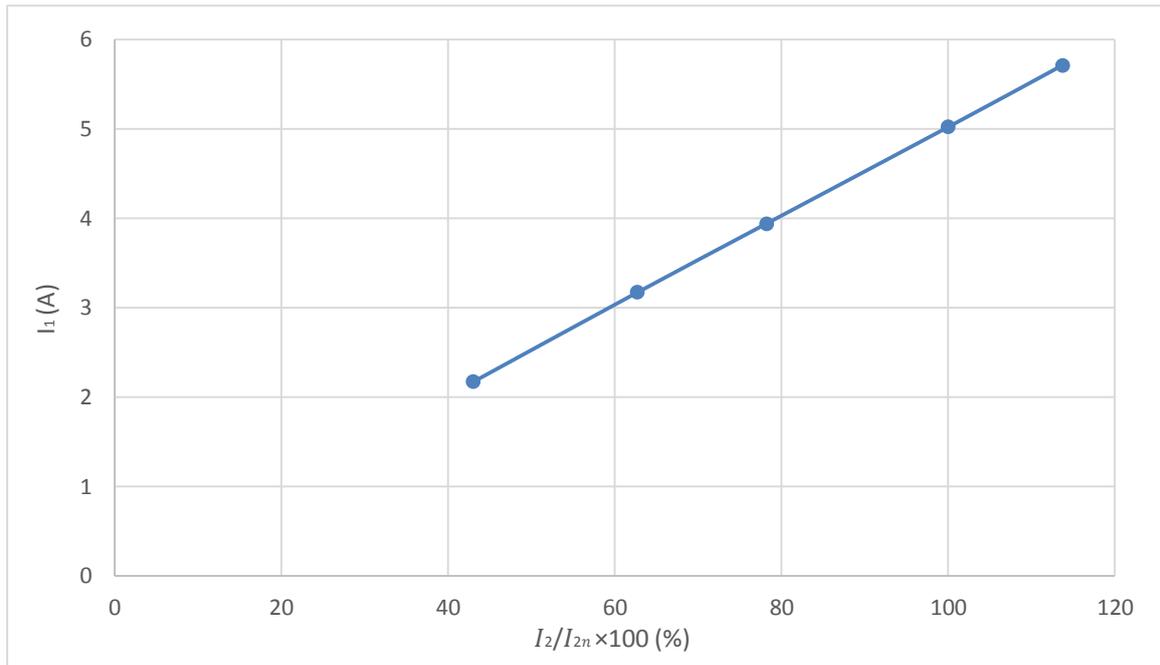


Figura 4.18- Variação da corrente no primário do transformador para diferentes valores de carga

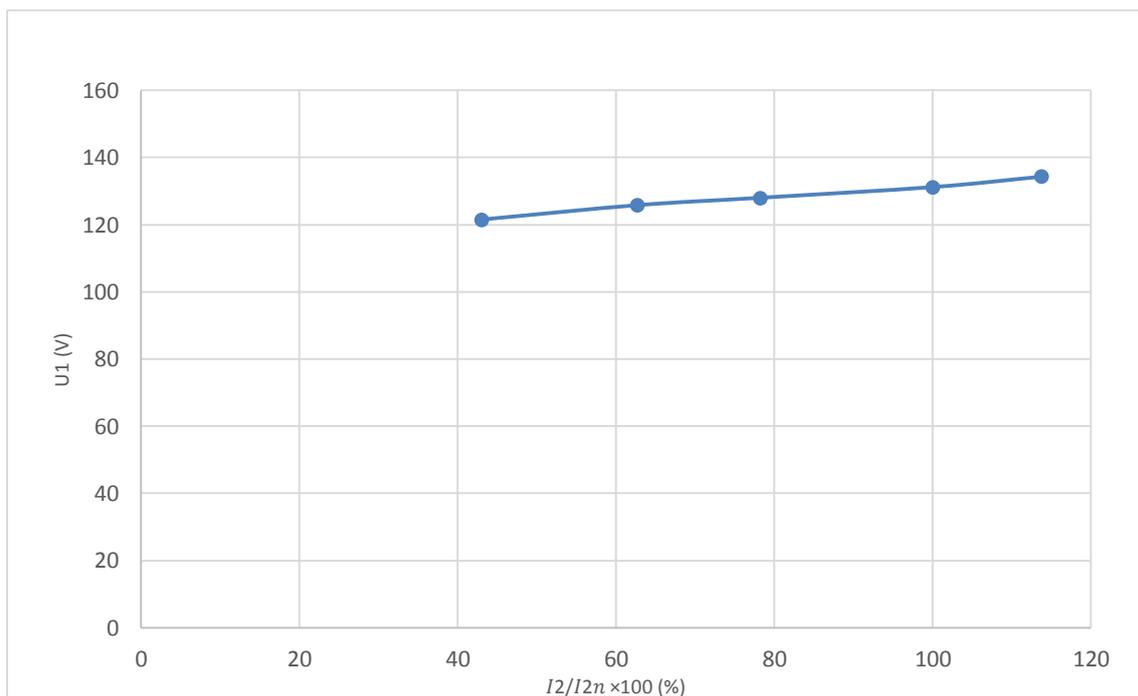


Figura 4.19-Variação da tensão no primário do transformador para diferentes valores de carga

Pode-se observar de seguida o rendimento do transformador em estudo para diferentes valores de carga.

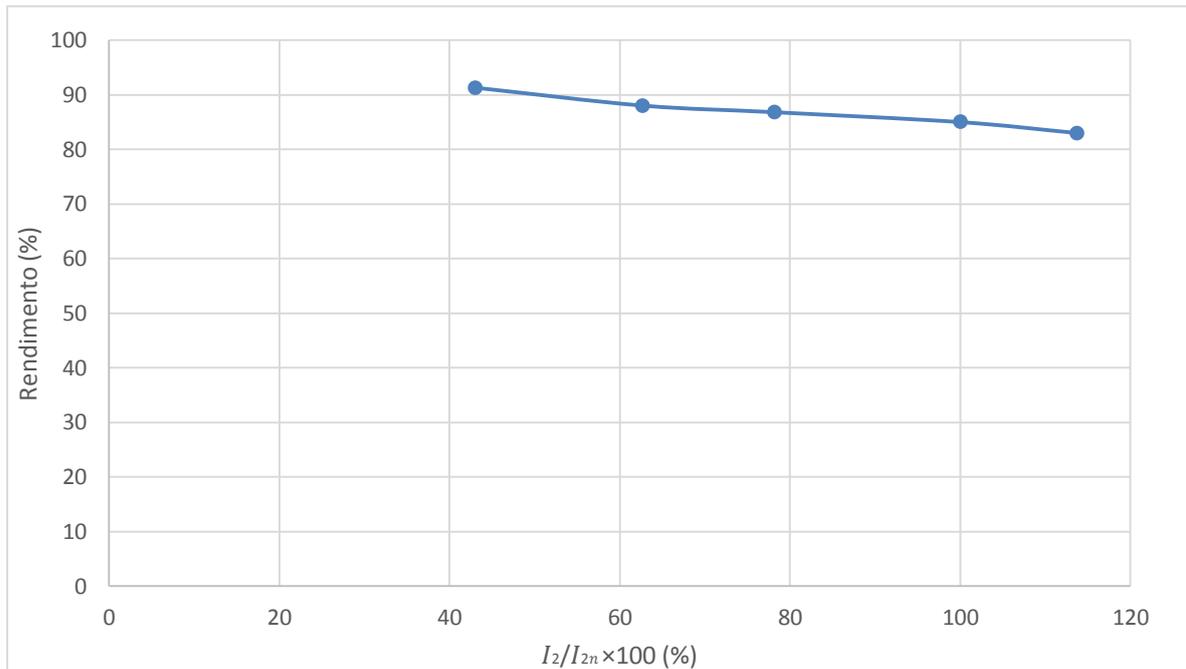


Figura 4.20-Rendimento do transformador para diferentes valores de carga

Analisando o gráfico da figura 4.20, pode-se aferir que o rendimento do transformador para os diferentes valores de carga não apresenta uma variação muito significativa. Observa-se que quando o transformador está em plena carga apresenta um rendimento de 85%, verificando-se uma redução de 2% quando o transformador se encontra em sobrecarga. Pode-se ainda observar que quando o transformador está folgado apresenta um maior rendimento, podendo chegar a cerca de 91%.

Por fim, obteve-se a regulação de tensão, que é o valor de tensão que é necessário fornecer ao primário para além da nominal, de modo a obter no secundário a tensão nominal (figura 4.21).

Em baixo pode-se ver a expressão utilizada no seu cálculo:

$$RT = \frac{U_{1c} - U'_2}{U'_2} \cdot 100 \quad (4.18)$$

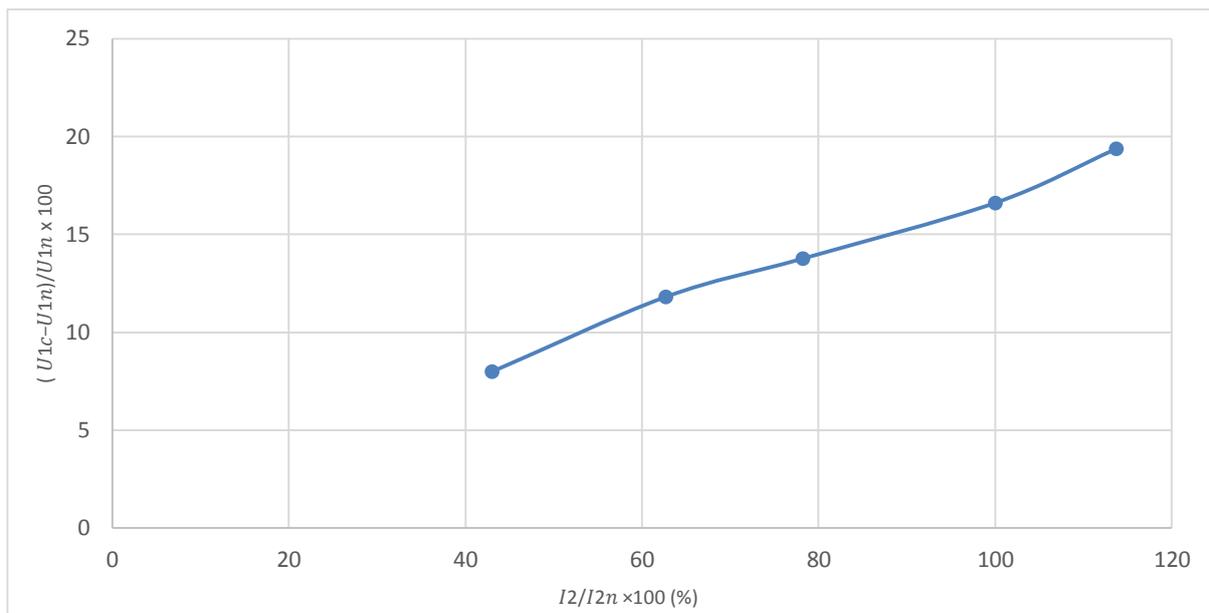


Figura 4.21- Regulação de tensão no primário do transformador para diferentes valores de carga

Desta forma, a regulação de tensão para a carga nominal de $5,6 \Omega$ é cerca de 16,6%, ou seja, para se obter a tensão nominal no secundário é preciso fornecer ao primário um valor de tensão 16,6% superior à tensão nominal do primário.

Ao analisar o gráfico, vê-se que esse valor é menor quando o transformador está folgado, atingindo um mínimo de 8% quando $\frac{I_2}{I_{2n}} \times 100 = 43\%$. Para o caso em que o transformador está a trabalhar em sobrecarga, o valor da RT é de 19,4% para um valor de $\frac{I_2}{I_{2n}} \times 100 = 113,7\%$.

Pode-se assim concluir que quando o transformador se encontra folgado existe uma melhor regulação de tensão.

Neste capítulo foram apresentados os procedimentos experimentais realizados para a caracterização do transformador com núcleo de ferro amorfo e discutidos os resultados obtidos. Obtiveram-se os parâmetros do esquema equivalente de Steinmetz do transformador, a 298 K e 77 K, e por fim foi realizado o ensaio do transformador em carga.

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

De acordo com os resultados experimentais obtidos, é possível concluir que:

- O material amorfo possui uma menor indução de saturação em comparação com o aço-silício convencional utilizado em AP. Neste aspecto, não se registaram diferenças significativas à temperatura ambiente e à temperatura criogénica para ambos os materiais.
- As perdas magnéticas totais são muito menores no material amorfo em comparação com as perdas obtidas em AP. Por exemplo, para um valor de $B = 1 \text{ T}$, as perdas magnéticas totais em AP são cerca de 4 vezes superiores à temperatura ambiente e cerca de 5 vezes superiores à temperatura criogénica, em comparação com NA. Quando o núcleo dos transformadores ainda não se encontra saturado, regista-se um aumento nas perdas à temperatura criogénica, para ambos os materiais magnéticos presentes nos núcleos dos transformadores. Este facto leva a que exista uma redução no rendimento dos transformadores quando os núcleos se encontram submersos em azoto líquido.
- Por outro lado, quando o material magnético se encontra fortemente saturado, as perdas magnéticas totais à temperatura criogénica são menores que as obtidas à temperatura ambiente, para ambos os transformadores. Este comportamento poderia ser muito útil para transformadores supercondutores de alta temperatura (HTS) se isso tivesse lugar na zona de funcionamento dos transformadores. Uma possível explicação foi apresentada no capítulo anterior, mas para uma melhor compreensão deste comportamento e para perceber se seria possível obter este comportamento na zona de funcionamento dos transformadores, seria preciso uma investigação mais aprofundada.

Na tabela 5.1, pode-se observar um resumo das características do transformador e os resultados obtidos nos ensaios de NA a 298 K e 77 K. Os valores de permeabilidade magnética relativa e perdas magnéticas totais foram obtidos para um valor de campo de indução magnética de 0,65 T.

Tabela 5.1- Resumo das características e resultados obtidos nos ensaios de NA à temperatura ambiente e à temperatura criogénica

Transformador	NA a 298 K	NA a 77 K
Potência [VA]	562,5	
U_{1n}/U_{2n} [V]	112,5/56,25	
I_{1n}/I_{2n} [A]	5/10	
Frequência [Hz]	50	
Material do núcleo	Amorfo-2605SA1	
Tipo	Monofásico	
R_1 [Ω]	0,165	0,159
X_1 [Ω]	3,931	3,903
R_2 [Ω]	0,165	0,159
X_2 [Ω]	3,931	3,903
R_0 [Ω]	1779	1831
X_0 [Ω]	4094	3434
μ_r	49365	37605
$p_{mag t}$ [W/Kg]	0,056	0.084

Para considerações futuras, e como já foi referido anteriormente, seria importante um estudo mais aprofundado em relação à inversão no comportamento das perdas magnéticas quando o núcleo se encontra fortemente saturado.

Seria também importante uma análise de transformadores com núcleo de ferro amorfo com potências nominais diferentes do projectado nesta dissertação, e posterior comparação com transformadores convencionais, permitindo analisar se as conclusões retiradas se mantem válidas. Por fim, seria ainda relevante realizar o ensaio do transformador em carga a 77 K, tal como foi realizado para 298 K.

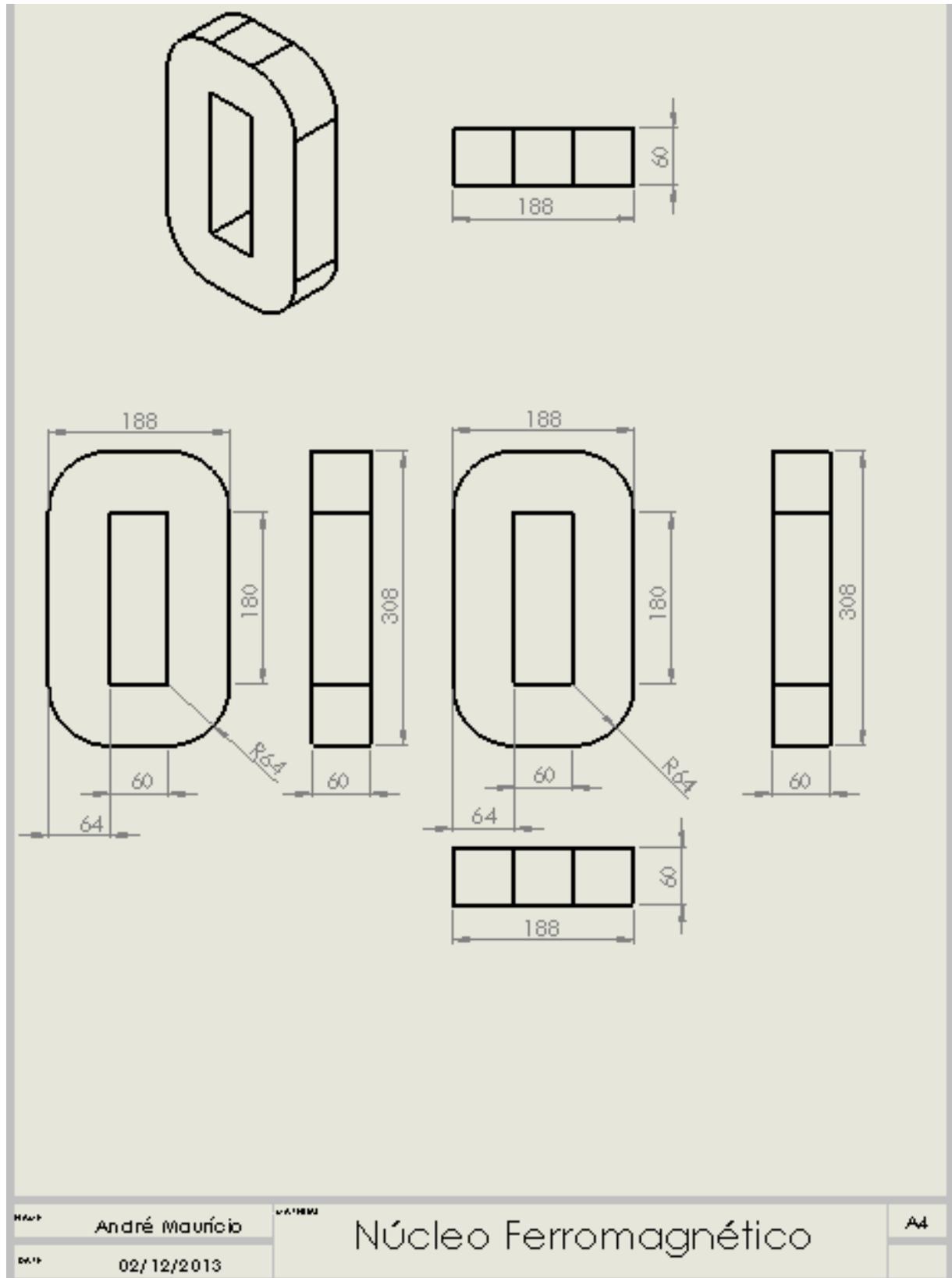
Bibliografia

- Bohm, F. (2005). *Magnetostricção e ruído Barkhausen em aços elétricos de grão não-orientado*. Universidade Federal de Santa Maria.
- Campos, M. L. (2006). *Estudo de Aplicação Experimental e Viabilidade de Utilização de Transformadores de Distribuição com Núcleo Amorfo*. Universidade de São Paulo.
- Cardoso, R. F. (2005). *Influência do Tamanho de Grão e das Adições de Al e Mn nas Propriedades Magnéticas dos Aços Elétricos de Grão Não Orientado com 3% Si*. Dissertação de Mestrado, Rio de Janeiro.
- Cavalcanti, L. F., & Luciano, B. A. (2001). Análise da Viabilidade Técnica/Econômica da Utilização de Transformadores com Núcleo Amorfo em Redes Rurais de Distribuição de Energia, Classe 15 kV. *Revista Eletrônica de Materiais e Processos* ISSN 1809-8797.
- Cullity, B. D., & Graham, C. D. (2009). *Introduction to Magnetic Materials*. New Jersey: A. John Wiley & Sons, Inc. .
- DeCristofaro, N. (1997). An Amorphous core transformer: design and experimental performance. *Materials Science and Engineering A226-228*, (pp. 1079-1082).
- Figueira, P. R. (2013). *Projecto e construção de um transformador de potência supercondutor*. Dissertação de Mestrado, Universidade Nova de Lisboa- Faculdade de Ciências e Tecnologia.
- Guedes, M. V. (1992). Caderno de Estudos de Máquinas Elétricas nº4. pp. 3-13.
- Guedes, M. V. (2003). *Máquinas Elétricas I- Apontamentos*. Faculdade de Engenharia- Universidade do Porto.
- Luciano, B. A., & Castro, W. B. (2011). Transformadores de Distribuição de Energia Elétrica com Núcleo de Ferro Amorfo. Em *Revista Eletrônica de Materiais e Processos*, v. 6.1 01-05 ISSN 1809-8797.
- Luciano, B. A., & Kiminami, C. S. (1997). An Amorphous core transformer: design and experimental performance. *Materials Science and Engineering A226-228*, (pp. 1079-1082).
- Luciano, B. V., Morais, M. E., & Kiminami, C. S. (1999). Single Phase 1-kVA Amorphous Core Transformer: Design, Experimental Tests and Performance After Annealing. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 35, No. 4.
- Mohan, M., & Singh, P. K. (2012). Investigation on Design of 400-kVA Distribution Transformer with Amorphous-Core and Amorphous-CRGO Core. *Journal of Emerging Trends in Engineering and Applied Sciences (JETEAS)* 3 (2), 319-325, Scholarlink Research Institute Journals (ISSN-2141-7016).

- Neves, M. V. (2000). *Electrotecnia Teórica- Trabalho nº3- Transformador*. FCT/UNL, Departamento de Engenharia Electrotécnica.
- Ng, H. W., Hasegawa, R., Lee, A. C., & Lowdermilk, L. A. (1991). Amorphous Alloy Core Distribution Transformers. *Proceedings of the IEEE, Vol. 79, No. 11*.
- Nunes, A. A. (2011). *Uma Contribuição para Projectos de Transformadores Monofásicos de Média Tensão*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Eléctrica, Universidade Federal de itajubá- Programa de Pós-graduação em Engenharia Eléctrica.
- Pina, J. M. (2010). *Desenho e Modelização de Sistemas de Energia Empregando Materiais Supercondutores de Alta Temperatura*. Dissertação de Doutoramento, Universidade Nova de Lisboa- Faculdade de Ciências e Tecnologia.
- Pinho, L. C. (2009). *Materiais Magnéticos e suas Aplicações*. Tese de Mestrado, Porto.
- Pronto, A. G., Neves, M. V., & Rodrigues, A. L. (2011). Measurement and Separation of Magnetic Losses at Room and Cryogenic Temperature for Three Types of Steels Used in HTS Transformers. *Journal of Superconductivity and Novel Magnetism*. 24, pp. 1-2. Springer. doi:10.1007/s10948-010-0867-9
- Pronto, A. G., Neves, M. V., & Rodrigues, A. L. (2012). A Possible Solution to Reduce Magnetic Losses in Transformer Cores Working at Liquid Nitrogen Temperature. 36, pp. 1103-1108. *Physics Procedia*. doi:10.1016/j.phpro.2012.06.184
- Pronto, A. M. (2010). *Análise de perdas em sistemas de energia que empregam supercondutores de alta temperatura*. Dissertação de Doutoramento, Lisboa.
- Sgobba, S. (2011). Physics and measurements of magnetic materials. *CERN, Geneve, Switzerland*.
- Silva, S. R., Vasconcelos, F. H., Ragone, J. C., & Pinto, M. F. (2001). *Caracterização de Transformadores com Núcleo de Metal Amorfo para Aplicação em Redes Monofásicas de Distribuição de Energia Eléctrica*.
- Vitor, A. L., Finocchio, M. A., & Mendonça, M. (2012). Comparação das perdas a vazio de transformadores trifásicos da classe 15 kV dotados de núcleo amorfo e ferro silício. *SICITE XVII*. Curitiba.
- Xiao, J., Dai, S., Lin, L., Zhang, J., Guo, W., Zhang, D., . . . Li, H. (2012). Development of the World's First HTS Power Substation. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 22, No. 3*.
- Yamamoto, M., Mori, T., Kawasaki, T., Tsutsui, K., Itoh, T., & Yagisawa, T. (1984). A Design Study of Amorphous Core Transformer. *IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-20, No.5*.
- Zhao, X., Han, J., Li, H., Guan, Y., Bao, Q., Xiao, L., . . . Zhang, F. (2007). Development of a 630 kVA Three-Phase Transformer With Amorphous Alloy Cores. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, (pp. 2051-2054).

Apêndice

1. Núcleo ferromagnético



2. Suporte bobinas de cobre

