



NOVA
NOVA SCHOOL OF
SCIENCE & TECHNOLOGY

DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E
DE COMPUTADORES

RUI MIGUEL CACHULO LEMOS

Licenciado em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE TRANSFORMADORES SUPERCONDUTORES À FREQUÊNCIA DE REDE E A ALTA FREQUÊNCIA

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Universidade NOVA de Lisboa

Março, 2022



AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE TRANSFORMADORES SUPERCONDUTORES À FREQUÊNCIA DE REDE E A ALTA FREQUÊNCIA

RUI MIGUEL CACHULO LEMOS

Licenciado em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientadora: Anabela Pronto,
Professora, FCT-NOVA

Coorientadores: João Murta Pina,
Professor, FCT-NOVA

Júri:

Presidente: Prof. Anikó da Costa – FCT/UNL

Arguentes: Prof. Pedro Pereira – FCT/UNL

Orientador: Prof. Anabela Pronto – FCT/UNL

Avaliação do desempenho de transformadores supercondutores à frequência de rede e a alta frequência

Copyright © Rui Miguel Cachulo Lemos, 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 objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

AGRADECIMENTOS

Considero-me um afortunado por ter a oportunidade de manifestar o meu agradecimento, a tantas pessoas que desinteressadamente me ajudaram e apoiaram ou que apenas por de mim se terem lembrado durante a execução deste demorado trabalho.

Vão em primeiro lugar para a minha orientadora Anabela Pronto, pelo tempo e disponibilidade que sempre teve comigo.

Também registo os meus sinceros agradecimentos aos Eng. Roberto Oliveira, Eng. Luís Romba Jorge e Eng. Nuno Vilhena, pelos seus apoios e ensinamentos tão uteis quanto prestáveis e que aqui realço de maneira muito viva.

À Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa pela formação como engenheiro e que me levaram a produzir um trabalho com a preocupação de não desmerecer desta instituição científica de tão elevados créditos.

Não posso também olvidar os meus amigos, Diogo, Fábio, Daniel, Hugo, Rui, Valls, Guilherme, Pedro, Moacho, Costa, Amaral e Say No More, que de entre outros me acompanharam e incentivaram a ultrapassar os obstáculos que à medida do avanço do trabalho me foram surgindo.

À minha namorada, Adeline, por tudo o que representa, agradeço toda a paciência e apoio incondicional que me deu desde o primeiro dia, nunca desistindo, nesta que foi uma das etapas mais difíceis e desafiadora da minha vida.

À minha mãe Amélia, minha irmã Catarina e minhas avós, que não esqueço pelo apoio e carinho continuado que me deram, também devo a elas a realização desta dissertação.

Por último, ao meu pai Rui Lemos e ao meu avô Carlos Cachulo, por serem dois homens a quem sempre pude olhar como exemplos de pessoas a seguir para o resto da minha vida, por terem sempre acreditado em mim e por todo o apoio incondicional e amizade que sempre me deram. Estou eternamente grato por isso, sendo que tudo o que realizei na minha vida se deve a ambos.

RESUMO

Os transformadores são dispositivos que desempenham um papel importante na maioria dos circuitos de corrente alternada e são fundamentais em sistemas de distribuição e transporte de energia.

Na presente dissertação, vai ser estudado um transformador supercondutor que trabalhará a duas frequências diferentes, nomeadamente, à frequência de rede (50 Hz) e a alta frequência (400 Hz).

O principal objetivo da dissertação é o estudo e comparação, das perdas magnéticas no núcleo e as perdas AC nos enrolamentos supercondutores com o aumento da frequência.

Para tal, inicialmente este estudo foi feito usando uma ferramenta de software para simular estas situações e de seguida, foi ensaiado em laboratório um transformador a duas frequências distintas de forma a ser possível retirar os valores para ser feita essa comparação e consequente análise.

Durante este projeto, é apresentada a construção das bobinas supercondutoras usadas nos ensaios laboratoriais no transformador, os esquemas e montagens dos ensaios realizados e os seus resultados.

Por fim, estes resultados são comparados e discutidos.

Palavras-chave: Transformadores, Alta Frequência, Supercondutor, Dimensionamento do Transformador

ABSTRACT

Transformers are devices that play an important role in most alternating current circuits and are fundamental in energy distribution and transport systems.

In the present dissertation, a superconducting transformer that operates at two different frequencies will be studied, namely, the mains frequency (50 Hz) and the high frequency (400 Hz).

The main objective of the dissertation is the study and comparison of the magnetic losses in the core and the AC losses in the superconducting windings with increasing frequency.

To this end, initially this study was done using a software tool to simulate these situations and then a transformer was tested in the laboratory at two different frequencies to be able to remove the values for this analysis and comparison.

During this project, the construction of the superconducting coils used in laboratory tests on the transformer, the schemes and assemblies of the tests performed, and their results are presented.

Finally, these results are compared and discussed.

Keywords: Transformers, High Frequency, Superconducting, Transformer Sizing

ÍNDICE

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Enquadramento e Motivação.....	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura da dissertação	2
2	REVISÃO DA LITERATURA	5
2.1	Princípios Básicos	5
2.2	Perdas do Transformador	6
2.2.1	Perdas Magnéticas.....	6
2.2.2	Perdas no Cobre.....	8
2.3	Efeitos da Alta Frequência nos Condutores	9
2.3.1	Efeito Pelicular	9
2.3.2	Efeito de Proximidade	10
2.4	Otimização do Transformador	10
2.4.1	Otimização da Temperatura	11
2.4.2	Otimização das Perdas dos Enrolamentos.....	11
2.4.3	Otimização das Perdas no Núcleo	11
2.5	Núcleo do Transformador.....	11
2.5.1	Material do Núcleo Magnético	12
2.5.2	Configuração do Núcleo para altas frequências	13
2.5.3	Dimensionamento do Núcleo	14
2.6	Aplicações dos Transformadores de Alta Frequência.....	14

2.7	Transformadores Supercondutores	16
2.7.1	Perdas AC nos materiais supercondutores.....	17
2.7.2	Algumas vantagens dos transformadores supercondutores.....	18
2.8	Trabalhos relacionados	19
3	SIMULAÇÃO DO TRANSFORMADOR SUPERCONDUTOR.....	23
3.1	Características do Transformador	23
3.2	Resultados de Simulação	25
3.2.1	Simulação à frequência de rede	25
3.2.2	Simulação a 400 Hz	29
3.2.3	Mapas de fluxo.....	31
4	CONSTRUÇÃO DO TRANSFORMADOR.....	33
4.1	Construção das bobinas.....	33
4.2	Criostatos	36
4.3	Montagem final do Transformador	38
5	ENSAIOS LABORATORIAIS E ANÁLISE DE RESULTADOS OBTIDOS.....	39
5.1	Montagens experimentais	39
5.1.1	Ensaio para determinação das Perdas AC	39
5.1.2	Ensaio para a determinação do Ciclo de Histerese.....	40
5.1.3	Ensaio em Vazio.....	43
5.1.4	Ensaio em Curto-Circuito.....	44
5.1.5	Ensaio em Carga	45
5.2	Análise de resultados obtidos.....	46
5.2.1	Teste das bobinas.....	46
5.2.2	Ensaio do transformador	47
5.3	Resultados de Simulação vs. Resultados Laboratoriais	58
5.4	Conclusões dos resultados laboratoriais	59
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	61

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Esquema de Steinmetz [apontamentos Prof Mário Ventim Neves].....	6
Figura 2 - Ciclo de Histerese [apontamentos Prof Mário Ventim Neves].....	7
Figura 3 - Condutor multifilar	9
Figura 4 - Principais topologias do transformador de alta frequência: (a) Core; (b) Shell; (c) Toroidal.....	13
Figura 5 - Montagem do conversor Flyback [DigikeyEletronics].....	15
Figura 6 - Montagem conversor DAB [(Calderon et al., 2018)].....	16
Figura 7 - Densidade, Temperatura e Campo Magnético críticos [apontamentos Prof Leão Rodrigues]	17
Figura 8 - Geometria do transformador no software com os elementos identificados	24
Figura 9 - Forma das ondas de corrente primária e secundária	26
Figura 10 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A.....	27
Figura 11 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A.....	27
Figura 12 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A.....	28
Figura 13 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 50 Hz para valores de corrente entre 0 a 40 A.....	28
Figura 14 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A.....	29
Figura 15 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A.....	30
Figura 16 - Gráfico de perdas AC da bobina primária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A.....	30
Figura 17 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A.....	30

Figura 18 - Mapa do fluxo no núcleo e nas bobinas para o valor máximo de corrente com legenda dos valores em tesla (T)	31
Figura 19 - Moldes das bobinas primária (a) e secundária (b) no programa de construção 3D	33
Figura 20 - Placas de cobre para a parte de cima	34
Figura 21 - Placas de cobre para a parte de baixo	34
Figura 22 - Peça 3D construída apertada com parafusos.....	35
Figura 23 - Processo de enrolamento da fita supercondutora na bobina	35
Figura 24 - Molde da bobina primária enrolada com a fita supercondutora.....	36
Figura 25 - Bobinas primária e secundária enroladas com fita supercondutora	36
Figura 26 - Comparação do tamanho do criostato com o do transformador usado	37
Figura 27 - Núcleo magnético escolhido para a dissertação	38
Figura 28 - Montagem final das bobinas no núcleo do transformador	38
Figura 29 - Montagem experimental para a leitura de resultados: (1) Criostato, (2) Transformador usado, (3) Amplificador Lock-In, (4) Amplificador de Potência, (5) PicoScope, (6) Computador para a recolha de dados, (7) Resistência adicional	40
Figura 30 - Montagem experimental para calcular ciclo de histerese a 50 Hz.....	42
Figura 31- Montagem para obter o ciclo de histerese a 400 Hz	43
Figura 32 - Montagem para o ensaio em vazio a 50 Hz	44
Figura 33 - Montagem para o ensaio em vazio a 400 Hz	44
Figura 34 - Montagem para o ensaio em curto-circuito a 50 Hz.....	45
Figura 35 - Montagem para o ensaio em curto-circuito a 400 Hz.....	45
Figura 36 - Montagem para o ensaio em carga a 50 Hz	45
Figura 37 - Montagem experimental para o ensaio em carga: (1) Criostato com o transformador sob ensaio, (2) Osciloscópio (Tektronix TDS2024C) para a leitura dos valores do primário, (3) Osciloscópio para a leitura dos valores do secundário, (4) Gerador de sinais	46
Figura 38 - Perdas AC na bobina primária a 50 Hz e a 400 Hz.....	47
Figura 39 - Perdas AC na bobina secundária a 50 Hz e a 400 Hz	47
Figura 40 - Ciclo histerese a 50 V e 50 Hz	48
Figura 41 - Ciclo histerese a 100 V e 50 Hz	49
Figura 42 - Ciclo histerese a 150 V e 50 Hz	49
Figura 43 - Ciclo histerese a 50 V e 400 Hz	50
Figura 44 - Ciclo histerese a 100 V e 400 Hz	51
Figura 45 - Ciclo histerese a 150 V e 400 Hz	51
Figura 46 - Gráfico da potência de perdas em vazio 50 Hz.....	53
Figura 47 - Gráfico da potência de perdas em vazio 400 Hz.....	53
Figura 48 - Gráfico da potência de perdas em curto-circuito 50 Hz.....	54

Figura 49 - Gráfico da potência de perdas em curto-circuito 400 Hz.....	55
Figura 50 - Comparação de perdas AC da bobina primária 50 Hz	58
Figura 51 - Comparação de perdas AC da bobina primária 400 Hz	58
Figura 52 - Comparação de perdas AC da bobina secundária 50 Hz	59
Figura 53 - Comparação de perdas AC da bobina secundária 400 Hz	59

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1 - Características Ferrite e Nanocristalino	12
Tabela 2 - Dimensões do Núcleo	23
Tabela 3 - Características da fita supercondutora	24
Tabela 4 - Valores corrente a 50 Hz	26
Tabela 5 - Valores de corrente a 400 Hz	29
Tabela 6 - Valores tensão e corrente do ensaio em vazio a 50 Hz	48
Tabela 7 - Valores da área do ciclo e das potências de perdas a 50 Hz	50
Tabela 8 - Valores tensão e corrente do ensaio em vazio a 400 Hz	50
Tabela 9 - Valores da área do ciclo e das potências de perdas a 400 Hz	51
Tabela 10 - Valores tensão, corrente e potência no primário a 50 Hz	52
Tabela 11 - Valores tensão, corrente e potência no primário a 400 Hz	52
Tabela 12 - Valores referente ao ensaio em curto-circuito a 50 Hz	54
Tabela 13 - Valores referente ao ensaio em curto-circuito a 400 Hz	55
Tabela 14 - Resultados ensaio em carga a 50 Hz	56
Tabela 15 - Comparação das perdas 50 Hz	56
Tabela 16 - Resultados ensaio em carga a 400 Hz	57
Tabela 17 - Comparação das perdas 400 Hz	57

SÍMBOLOS

	Descrição
$A_{\psi i}$	Área do ciclo de histerese
A_N	Área da secção transversal do núcleo
B_r	Indução magnética remanescente ou densidade de fluxo magnético remanescente
$B_{m\acute{a}x}$	Intensidade do campo de indução magnética máximo
B_{SAT}	Intensidade do campo de indução magnética de saturação
d	Espessura da bainha do supercondutor
f	Frequência
H_C	Campo magnético coercivo ou coercividade
H_c	Campo magnético critico
H	Intensidade do campo magnético
$H_{m\acute{a}x}$	Intensidade do campo magnético máximo
i_{10}	Fasor da corrente elétrica de magnetização referida ao primário
I_{10ef}	Valor eficaz da corrente elétrica do ensaio em vazio
I_1	Valor eficaz da corrente no primário do ensaio em carga
I_2	Valor eficaz da corrente no secundário do ensaio em carga
I_{1ccef}	Valor eficaz da corrente elétrica do ensaio em curto-circuito
I_{2ef}	Valor eficaz da corrente elétrica no enrolamento secundário no ensaio em curto-circuito
I_p	Amplitude de corrente que atravessa a fita supercondutora
I_p	Amplitude de corrente que atravessa a bobina primária
I_S	Amplitude de corrente que atravessa a bobina secundária
J_c	Densidade de corrente critica
l	Comprimento do condutor
l'_{μ}	Coefficiente de indução principal

m	Relação de transformação
N_1	Número de espiras da bobina do primário
N_p	Número de espiras da bobina do primário
N_2	Número de espiras da bobina do secundário
N_s	Número de espiras da bobina do primário
P_1	Potência ativa primário do ensaio em carga
P_2	Valor eficaz da corrente no secundário do ensaio em carga
P_{10ef}	Potência ativa do ensaio em vazio
P_{1cccf}	Potência ativa do ensaio em curto-circuito
P_R	Perdas resistivas nos enrolamentos
P_{ed}	Perdas nos enrolamentos por correntes Foucault
P_h	Perdas por histerese
r_1	Resistência elétrica da bobina do primário do transformador
r'_2	Resistência elétrica do secundário referida ao primário
R_A	Resistência de amostragem
T_C	Temperatura crítica
S_{Fe}	Área da secção transversal do núcleo
$u_1(t)$	Tensão no primário do transformador
$u_2(t)$	Tensão no secundário do transformador
$u_e(t)$	Tensão na entrada do integrador
$u_s(t)$	Tensão na saída do integrador
U_1	Valor eficaz da tensão no primário do ensaio em carga
U_2	Valor eficaz da corrente no secundário do ensaio em carga
U_A	Valor eficaz da tensão na resistência de amostragem
$U_{R1(t)}$	Tensão na resistência R1
$U_{2(t)}$	Tensão na bobina secundária
U_S	Valor eficaz da tensão na bobina secundária
U_{1cccf}	Valor eficaz da tensão do ensaio em curto-circuito
U_{20ef}	Valor eficaz da tensão eficaz do ensaio em circuito em vazio
\bar{Z}_{crg}	Impedância de carga reduzida ao primário
λ_1	Coefficiente de autoindução de dispersão do primário
λ'_2	Coefficiente de autoindução de dispersão do secundário, referido ao primário
$\Phi_{Fe}(t)$	Fluxo magnético simples no ferro
Ψ_1	Fluxo magnético ligado com o primário
$\Psi_{1(t)}$	Fluxo magnético de dispersão ligado com a bobina do primário
$\Psi_2(t)$	Fluxo magnético de dispersão ligado com a bobina do secundário

μ_0	Permeabilidade magnética do vázio
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
μ	Permeabilidade magnética absoluta do material
ρ	Resistividade elétrica do material
τ	Constante de tempo do integrador
σ	Condutividade elétrica do material
ω	Frequência angular
δ	Profundidade pelicular
η	Coefficiente de histerese, depende do tipo de material

SIGLAS

Descrição

AC	Corrente Alternada
BSCCO	Óxido de cobre de bismuto estrôncio cálcio
DAB	Dual Active Bridge
DC	Corrente Contínua
FEM	Força Eletromotriz
SMPS	Switched-Mode Power Supply
SST	Solid State Transformers
YBCO	Óxido de cobre de ítrio e bário

1.1 Enquadramento e Motivação

A energia elétrica, desde a sua origem (centrais elétricas) até aos consumidores finais, sofre diversas transformações do nível de tensão.

Essa transformação normalmente acontece nos Postos de Transformação (PT) e nas Subestações (SE), onde a tensão é elevada ou reduzida, utilizando para esse propósito os transformadores de potência.

Estes dispositivos desempenham um papel importante na maioria dos circuitos de corrente alternada e são fundamentais em sistemas de distribuição e transporte de energia.

Com a introdução das energias renováveis, a complexidade destes sistemas de energia aumentou, o que obrigou a que tivessem de ser estudados novos e melhorados dispositivos.

Os transformadores que operam a frequências de rede são considerados um dos equipamentos mais pesados e onerosos pelo que surgiu o conceito de transformadores que operam a alta frequência (Razak & Taib, 2003).

Os transformadores que operam a alta frequência, 10 kHz a 1 MHz, têm como principal aplicação sistemas de comutação eletrónica de potência mais conhecidos por SMPS (Switch Mode Power Supplies) que são usados em diversos sistemas, como parques eólicos, sistemas de tração, entre outros.

Para auxiliar nos sistemas de distribuição de energia surgiram os SST (Solid State Transformers) e tornaram-se uma das tecnologias mais importantes no futuro dos sistemas de distribuição (She et al., 2013).

O problema proposto e o seu conceito contribuíram para a motivação deste trabalho, pretendendo-se desenvolver conhecimentos nesta área de energia e da sua otimização.

1.2 Objetivos

O principal objetivo e preocupação desta dissertação passa pela comparação das perdas magnéticas e perdas AC de um transformador supercondutor a operar a duas frequências diferentes, nomeadamente a 50 Hz e a 400 Hz.

Primeiramente, vai ser feito um levantamento de conceitos teóricos e de trabalhos já realizados por diversos investigadores, de forma a compreender o desafio.

De seguida, esta comparação vai ser feita usando um software de forma a simular as condições acima referidas. Posteriormente, e usando equipamento disponível no laboratório, um transformador vai ser ensaiado às duas frequências diferentes e vão ser retirados valores para que seja possível obter uma comparação das perdas e do funcionamento do transformador.

1.3 Estrutura da dissertação

A presente dissertação está organizada em 7 capítulos, especificamente:

- **Capítulo 1: Introdução**
Neste capítulo é feita uma breve introdução ao trabalho que foi desenvolvido, contendo o seu enquadramento, as motivações para o seu desenvolvimento, os objetivos alcançados no decorrer desta dissertação e a sua estrutura.
- **Capítulo 2: Revisão da Literatura**
Este capítulo, vai mostrar um enquadramento teórico e o estado da arte deste problema, com abordagens e trabalhos de outros investigadores que lidaram com desafios semelhantes.
- **Capítulo 3: Resultados de Simulação**
Apresentação do trabalho realizado com o software de simulação usado e os resultados que foram possíveis retirar do mesmo.
- **Capítulo 4: Construção do Transformador**
Neste capítulo, são apresentados todos os passos realizados para a construção das bobinas supercondutoras que vão ser usadas e o tipo de criostato usado nos ensaios.
- **Capítulo 5: Montagem dos ensaios laboratoriais**
Aborda todas as montagens feitas para realizar todos os ensaios feitos em laboratório que são pretendidos, sendo que algumas montagens apresentam imagens reais e outras apenas os circuitos elétricos.

- Capítulo 6: Procedimentos experimental e resultados obtidos
Apresentação e análise dos dados provenientes dos ensaios laboratoriais efetuados com o transformador supercondutor.
- Capítulo 7: Conclusões e trabalhos futuros
Por fim, apresentam-se as conclusões retiradas durante o desenvolvimento deste trabalho e algumas considerações futuras.

Este capítulo, apresenta um enquadramento teórico e o estado da arte do estudo e análise de transformadores supercondutores a frequência de rede e a alta frequência, com abordagens e trabalhos de outros investigadores que lidaram com desafios semelhantes.

No enquadramento teórico, vão ser referidos alguns princípios básicos sobre os transformadores e os seus constituintes, sobre as perdas que existem em cada elemento e como otimizar o mesmo, os efeitos de operar a alta frequência e sobre a supercondutividade.

No estado da arte, é feita uma análise aos trabalhos já realizados por outros investigadores.

2.1 Princípios Básicos

A base do funcionamento do transformador consiste na lei geral da indução, também chamada de lei de Faraday, em homenagem ao físico e químico Michael Faraday.

Para o funcionamento deste dispositivo é necessário um acoplamento eletromagnético entre os enrolamentos, acompanhado de uma transferência de energia elétrica.

Os transformadores são dispositivos usados para transformar tensão elétrica, sendo possível diminuir ou aumentar a tensão.

Os transformadores de alta frequência têm o mesmo princípio de funcionamento de os transformadores à frequência de rede, à exceção da frequência a que operam.

Um transformador pode ser representado pelo esquema equivalente de Steinmetz como pode observar-se na figura 1.

Neste esquema equivalente, as parcelas dos fluxos totais ficam ligadas em bobinas diferentes: o fluxo principal no enrolamento primário, fica representado pelo fluxo na bobina transversal e os fluxos de dispersão, tanto do primário como do secundário, ficam representados pelos fluxos nas bobinas longitudinais.

A potência de perdas no ferro é representada pela resistência fictícia no ramo transversal.

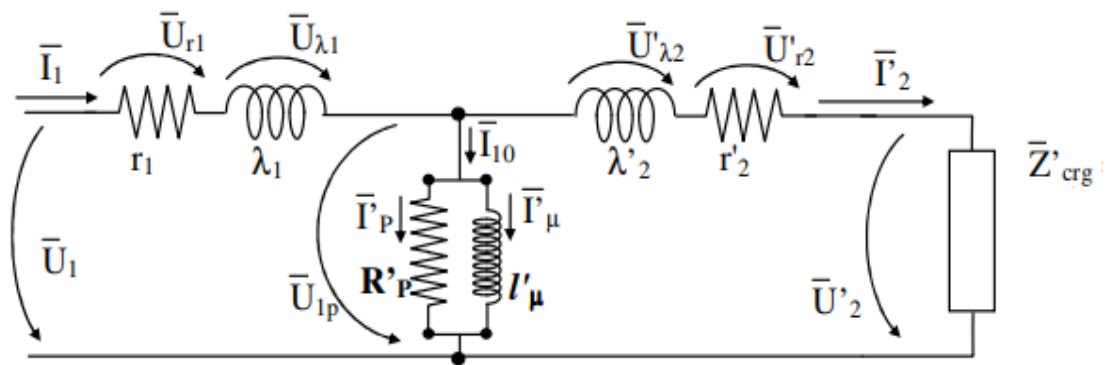


Figura 1 - Esquema de Steinmetz [apontamentos Prof Mário Ventim Neves]

Onde:

- r_1 - resistência do primário
- λ_1 - coeficiente de auto indução de dispersão do primário
- r'_2 - resistência do secundário, reduzido ao primário
- λ'_2 - coeficiente de auto indução de dispersão do secundário, reduzido ao primário
- R'_p - resistência de perdas no ferro
- l'_μ - coeficiente de indução principal
- Z'_{crg} - impedância de carga reduzida ao primário

2.2 Perdas do Transformador

O desempenho dos transformadores de potência é também limitado pelas suas perdas e aumento de temperatura. As perdas do transformador em geral são fáceis de calcular, mas são um pouco mais difíceis de prever de forma precisa, quando operam a altas frequências (Razak & Taib, 2003). As perdas totais do transformador aumentam com a frequência.

Assim sendo, considerações gerais de perdas segundo a maioria dos investigadores, são revistas aqui.

As perdas dos transformadores reais são de dois tipos: Perdas magnéticas no ferro e perdas no cobre ou perdas de joule.

2.2.1 Perdas Magnéticas

São as perdas existentes no núcleo magnético, também designadas por perdas em vazio, que podem ser:

- Perdas por histerese magnética;
- Perdas devidas a correntes de Foucault (correntes elétricas na massa do material magnético causado pela existência de campo magnético variável, que dá origem a FEM induzidas e, conseqüentemente, correntes que provocam perdas por efeito de joule)

A histerese é um fenômeno que se verifica nos materiais ferromagnéticos, que são os materiais que constituem o núcleo dos transformadores.

Um material ferromagnético pode ser magnetizado devido a um campo magnético externo crescente, H , até atingir a saturação ($B_{máx}$).

Depois de se atingir o valor de saturação, $B_{máx}$, se se diminuir o campo magnético externo vai ser criado o que se chama de histerese magnética, que é a razão para a relação não linear entre H e B .

Quando o campo magnético é nulo, pode observar-se que o material apresenta uma indução remanescente (B_r), representado Figura 2 pelo ponto Y . Quanto menor for este valor menor vão ser as perdas de histerese.

Para desmagnetizar o material completamente, ou seja, $B = 0$, é necessário aplicar um campo magnético de sentido contrário até a um valor a que se dá o nome de campo coercivo ($-H_c$), na Figura 2 representado pelo ponto X . Diminuindo cada vez mais o campo vai causar a saturação com valor negativo.

Quando se voltar a aumentar o campo magnético até ao valor máximo positivo, observa-se que os valores de H e B , formam uma curva fechada a que se dá o nome de ciclo de histerese, como é possível observar na Figura 2.

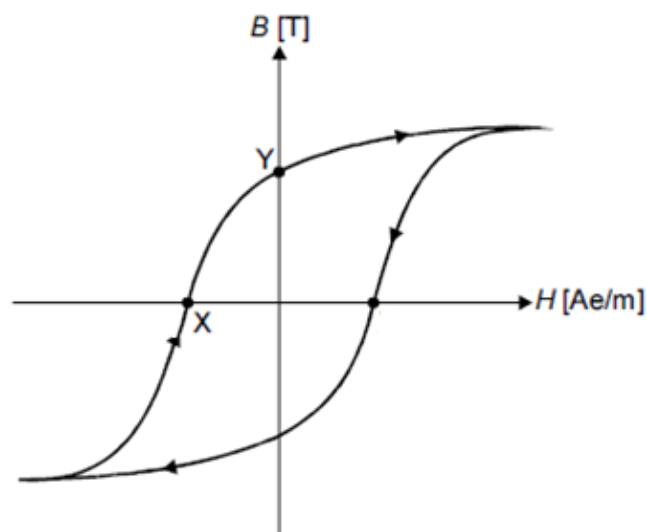


Figura 2 - Ciclo de Histerese [apontamentos Prof Mário Ventim Neves]

As perdas por histerese (P_h) podem ser calculadas empiricamente pela expressão (Petkov, 1996):

$$P_h \cong \eta \times f \times B_{m\acute{a}x}^K \quad (1)$$

Onde:

η é o coeficiente de histerese, característica do tipo de material ferromagnético.

f [Hz] é a frequência de operação.

$B_{m\acute{a}x}^K$ [T] é a densidade máxima de fluxo magnético; o valor K é um valor empírico e que varia entre 1,4 e 1,8, dependendo do tipo de material.

A potência de perdas totais no ferro, também pode ser calculada pelas perdas de Joule equivalentes numa resistência, R_P (ver figura 1), sujeita à tensão U_{1P} , ou seja, no esquema equivalente de Steinmetz, em paralelo com a bobina que tem o fluxo principal do primário (Ventim, 2016).

Também é possível calcular esta potência de perdas, multiplicando a área do ciclo de histerese ($A_{\psi i}$), sabendo que esta área mede a energia perdida pelo núcleo cada vez que a corrente na bobina descreve um ciclo, com a frequência de operação (f), que origina a seguinte equação:

$$P_H = A_{\psi i} \times f \quad (2)$$

2.2.2 Perdas no Cobre

Perdas nos enrolamentos, também designadas perdas em curto-circuito:

- Perdas por efeito de Joule, devidas à resistência dos enrolamentos em que existe circulação de corrente.

Estas perdas nos enrolamentos, devido ao efeito de joule, podem ser calculadas, usando a fórmula :

$$P_E = R \times I^2 \quad (3)$$

Onde:

P_E [W] - Perdas nos enrolamentos

R [Ω] - Resistência do condutor que depende da resistividade do material, do seu comprimento e área de secção

I - Corrente que passa no condutor

2.3 Efeitos da Alta Frequência nos Condutores

As altas frequências, 10 kHz a 1 MHz, introduzem novos desafios e são responsáveis pelo aparecimento de dois fenômenos que contribuem para as perdas nos condutores: o efeito pelicular e o efeito de proximidade (Magnetics, 2016) (Hurley et al., 1998).

2.3.1 Efeito Pelicular

Com o aumento da frequência, a corrente tem tendência a fluir mais na superfície dos condutores, resultando no chamado efeito pelicular. Este efeito define a chamada profundidade pelicular, que é dado por:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \times f \times \sigma \times \mu_0}} \quad (4)$$

Onde:

f [Hz] - Frequência de operação

μ_0 [H/m] - Permeabilidade magnética do vácuo

σ [S/m] - Condutividade elétrica do material

Conclui-se que à medida que a frequência aumenta, a profundidade pelicular diminui. Se δ diminuir, a resistência do condutor aumenta porque a seção de passagem efetiva da corrente diminui.

Estes efeitos podem ser reduzidos, sendo quase desprezáveis, com a utilização do fio de Litz (Petkov, 1996) (Hurley et al., 1998).

O fio de Litz, Figura 3, é usado para transportar CA (Corrente Alternada), e é construído entrelaçando vários condutores menores para formar um condutor de maior tamanho.

Este processo de fabrico permite que cada fio ocupe um espaço próximo à superfície do condutor, permitindo que a corrente flua uniformemente por todos os pontos do condutor (Magnetics, 2016).



Figura 3 - Condutor multifilar

2.3.2 Efeito de Proximidade

Este efeito ocorre nos condutores dos enrolamentos e é causado pelas correntes Foucault induzidas pelos fluxos magnéticos presentes nos condutores que estão próximos do condutor onde este efeito ocorre.

Se a alta frequência, a corrente começa a deslocar-se mais pela superfície do condutor, este efeito, devido às correntes Foucault, provoca uma distorção na densidade de corrente do condutor e conseqüentemente uma acumulação da corrente numa zona da superfície do condutor. Aumentando a resistividade elétrica e assim, aumentando as perdas por efeito de joule.

Este fenómeno aumenta com o número de espiras dos enrolamentos, sendo que pode ser reduzido com a utilização do condutor multifilar e aumentando a distância entre os condutores (Iyer et al., 2014).

2.4 Otimização do Transformador

Com a substituição dos transformadores usuais (50/60 Hz) por transformadores de alta frequência, consegue-se reduzir consideravelmente o peso/volume e assim o custo dos mesmos, sendo que as aplicações não são necessariamente as mesmas (César et al., 2012).

Esta redução de tamanho deve-se principalmente ao aumento da frequência de operação, que segundo a lei de Faraday, influencia a área da secção transversal do núcleo que é dada pela expressão:

$$A_N = \frac{\sqrt{2} \times U_1}{2\pi \times N_1 \times f \times B_{max}} \quad (8)$$

Sendo U_1 o valor eficaz da tensão sinusoidal de entrada, N_1 o número de espiras no enrolamento primário, f a frequência de operação e $B_{máx}$ o valor máximo de indução magnética, pode verificar-se que as dimensões variam inversamente com a frequência de operação.

Contudo, como já foi referido anteriormente, com o aumento da frequência de operação surgem novos problemas de projeto dos transformadores, entre os quais: efeito pelicular e de proximidade nos enrolamentos e um aumento de perdas totais, pelo que é importante procurar otimizar o transformador.

Existe um valor ótimo de densidade de fluxo B_{opt} , menor que a densidade de fluxo de saturação, para uma dada frequência, f , que minimiza as perdas e conseqüentemente maximiza o rendimento do transformador (Petkov, 1996) e (Hurley et al., 1998).

2.4.1 Otimização da Temperatura

Para otimizar as perdas por calor, tanto nos enrolamentos como no núcleo, este calor deve ser dissipado para manter a temperatura do transformador dentro de limites aceitáveis.

O calor pode ser, normalmente, dissipado sem o auxílio de um sistema de refrigeração, revelando-se eficaz a circulação normal do ar para dissipar esse calor, mas caso não seja eficaz, existem fluídos para refrigeração dos transformadores entre os quais: água, óleo (que também pode ser utilizado como isolante) ou até gás (normalmente é utilizado o gás SF₆, que também se comporta como isolante) (Bolotinha, 2019).

2.4.2 Otimização das Perdas dos Enrolamentos

As perdas nos enrolamentos, devido aos efeitos pelicular e de proximidade, podem ser desprezáveis, com o uso do condutor multifilar, que como foi referido é a melhor solução devido a ser um fio que permite que a corrente flua uniformemente por todos os pontos do condutor (Baek et al., 2010) (Petkov, 1996).

Existe também o condutor em folha que é mais indicado para aplicações de baixa tensão, sua estrutura de espessura fina e alongada só vai ser afetada pela profundidade pelicular nas frequências mais elevadas.

Para além do fio condutor, também é necessário um isolamento elétrico apropriado.

2.4.3 Otimização das Perdas no Núcleo

Por fim, de maneira a minimizar as perdas no núcleo, é importante fazer uma seleção de material adequada, tal como do volume e da configuração do núcleo.

Este tópico é abordado na secção seguinte.

2.5 Núcleo do Transformador

O núcleo é o componente físico do transformador que influencia mais o volume, o peso e o rendimento do sistema (Petkov, 1995).

Nesta secção, vamos começar por analisar os materiais mais utilizados para a construção dos transformadores e as vantagens de cada um. Passando também para a disposição das bobinas que pode haver.

2.5.1 Material do Núcleo Magnético

Para a seleção do núcleo do transformador, é necessário primeiro saber qual o material a usar, pois está diretamente relacionado com o tamanho, as perdas e o rendimento do sistema inteiro (Baek et al., 2010).

O material para um núcleo ideal deve ter uma densidade de fluxo (B) alta e permeabilidade alta.

Foi observado que quanto maior for a densidade de fluxo, mais pequeno pode ser o transformador, devido as perdas também serem menores.

O aumento de perdas no núcleo depende principalmente da largura do núcleo e da resistividade do material usado. (Razak & Taib, 2003).

Ao longo dos anos foram considerados vários materiais para o núcleo, sendo que para 50 Hz o mais utilizado é o ferro silício. Mas para os núcleos dos transformadores que trabalham a alta frequência é necessário materiais que têm um comportamento mais estável com o mínimo de perdas possível, sendo assim os mais utilizados são ferrite (MOFe_2O_3) e metal nanocristalino (FeCuNbSiB).

Tabela 1 - Características Ferrite e Nanocristalino

Características	Ferrite [FERROXCUBE®]	Metal Nanocristalino [FINEMET®]
Permeabilidade relativa, μ_r	10^4	$10^4 - 10^5$
Densidade de Fluxo de Saturação, B_{SAT} (T)	0.4	1.23
Resistividade ($\Omega.m$)	10^5	$12 \cdot 10^6$
Máx. Temperatura de funcionamento ($^{\circ}\text{C}$)	250	150
Frequência Máx. de operação (kHz)	10^6	10^4

Na Tabela 1, é feita a comparação com as características de cada material referido (Razak & Taib, 2003), (Hurley et al., 1998).

Apesar de muitos investigadores referirem que para os transformadores de alta frequência o material mais eficiente e económico é, de facto, Ferrite (Petkov, 1996), para a escolha do material é necessário fazer um balanço em termos de custo e rendimento. Também é necessário referir, que o material depende da aplicação para que o transformador é destinado (Razak & Taib, 2003).

2.5.2 Configuração do Núcleo para altas frequências

Existem 3 tipos principais de configuração para o núcleo, tais como: tipo *Core*, tipo *Shell* e tipo Toroidal, como se representa na Figura 4.

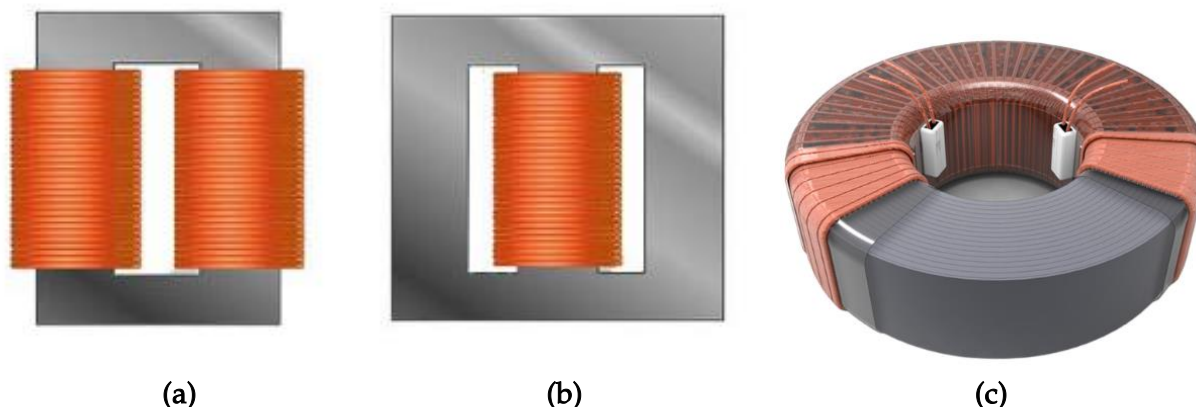


Figura 4 - Principais topologias do transformador de alta frequência: (a) Core; (b) Shell; (c) Toroidal

O tipo de configuração do núcleo é uma parte significativa na construção de transformadores.

O tipo *Core* é constituído por um núcleo magnético envolvido com dois enrolamentos, um em cada coluna.

A configuração *Shell*, ao contrário da *Core*, tem um núcleo magnético, mas ambos os enrolamentos (primário e secundário) estão contidos na mesma coluna. (Agheb & Hoidalén, 2012).

O tipo Toroidal é constituído por um núcleo com a forma toroidal como ilustra na figura 4 (c).

Cada tipologia tem as suas vantagens e desvantagens, mas comparando pode-se perceber qual pode ser a melhor para a construção do transformador.

A principal vantagem do tipo *Core* é o facto de como tem dois enrolamentos em colunas distintas, o que reduz o peso do transformador, mas do ponto de vista da performance térmica o tipo *Shell* é melhor, pois tem uma maior superfície em contacto com o ar (Agheb & Hoidalén, 2012).

O tipo Toroidal é referido como o mais económico em termos de processo de manufatura (Razak & Taib, 2003).

Assim, apesar de o tipo Toroidal ser o mais barato, a temperatura é um fator muito importante e para isso o núcleo do tipo *Shell* é o mais equilibrado e mais utilizado a altas frequências.

2.5.3 Dimensionamento do Núcleo

É importante selecionar corretamente o tamanho do núcleo, tendo em conta a frequência de operação e a potência de saída.

Idealmente, o tamanho do núcleo deve ser escolhido de forma que o tamanho do fio condutor preencha completamente a abertura da janela do núcleo para diminuir as possíveis perdas. Por isso, vale mais a pena escolher um diâmetro mais pequeno, mas que tenha a mesma área transversal.

Para o trabalho desta dissertação, não foi necessário fazer o dimensionamento porque foi usado o núcleo de um transformador que já se encontrava no laboratório.

2.6 Aplicações dos Transformadores de Alta Frequência

Devido ao facto, de hoje em dia a eletrónica de potência estar mais presente em sistemas de potência superior, direcionada em processos de conversão e transformação de energia elétrica através da comutação controlada de semicondutores, foi necessário aplicar os transformadores a alta frequência, em junção com conversores e transformadores de estado sólido, conhecidos como SST.

A dimensão do transformador varia inversamente com o aumento da frequência de operação, assim a grande importância dos transformadores a alta frequência é a forma compacta, leve e com reduzidas perdas que se pode aplicar conseguindo manter as vantagens do transformador convencional.

Os transformadores a alta frequência são maioritariamente direcionados para os sistemas de eletrónica de potência, como por exemplo:

- Geração eólica e solar;
- Fontes comutadas ou inversores;
- Tração elétrica;
- Conversores DC-DC e AC-DC;
- Medidores de potência;
- Gerador de raios-X;
- Fontes de alimentação;

Estas aplicações têm como principais requisitos a eficiência e segurança destes dispositivos e é da mesma importância o peso e volume dos componentes, portanto estes transformadores são extremamente importantes para alcançar esses objetivos (Zengin & Boztepe, 2016).

Para a sua aplicação surgiu uma nova tecnologia de transformadores, que é designado por SST, *Solid State Transformer* (Transformador de Estado Solido), conversores AC-AC que

podem ser de um, dois ou três andares, são utilizados em sistemas de tração elétrica ou sistemas de energias renováveis, que têm diversas vantagens em comparação com os transformadores convencionais, mas as principais são o reduzido volume e peso dos dispositivos.

Devido a esta redução, a complexidade de instalação dos transformadores de alta frequência é diminuída, tal como o seu preço (Hannan et al., 2020).

Os transformadores a alta frequência são também utilizados para a maioria de conversores do tipo SMPS, *Switched-mode Power Supply* (Sistemas de Comutação Eletrónica de Potência), pois desempenham um papel importante na regulação dos níveis de tensão entre a fonte e a saída, fornecendo isolamento elétrico (Kumar, 2016).

Fazem parte de conversores DC/DC e AC/DC, sendo que constituem cerca de 25 % do volume total e 30% do peso total dos conversores (Petkov, 1996).

Existem vários tipos de conversores SMPS, entre os quais:

- *Flyback*: Este conversor tem a tipologia de um *buck-boost*. O transformador presente neste conversor fornece isolamento e permite ajuste de tensões variando o número de espiras dos enrolamentos. É muito usado para aplicações de baixa potência (Magnetics, 2016) (Santos, 2013).

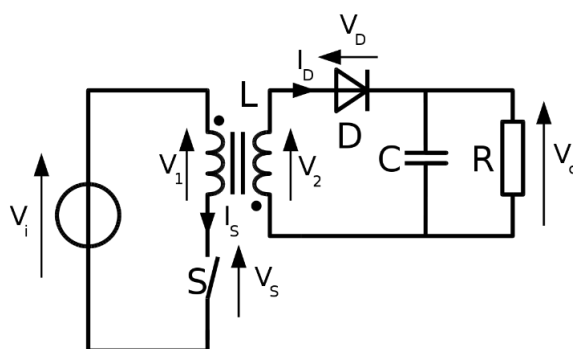


Figura 5 - Montagem do conversor *Flyback* [DigikeyElectronics]

- *Forward*: Baseado na tipologia de um *Buck*, é, portanto, DC-DC. É também utilizado em aplicações de baixa tensão. Apesar de ser mais eficaz do que o *Flyback* utiliza um indutor extra o que faz com que não seja tão útil para altas correntes de saída (Magnetics, 2016).
- *Push-Pull*: Baseado na topologia de um *Forward*, este conversor usa dois enrolamentos primários. Neste esquema, o núcleo do transformador opera com uma grande eficiência (Magnetics, 2016).
- *DAB (Dual Active Bridge)*: Este tipo de conversor DC-DC tem se mostrado uma boa alternativa para aplicações de elevada potência. Usa dispositivos ativos em ambos os lados de entrada e saída para realizar uma tipologia que usa o fluxo principal do

transformador como o principal elemento de transferência (Siriwongpairat & Liu, 2007).

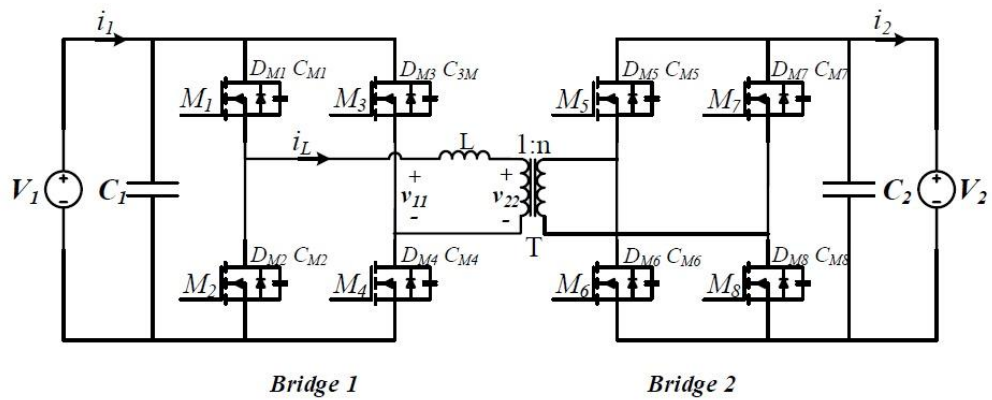


Figura 6 - Montagem conversor DAB [(Calderon et al., 2018)]

2.7 Transformadores Supercondutores

Os transformadores supercondutores têm uma grande vantagem sobre os transformadores convencionais que é a baixa potência de perdas. Esta diminuição deve-se ao facto de os materiais supercondutores terem uma resistência quase nula (Sykulski, 2017).

A supercondutividade foi descoberta quando um professor de Física da Universidade de Leiden, nos Países Baixos, Heike Onnes, notou que quando se arrefeciam certos materiais a temperaturas muito baixas estes materiais ficavam com resistividade elétrica nula.

Foi considerada então uma temperatura crítica, T_c , em que se sabia que abaixo dela a resistência era nula, o chamado de estado supercondutor, e acima a resistência era igual ao seu estado normal.

Onnes também descobriu que da mesma maneira que a temperatura tinha um valor crítico também a corrente elétrica e o campo magnético tinham um valor crítico que dependia da temperatura do material, Figura 7. Fora desta superfície limitada por T_c , H_c e J_c deixava-se de ter o estado supercondutor (Pronto, 2010).

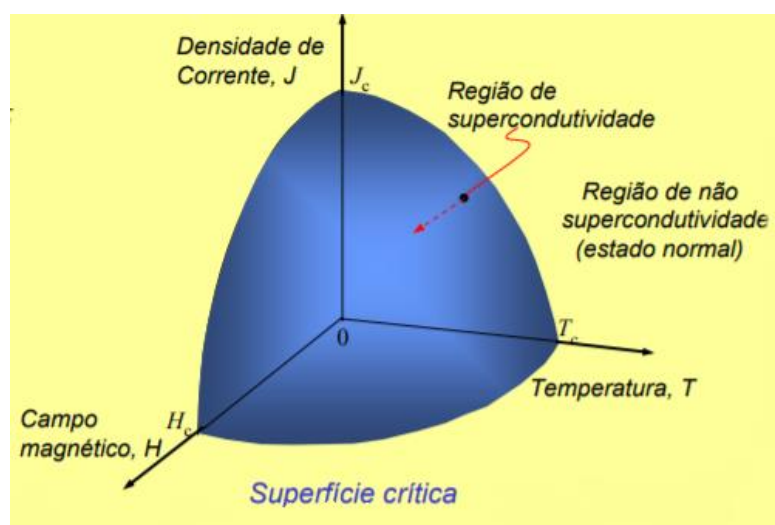


Figura 7 - Densidade, Temperatura e Campo Magnético críticos [apontamentos Prof Leão Rodrigues]

Nas aplicações de potência, interessam os materiais de alta temperatura que exibem duas propriedades importantes que são resistividade elétrica muito baixa e a capacidade de aprisionar o fluxo magnético.

Os transformadores supercondutores são transformadores em que os enrolamentos são feitos por fitas supercondutoras.

As fitas supercondutoras estão divididas em duas categorias, de primeira geração (1G) e segunda geração (2G).

As fitas de primeira geração utilizam o material cerâmico BSCCO, com temperaturas críticas que vão dos 90 K até aos 110 K. Os filamentos do material são embebidos numa matriz de prata, o que lhes confere maior flexibilidade e robustez mecânico.

Nas fitas 2G, uma pequena camada de YBCO é colocada sobre um substrato metálico flexível. Com esta tecnologia é possível operar a temperaturas maiores que as de primeira geração, e com maior densidade de corrente crítica, em relação às fitas de 1G (Pina, 2010).

Existem várias configurações diferentes dos enrolamentos supercondutores nos transformadores, tais como solenoide, em panqueca simples ou dupla, ou utilizando apenas condutores transpostos, constituído os cabos de Roebel.

Nesta dissertação vai ser utilizada a configuração de panqueca simples, como irá ser apresentado no capítulo da montagem do transformador.

2.7.1 Perdas AC nos materiais supercondutores

Os materiais supercondutores são conhecidos por terem uma resistência praticamente nula, mas esta condição só acontece quando esses materiais operam em condições de corrente contínua (DC).

Quando existe corrente alternada (AC) aplicada aos materiais supercondutores, estes geram perdas, denominadas perdas AC, que para além de ser dependentes da frequência, são importantes de ter em conta quando se trabalha com este tipo de materiais.

É importante estudar estas perdas AC e processos de as minimizar, devido ao facto de que todos os materiais supercondutores operam a temperaturas criogénicas, e este tipo de perdas faz com que se produza muito calor.

Estas perdas AC podem ser classificadas em três tipos diferentes:

- Perdas por histerese supercondutora (P_H): são linearmente proporcionais à frequência, este tipo de perdas surge com a variação do estado magnético, sendo semelhantes ao ciclo de histerese nos materiais ferromagnéticos (Amaro et al. 2014).
- Perdas por correntes Foucault (P_{ed}): as fitas 2G têm várias camadas de metal, que quando são sujeitas a um campo magnético externo, produzem correntes Foucault que dissipam energia por efeito de Joule, este efeito não é detetado para baixas frequências, incluindo 50 Hz. Estas perdas são quadraticamente proporcionais à frequência, sendo possível calculá-las pela expressão (Ishii et al., 1996):

$$P_{ed} = \frac{2\pi^2 \times \mu_0^2 \times f^2 \times I_p^2 \times d^3}{\rho l} \quad (W/m) \quad (9)$$

Onde:

μ_0 [H/m] - Permeabilidade magnética do vácuo;

f [Hz] - Frequência;

I_p [A] - Amplitude de corrente que atravessa a fita;

d [μm] - Espessura da bainha;

ρ [$\Omega \cdot m$] - Resistividade do metal presente na fita;

l [mm] - Perímetro da camada externa de filamento supercondutor;

- Perdas resistivas (P_R): para valores de corrente altos, surgem as perdas resistivas no material supercondutor. Também dependem da frequência de operação e das características da fita supercondutora (Stavrev et al. 1998).

Assim, pode-se concluir que as perdas AC nos materiais supercondutores aumentam com a frequência, algo que se vai tentar provar ao longo desta dissertação.

2.7.2 Algumas vantagens dos transformadores supercondutores

De um modo geral, a importância dos vários benefícios dos transformadores supercondutores depende sempre da aplicação do transformador (McConnel, Mehta, & Walker, 2000).

Sendo assim serão aqui apresentadas algumas dessas vantagens (Pina, 2010) (Upadhye, 2016) :

- Peso e dimensões mais reduzidas em comparação com os transformadores convencionais para o mesmo valor de potência. Isto deve-se ao aumento da densidade de corrente nos enrolamentos supercondutores que assim reduzem a secção necessária para o transporte da corrente;
- Valor da corrente de transporte pode chegar até 100 vezes mais que no cobre;
- Menor impacto ambiental, pois para estes transformadores é usado o azoto líquido como fluido refrigerante que não é contaminante em comparação com os óleos usados nos transformadores convencionais. Também tem uma emissão de gases CO₂ baixa;

2.8 Trabalhos relacionados

Neste tópico vão ser apresentados alguns trabalhos já realizados no âmbito do problema desta dissertação.

Ao observar os resultados desses trabalhos pode-se obter informação importante sobre o tema e auxilia nas decisões que vão ser tomadas ao longo deste trabalho.

No trabalho realizado por T.O Olowu, H. Jafari, M. Moghaddami e A. Sarwat (Olowu et al., 2019) da Universidade Internacional da Florida, em Miami, nos Estados Unidos da América, é feito um estudo sobre a otimização de um transformador a alta frequência para aplicações como SST.

Neste caso de estudo, é usado um transformador a uma frequência de 20 kHz, com núcleo *Shelle* e uma potência de 10 kW, são apresentadas as soluções para otimizar o transformador.

Sendo que o dimensionamento do transformador de alta frequência depende dos seus parâmetros ideais e da sua aplicação, neste caso de estudo, foram apresentados os principais objetivos a ter em conta para uma correta otimização: calcular a potência dissipada total, a densidade de potência do transformador e o custo do transformador em que os principais fatores que o influenciam é o preço do condutor multifilar e o material do núcleo.

Neste trabalho, mostra-se que o rendimento é influenciado pelas dimensões do núcleo, a densidade de potência e a potência dissipada total.

É também referido que a densidade de potência [W/cm³] do transformador diminui com o aumento de perdas totais [W].

Como na maioria dos resultados, o rendimento final é acima de 97% pode-se concluir que o método de otimização proposto nesta investigação é eficiente. Sendo que os principais objetivos são otimizar a densidade de potência, o custo e o rendimento (Olowu et al., 2019).

Os investigadores Pejush Sarker, Rabiul Islam, Youguang Guo, Jianguo Zhu e Hai Yan Lu (Sarker et al., 2019) demonstraram como o material do núcleo e a diminuição das perdas totais são fatores chave para um projeto de transformador ideal.

É de notar que o rendimento e a densidade de potencia de um transformador dependem das perdas do núcleo e da densidade de fluxo de saturação do material do núcleo, ou seja, da escolha do material.

É apresentado um fluxograma de um projeto ideal de um transformador, segundo estes investigadores: Começa por verificar os requisitos do sistema que se pretende projetar como por exemplo, tensão, frequência e potência.

De seguida, são escolhidas as variáveis fixas, tal como o material do núcleo, as dimensões do núcleo, relação entre as espiras, a espessura do condutor ou a densidade de corrente, entre outros.

Com estes valores são calculadas as potências de dissipação, temperatura e isolamento do sistema, para vários valores de tensão, frequência e potência.

Por fim, o conjunto de valores que mostrar um rendimento acima dos 98% e a densidade de potência mais alta são escolhidos para o projeto ideal do transformador (Sarker et al., 2019).

Obaid Aldosari, Luciano Rodriguez e Juan Caros Balda (Aldosari et al., 2018), apresentam uma metodologia para projetar um transformador de média ou alta frequência para aplicações de potências (maiores que 100 kVA).

Primeiramente, afirmam que o tipo de material é uma decisão crítica para o projeto do transformador, sendo que para potências baixas e altas frequências a melhor escolha é a de ferrite devido ao baixo custo e baixos valores de indução magnética.

Porém para potências altas, a melhor escolha é o material nanocristalino ou amorfo, porque têm perdas baixas (0.28% da potência de saída para nanocristalino e 0.54% para o material amorfo) e valores de densidade de fluxo de saturação altos (1.2 T para nanocristalino e 1.56 T para amorfo).

A metodologia apresentada nesta investigação começa por averiguar quais são os valores pretendidos da indutância principal e indutância de dispersão.

De seguida, sugere alguns passos para projetar o transformador, sendo que o principal objetivo é maximizar o rendimento enquanto se minimiza o volume e peso do transformador, tendo em atenção ao seu aumento de temperatura e da indutância.

Utilizando equações sugeridas no documento, deve-se: calcular a densidade de fluxo magnético ideal, averiguar as dimensões e propriedades do núcleo, dependendo da aplicação

determinar as dimensões e disposição dos enrolamentos, cálculo da janela, verificar se os valores do indutância principal e da indutância de dispersão são concordantes com os inicialmente escolhidos, cálculo do volume, cálculo das perdas do núcleo e dos enrolamentos e por fim verificar o aumento de temperatura, seguindo esta ordem.

Para testar esta metodologia, foram feitas experiências, num certo intervalo de frequências, sendo os principais parâmetros: tensão primária de 120 V, potência estipulada de 1020 W e uma relação entre as espiras de 1:1.

Tendo em atenção que o valor da indutância de dispersão tem de ser o mais baixo possível porque caso o valor seja muito alto pode originar correntes que resultam em picos de tensão indesejados nos terminais do transformador.

Os investigadores concluíram que projetar um transformador a alta frequência e potência é desafiador e tem que se ter sempre em consideração os prós e contras de cada especificação que se faz.

De um modo geral, os resultados experimentais coincidiram com os resultados simulados, com o transformador a ter um rendimento perto dos 99% (Aldosari et al., 2018).

Em 2009, investigadores da Universidade de Zhejiang, (Jun et al., 2009), construíram um protótipo de um transformador a 20kHz e a 60kV, feito com um procedimento um pouco diferente do convencional, pois tem especial consideração nos esforços eletromagnéticos, elétricos e térmicos.

Neste procedimento, começam por selecionar a frequência de operação, a relação entre as espiras dos enrolamentos e material do núcleo.

Fazem o dimensionamento (comprimento e secção) do condutor e dos enrolamentos, tendo em consideração o fluxo de dispersão e a variação de temperatura.

Após a montagem, fazem os respetivos ensaios e testam num conversor ressonante LCC (Custo do Ciclo de Vida), outro tipo de aplicação dos transformadores a alta frequência.

Os cálculos teóricos coincidem com as medições dos ensaios, que fornece possibilidade de otimizar o transformador para ir ao encontro dos requisitos de um conversor ressonante LCC (Jun et al., 2009).

No Royal Institute of Technology, houve três investigadores (Meier et al., 2009) que elaboraram algumas considerações para a projeto de um transformador monofásico a 500 Hz para ser utilizado em sistemas eólicos offshore.

Começando por determinar a tensão e corrente do transformador, e procurando minimizar os fluxos de dispersão, as capacidades parasitas e as perdas no núcleo, nos enrolamentos e térmicas, passam então para a projeto do transformador.

Concluem que o dimensionamento de um transformador que tem como objetivo diminuir as perdas no núcleo, diminuindo o tamanho do mesmo, faz com que se aumente o fluxo de dispersão das bobinas e para contrariar esse fenómeno estudam um modo de intercalar os enrolamentos, para diminuir esse fluxo e assim aumentar o rendimento.

Com este conceito, os investigadores mediram que, a uma frequência de 500 Hz, alcançaram um rendimento de 99,7 %.

Provaram que as condições de operação de um transformador de média frequência influencia fortemente o seu projeto, sendo que as perdas totais dependem das escolhas dos núcleos e do tipo de enrolamentos.

Apesar das perdas no núcleo serem mais importantes relativamente às perdas nos enrolamentos, a disposição destes últimos determina alguns parâmetros elétricos como o fluxo de dispersão e as capacidades parasitas e assim o comportamento do transformador (Meier et al., 2009).

SIMULAÇÃO DO TRANSFORMADOR SUPERCONDUTOR

Neste capítulo, é apresentado o tipo de transformador a ser utilizado nesta dissertação, bem como o processo de dimensionar o mesmo transformador num software de modelização supercondutor de dispositivos de elementos finitos, sendo apresentados resultados de simulação do transformador.

3.1 Características do Transformador

O transformador utilizado para as simulações e para os ensaios laboratoriais tem um núcleo do tipo Core, ou seja, é apenas um núcleo magnético.

Como já foi referido, foi escolhido um núcleo já existente no laboratório desenhado para uma potência nominal de 1,15 kVA.

De forma a iniciar as simulações do transformador foi necessário primeiro saber as dimensões de todos os elementos do núcleo, ou seja, colunas, travessas e janela de ar.

As travessas têm a forma de um paralelepípedo pelo que foram fáceis de medir. Para calcular a área das colunas que são de forma cilíndrica, mas um pouco irregular, foram feitas várias medições e usada a média de todas para reter o melhor valor.

É possível verificar essas dimensões na Tabela 2.

Tabela 2 - Dimensões do Núcleo

	Comprimento	Área
Colunas	36 cm	46.7 cm ²
Travessas	27 cm	(8.2 x 9) cm ²
Janela		(9.6 x 36) cm ²

O núcleo é composto por chapas de Fe-Si (ferro silício) de grão orientado com espessura 0,30 mm, agrupadas em paralelo e com isolamento entre si.

Para os enrolamentos considerou-se uma fita supercondutora do fabricante *Shangai Superconductor*, que tem as características indicadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Características da fita supercondutora

Shangai Superconductor	
Largura da fita (mm)	10
Espessura da fita (μm)	155
Corrente crítica (a 77 K) (A)	498
Densidade de corrente crítica (a 77 K) (A/mm^2)	$4,98 \cdot 10^4$

O enrolamento primário tem 230 espiras e o secundário tem 20, o que significa que este transformador, tem uma relação de 11.5.

Para estudar o comportamento do transformador foi utilizado o software de modelização supercondutor, onde foi construído um transformador em duas dimensões.

A partir das dimensões, foi possível desenhar o transformador no software, como é possível ver na Figura 8 .

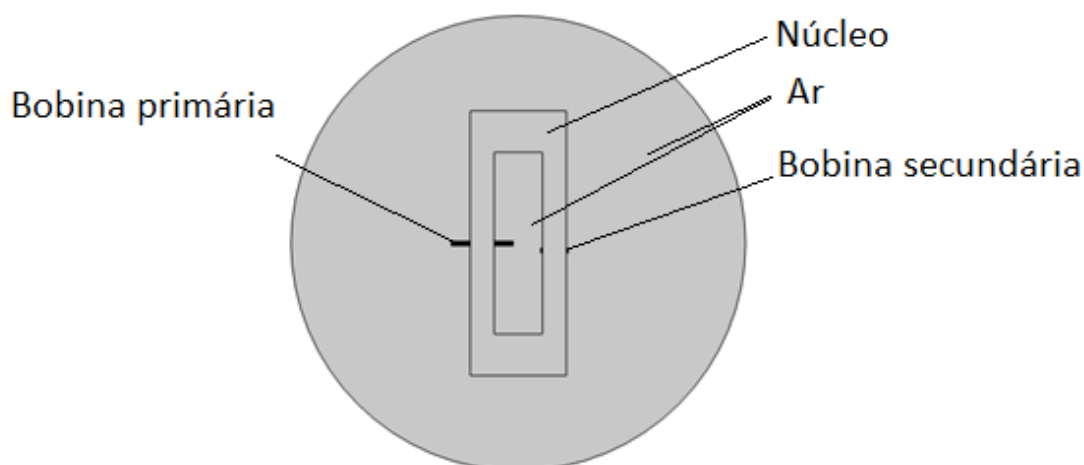


Figura 8 - Geometria do transformador no software com os elementos identificados

Na Figura 8, pode observar-se a geometria do transformador de tipo Core, com 230 espiras no enrolamento primário e 20 espiras no secundário.

Depois de feita a geometria no software foi preciso atribuir o tipo de material a cada elemento.

O material escolhido para o núcleo foi o *Soft Iron (with losses)*, pois era o material mais semelhante ao real, e para o resto da geometria tanto na janela de ar como fora do núcleo e delimitado pela circunferência foi escolhido o ar.

De seguida, foram definidas todas as variáveis que se querem calcular, tais como as perdas AC das fitas supercondutoras e as correntes, em função do tempo.

Os mapas de fluxo no núcleo e nos enrolamentos também vão ser apresentados nesta simulação.

3.2 Resultados de Simulação

O principal objetivo deste projeto é avaliar o desempenho dos transformadores à frequência de rede e a alta frequência.

Nesta simulação, vai ter-se em especial atenção as frequências de 50 Hz e 400 Hz, porque são as frequências que são utilizadas nos ensaios em laboratório.

Nos subcapítulos seguintes, vai ser possível observar os gráficos e resultados das correntes em cada bobina e também as perdas AC de cada uma delas.

Nesta simulação, devido ao facto de o modelo ter sido feito em duas dimensões (2D) não é possível retirar os valores das perdas magnéticas do núcleo.

Estes resultados vão ser usados de forma comparativa com os valores reais, ou seja, os valores dos testes laboratoriais, de modo a verificar se os ensaios validam os resultados de simulação.

De maneira a simular o transformador e a estudar o seu comportamento, foram escolhidos cinco valores de correntes no primário: 5 A, 10 A, 20 A, 30 A e 40 A.

Estes valores foram escolhidos de forma a ser possível comparar com os valores que são exequíveis no laboratório e de forma também a não ultrapassar a corrente crítica da fita

3.2.1 Simulação à frequência de rede

- **Formas de onda da Corrente**

Considerando que o rendimento de um transformador é $\geq 99\%$ e assim, a potência aparente no primário (S_1) e potência aparente no secundário (S_2) são iguais, pode-se exprimir o quociente do número de espiras no primário (N_P) com o número de espiras no secundário (N_S) da seguinte forma:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} \cong \frac{I_S}{I_P} \quad (10)$$

Caso esses princípios se confirmassem, a relação entre o número de espiras devia ser 11.5, e igual à relação entre I_S e I_P .

Mas isso não acontece nos transformadores com enrolamentos supercondutores, como se pode observar nos gráficos seguintes.

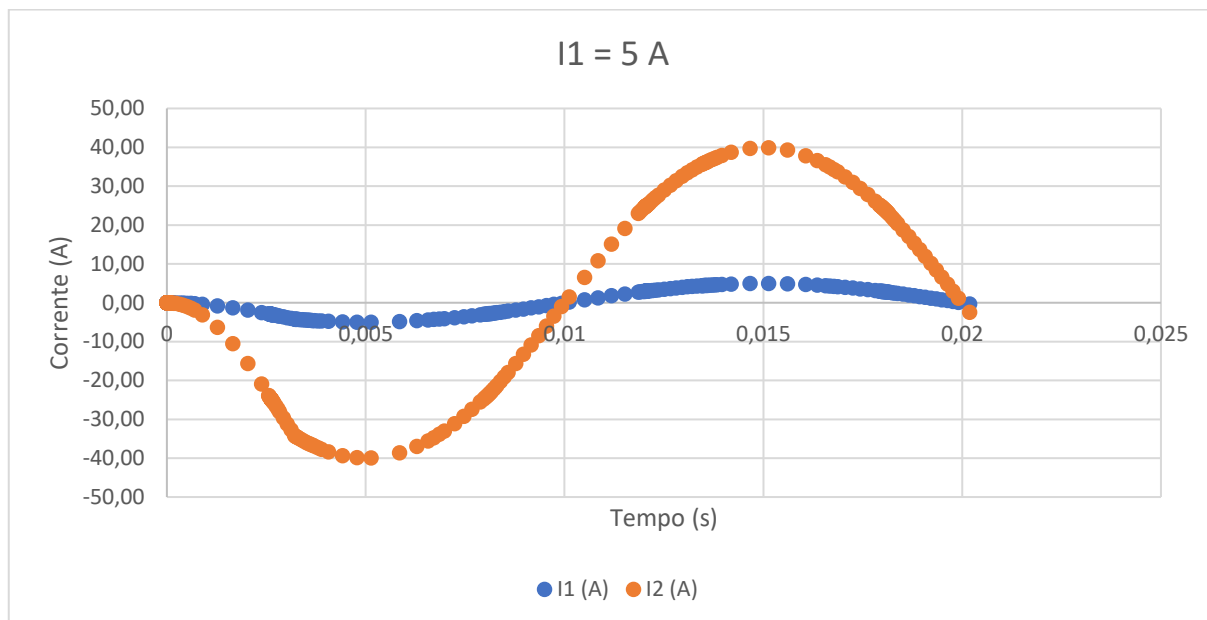


Figura 9 - Forma das ondas de corrente primária e secundária

Na Figura 9 - Forma das ondas de corrente primária e secundária, tem-se as duas correntes representadas no tempo e pode notar-se que a corrente primária chega aos 5 A de amplitude, mas a corrente secundária apenas consegue chegar aos 40 A.

Isso quer dizer, que a relação entre as duas correntes é de oito.

Na Tabela 4 estão os valores máximos de corrente de cada bobina para cada teste e a relação de transformação entre elas.

Tabela 4 - Valores corrente a 50 Hz

Corrente Primário	Corrente Secundário	Relação de Transformação
5	40	8,0
10	77	7,7
20	149	7,45
25	181	7,24
30	212	7,06
40	270	6,75

É possível verificar que a relação entre as duas correntes vai diminuindo à medida que a corrente injetada no transformador aumenta.

- **Perdas AC das bobinas**

Foram realizados os testes com os mesmos valores de corrente injetada no primário do subcapítulo anterior de forma a estudar o comportamento das perdas nos enrolamentos do transformador.

O primeiro teste foi feito para valores de corrente no primário mais baixos, até os 5 A.

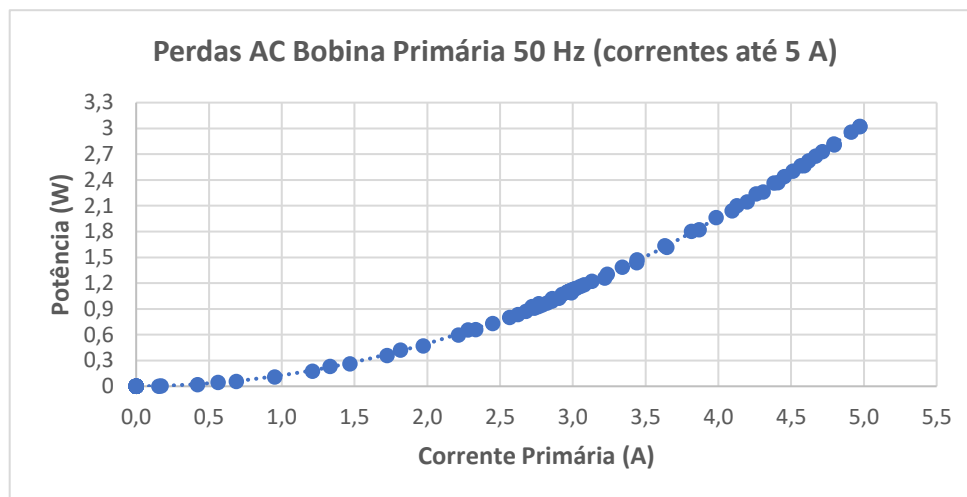


Figura 10 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A

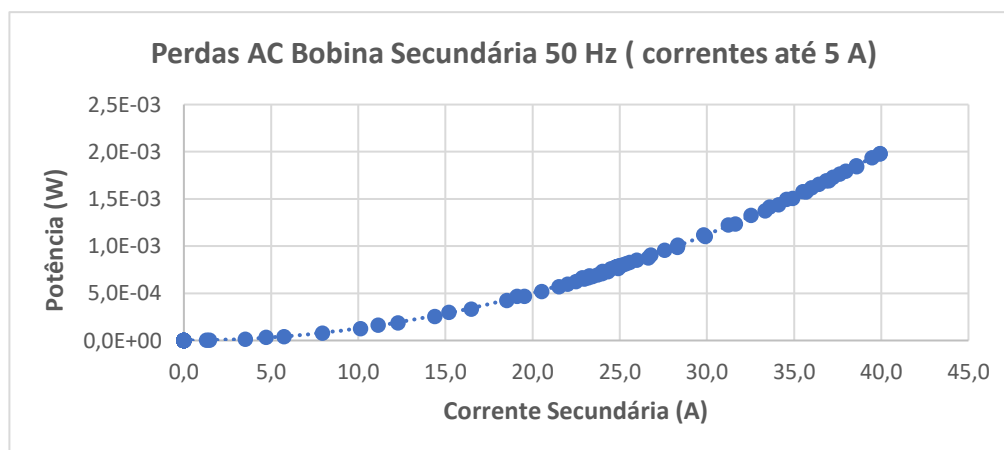


Figura 11 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A

De seguida, foi feito um teste para valores de corrente primária até os 40 A, obtendo-se os gráficos das Figura 12 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A e Figura 13.

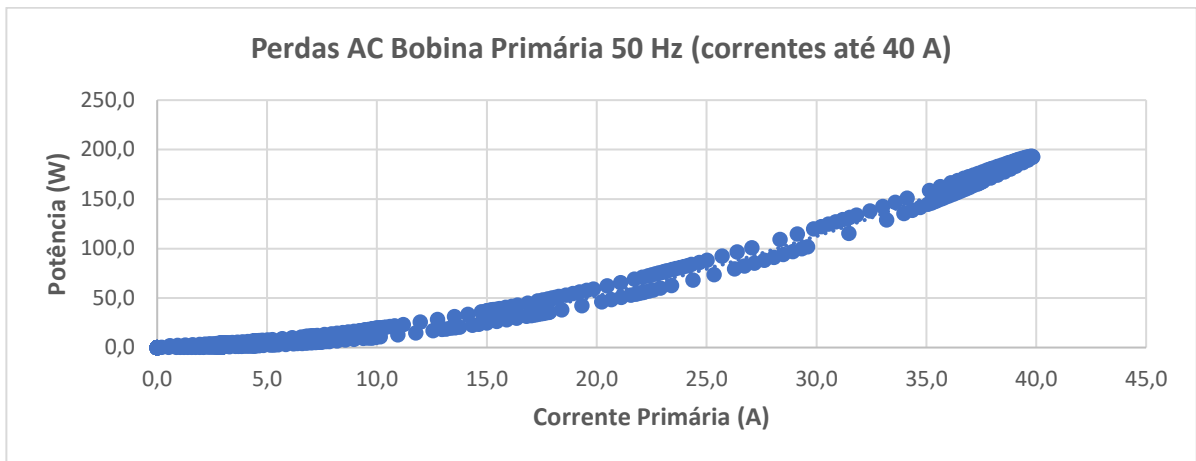


Figura 12 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 50 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A

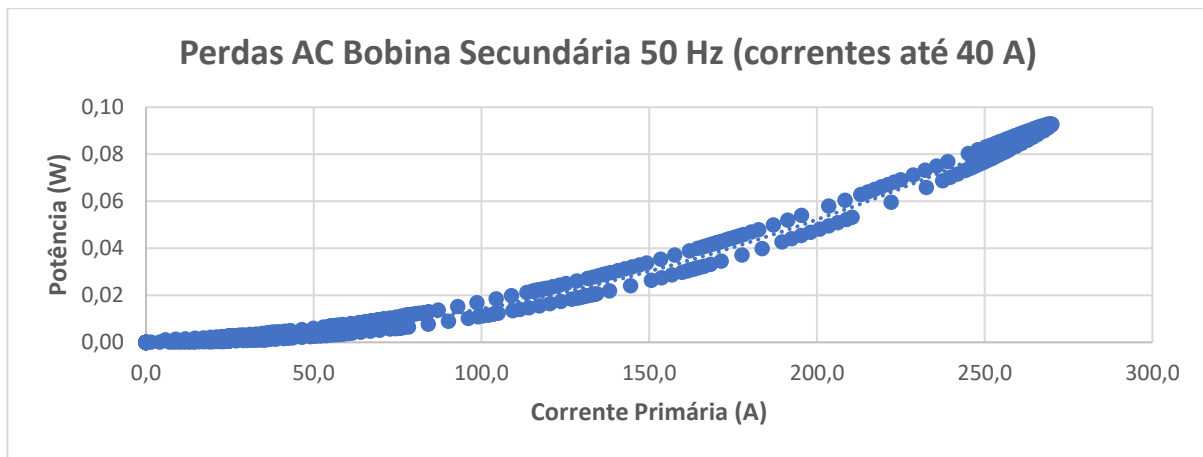


Figura 13 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 50 Hz para valores de corrente entre 0 a 40 A

Com os gráficos da Figura 11 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 50 Hz para valores de corrente e Figura 13 pode observar-se que apesar de a bobina secundária ter valores de corrente aproximadamente oito vezes maior, as perdas nos enrolamentos secundários são muito inferiores aos enrolamentos primários, isso pode dever-se ao facto de o valor da impedância do enrolamento secundário ser muito inferior ao enrolamento primário, devido ao número de espiras ser 20, e assim, as perdas resistivas anteriormente referidas não contribuirão tanto para as perdas totais.

Os resultados da bobina secundária podem estar incorretos, pelo que se vai testar experimentalmente e analisar.

3.2.2 Simulação a 400 Hz

- **Formas de onda da Corrente**

Para a frequência de 400 Hz foram feitos os mesmos testes e os resultados estão apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Valores de corrente a 400 Hz

Corrente Primário	Corrente Secundário	Relação de Transformação
5	40	8,0
10	76,89	7,69
20	148,63	7,4
25	180	7,20
30	212	7,06
40	270	6,75

Verifica-se que os resultados são semelhantes em amplitude. É notável também que a relação de transformação vai diminuindo com o aumento da corrente primária.

Com estes resultados, e seguindo a expressão número 10, pode concluir-se que a potência aparente no primário não é igual à potência aparente no secundário, o que indica que o transformador tem perdas durante o seu funcionamento.

- **Perdas AC das bobinas**

Para as perdas AC a 400Hz, observam-se os gráficos da Figura 14 e Figura 15.

Começando novamente com os valores mais baixos de corrente, até a um máximo de 5

A.

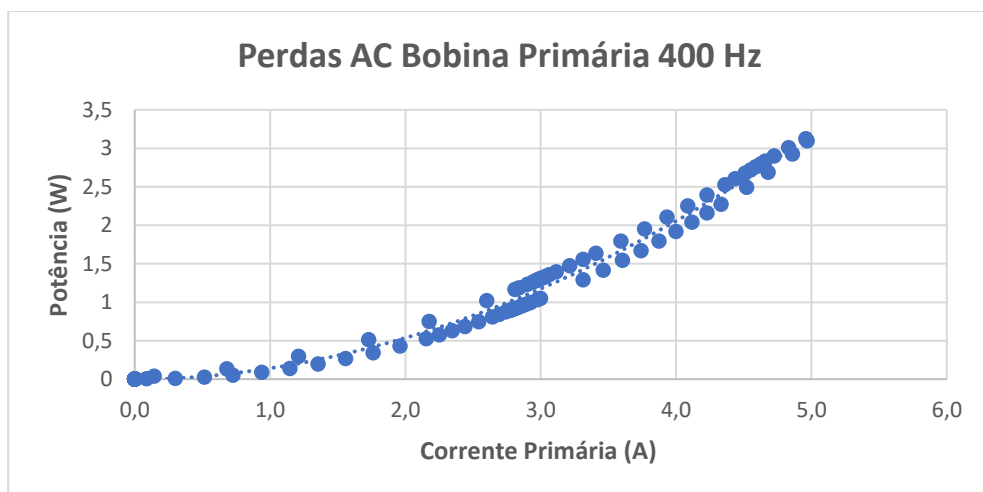


Figura 14 - Gráfico das perdas AC da bobina primária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A

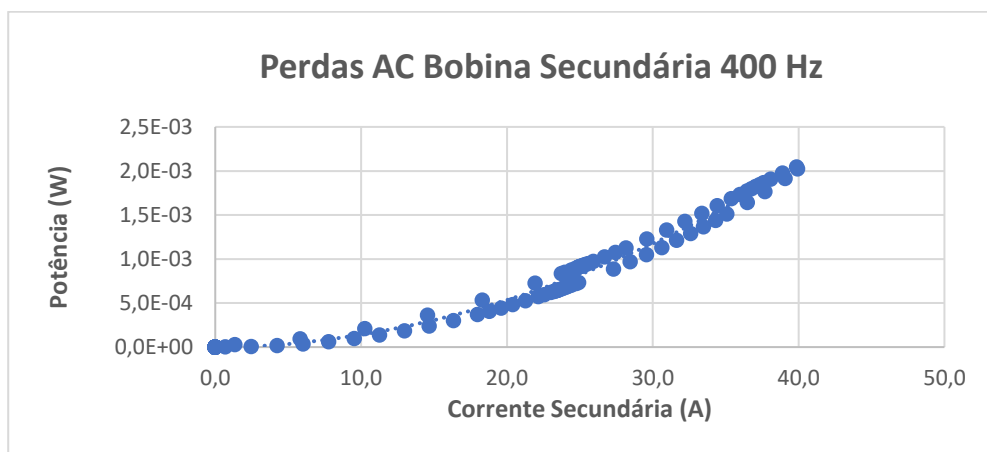


Figura 15 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 5 A

Para valores de corrente entre 0 e 40 A, obtém-se as Figura 16 e Figura 17.

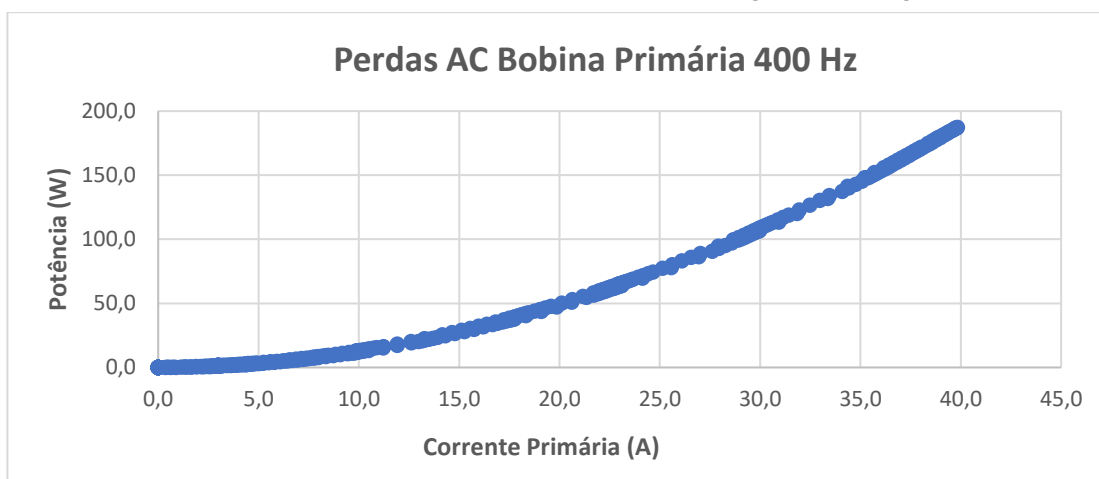


Figura 16 - Gráfico de perdas AC da bobina primária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A

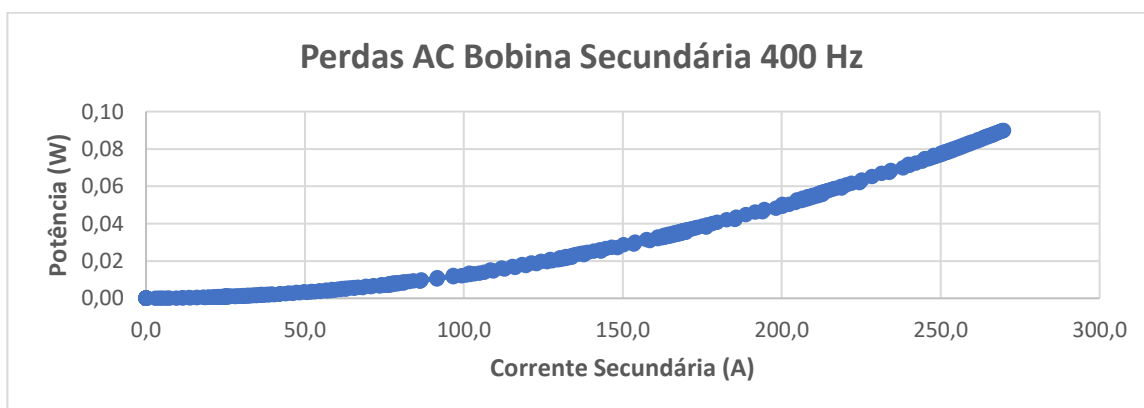


Figura 17 - Gráfico das perdas AC da bobina secundária 400 Hz para valores de corrente entre 0 e 40 A

Comparando os gráficos da potência de perdas em função da corrente, a 50 Hz e a 400 Hz, pode verificar-se que existe um ligeiro aumento de 5 % para os valores da bobina primária,

e um aumento de 3 % para os valores da bobina secundária, à medida que se aumenta a frequência.

Essa comparação vai ao encontro, do que é verificado no artigo de (Amaro et al. 2014), em que é estudado que as perdas AC, aumentam com a frequência, nomeadamente as perdas por correntes Foucault que só são perceptíveis para frequência acima dos 200 Hz.

No entanto, esta diferença só é possível verificar para valores mais baixos de corrente, devido ao facto de com o aumento de corrente aplicado as perdas resistivas começam a ter uma contribuição muito maior (Amaro et al. 2014).

3.2.3 Mapas de fluxo

Com o software, também foi possível ilustrar como seriam os fluxos magnéticos presentes no transformador a 50 Hz e a 400 Hz.

A Figura 18, representa o comportamento do fluxo magnético no momento em que a corrente injetada chega ao máximo de amplitude. É possível verificar que o núcleo do transformador fica muito perto do valor de saturação (1.8 T), para valores de corrente no primário de 40 A.

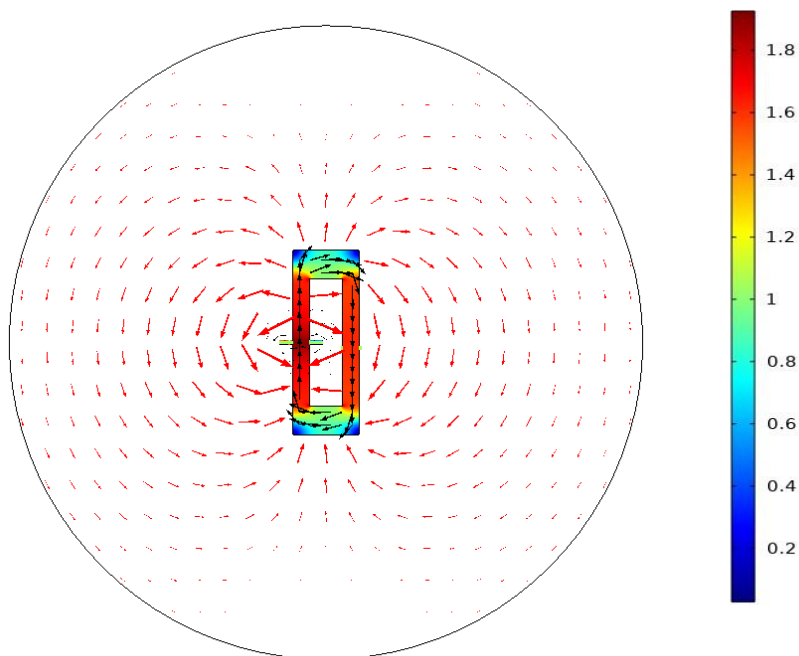


Figura 18 - Mapa do fluxo no núcleo e nas bobinas para o valor máximo de corrente com legenda dos valores em tesla (T)

CONSTRUÇÃO DO TRANSFORMADOR

Neste capítulo descrevem-se todos os passos realizados para a montagem do transformador que vai ser utilizado para os testes experimentais.

Como já foi referido, foi usado um núcleo magnético existente no laboratório, pelo que foi apenas necessário construir as bobinas supercondutoras e o criostato para ser usado durante os ensaios. Para tal, começa-se pela construção das bobinas primária e secundária, os seus criostatos e por fim, a montagem final.

4.1 Construção das bobinas

Para a construção das bobinas, foi preciso inicialmente construir dois moldes, um para cada bobina. Estes moldes foram feitos usando os softwares Autodesk Fusion 360 e Ultimaker Cura, e foram posteriormente impressos por uma impressora 3D com o modelo Creality Ender-3.

Na Figura 19, são apresentados os dois moldes, do lado esquerdo o molde da bobina primária e do lado direito o molde da bobina secundária.

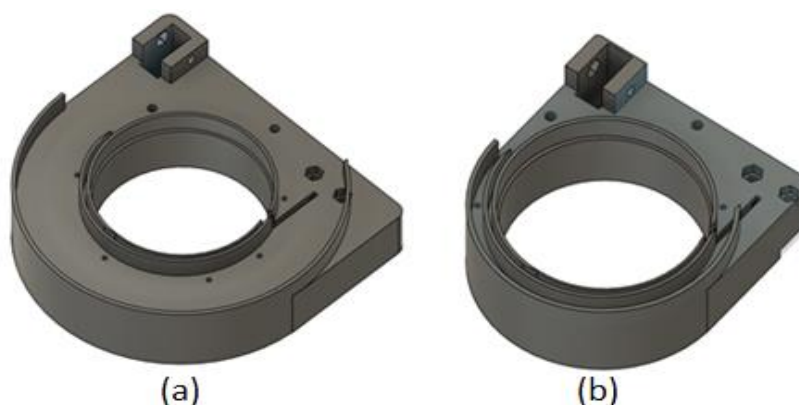


Figura 19 - Moldes das bobinas primária (a) e secundária (b) no programa de construção 3D

Os dois moldes diferem no tamanho por onde a fita supercondutora passa. Isto deve-se a uma bobina precisar de muito mais espaço para a fita do que a outra, ou seja, a bobina que vai ter 230 espiras tem obrigatoriamente de ser maior do que a de 20 espiras. Este espaço para a fita supercondutora foi calculado e construído à medida, de forma a diminuir as perdas AC nos enrolamentos desnecessárias.

Para ser possível enrolar e prender a fita supercondutora no molde tiveram que ser cortadas quatro placas de cobre para cada molde, sendo um total de oito. As placas de cobre foram divididas duas para a parte de cima do molde e outras duas para a parte de baixo.

Para a parte de cima, a placa com maior comprimento, foi furada de maneira a ser possível inserir um fio condutor para fornecer corrente à bobina.

Na Figura 20, estão representadas duas das quatro placas de cobre feitas e as respectivas dimensões.

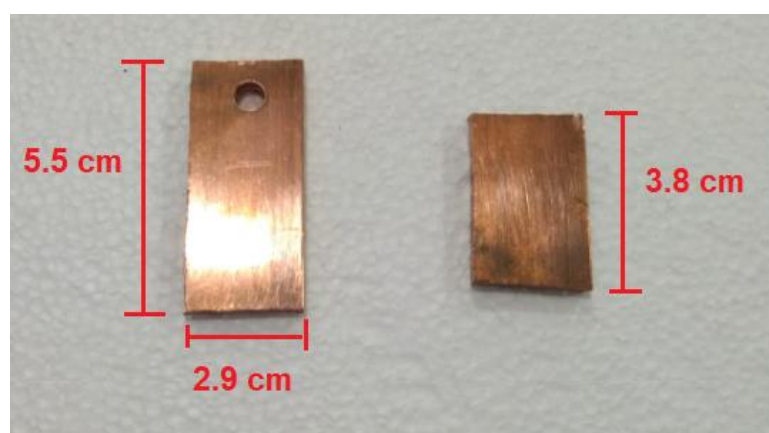


Figura 20 - Placas de cobre para a parte de cima

Para a parte de baixo foram cortadas duas placas de cobre de tamanho igual, para ser possível prender a fita supercondutora na outra extremidade e ser possível ligar outro fio condutor.

Na Figura 21, está representada uma das duas placas com as suas dimensões.

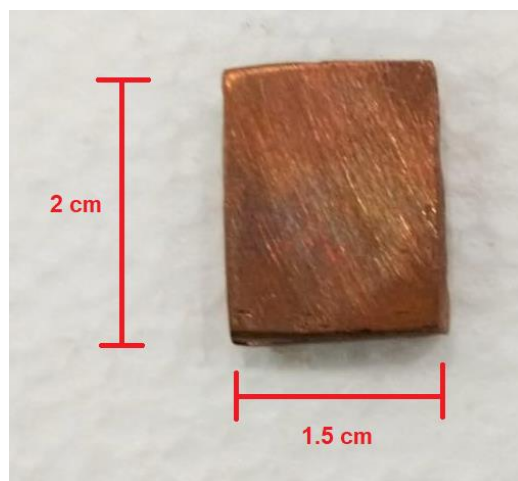


Figura 21 - Placas de cobre para a parte de baixo

Foram também usados, para cada bobina, quatro parafusos e quatro porcas de forma a ser possível conectar todos os fios e prender a fita supercondutora.

Para a parte de baixo de cada molde, foi ainda preciso imprimir uma peça 3D com a finalidade de prender as placas de cobre da parte de baixo e para não se soltarem.

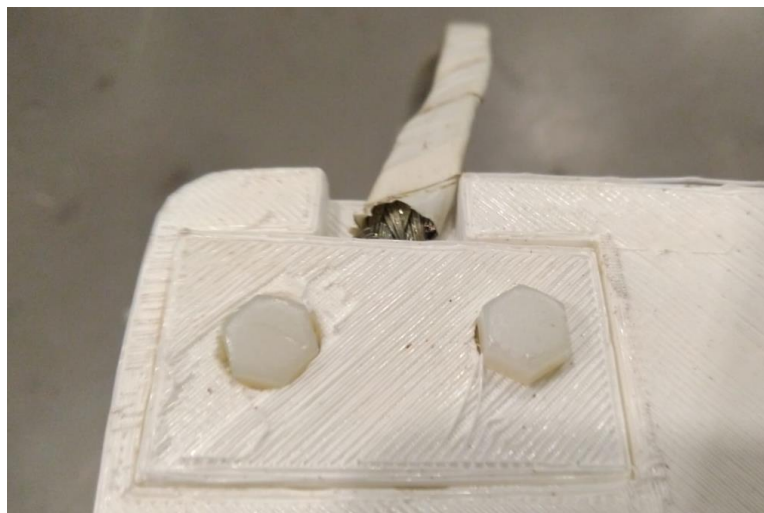


Figura 22 - Peça 3D construída apertada com parafusos

Reunidas todas os componentes para a construção da bobina, enrola-se a fita supercondutora à volta do molde, como ilustra a Figura 23.



Figura 23 - Processo de enrolamento da fita supercondutora na bobina

A meio do progresso de enrolar a fita supercondutora, ou seja, a metade das espiras desejadas, é inserido um fio de cobre com 4 cm, colado paralelamente com fita cola, à fita supercondutora com a finalidade de medir as perdas AC na própria fita. De seguida, conclui-se o processo de enrolar a fita e prende-se a outra extremidade às duas placas de cobre da parte de cima com parafusos.

Pode observar-se na Figura 24, como fica uma bobina concluída.



Figura 24 - Molde da bobina primária enrolada com a fita supercondutora

Como foi referido no subcapítulo de 2.7, as bobinas são do tipo panqueca, como se pode ver na Figura 25, onde estão representadas as duas bobinas concluídas.

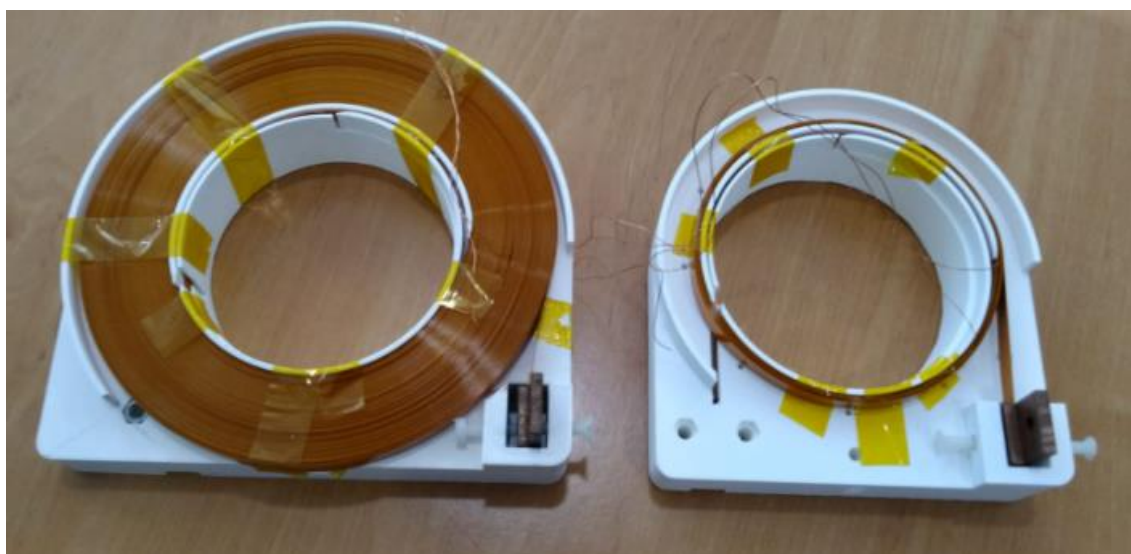


Figura 25 - Bobinas primária e secundária enroladas com fita supercondutora

Foram medidas as indutâncias das bobinas com um medidor LCR: a bobina primária tem indutância 9,56 mH e a bobina secundária tem 0,089 mH.

4.2 Criostatos

Usualmente, para este tipo de experiências laboratoriais são usados uns dispositivos que auxiliam no arrefecimento do transformador, chamados de criostatos.

Estes dispositivos são usados quando se querem atingir temperaturas criogénicas, o que é necessário nesta experiência pois a supercondutividade atinge-se a estas temperaturas, como já tinha sido referido no subcapítulo 2.7.

De modo a aproveitar o baixo custo do fabrico manual de um criostato, foi analisado a possibilidade de fazer um criostato de esferovite para cada uma das bobinas.

As bobinas seriam mergulhadas em azoto líquido, que tem uma temperatura que atinge os 77 K (aproximadamente $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$), dentro dos criostatos de esferovite.

Depois de analisado com cuidado as dimensões de cada molde bem como as do próprio núcleo, foi observado que não ia ser possível construir um criostato para cada molde e montar tudo no núcleo, devido à falta de espaço na janela do núcleo.

Assim, mergulhou-se em azoto líquido, todo o transformador num criostato muito maior.

Na Figura 26, mostra-se o criostato utilizado para os ensaios.



Figura 26 - Comparação do tamanho do criostato com o do transformador usado

4.3 Montagem final do Transformador

O núcleo do transformador usado está representado na abaixo.



Figura 27 - Núcleo magnético escolhido para a dissertação

Este núcleo já foi descrito no capítulo 3.

Na Figura 28, está representada a montagem final do transformador com as duas bobinas acopladas a cada coluna, fazendo o primário e o secundário.

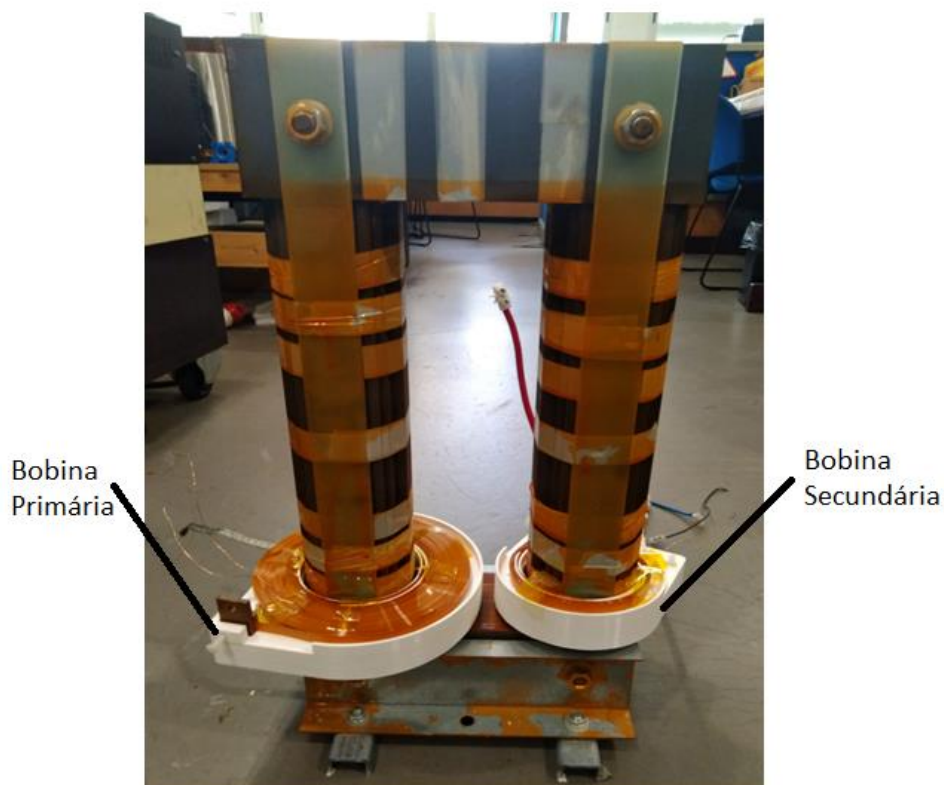


Figura 28 - Montagem final das bobinas no núcleo do transformador

ENSAIOS LABORATORIAIS E ANÁLISE DE RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo vão ser apresentados os diferentes ensaios que se realizaram no laboratório, onde se explicam os detalhes de cada um com o auxílio de imagens.

Começando com a montagem necessária para medir as perdas AC nos enrolamentos do transformador, de seguida pela montagem para determinação do ciclo de histerese magnética associado ao núcleo do transformador e por fim os ensaios usuais: ensaio em vazio, em curto-circuito e em carga.

Todos os resultados destes ensaios vão ser apresentados e analisados neste capítulo.

5.1 Montagens experimentais

5.1.1 Ensaio para determinação das Perdas AC

A montagem funciona da seguinte maneira: Usando o amplificador *Lock-In, Signal Recovery* 7265 DSP, que é capaz de gerar um sinal com uma certa amplitude e frequência e o software *LabView*, responsável pela seleção dessas propriedades, é escolhido um sinal para testar o transformador.

Este sinal sai do *Lock-In* e passa por um amplificador de som, QSC RMX 5050, que funciona como um amplificador de potência, servindo para aumentar a amplitude do sinal.

Devido ao facto do amplificador de som ter uma resistência de cerca de 4Ω , foi posta uma resistência de aproximadamente 3Ω , entre o amplificador e o transformador, para igualar as impedâncias e desta forma transmitir a potência máxima.

Os fios de cobre, colocados a metade das espiras da bobina primária como referido no subcapítulo anterior, são ligados ao Lock-In e servem para medir as perdas AC nas fitas supercondutoras.

O *PicoScope* é usado nos terminais da bobina secundária para registar as formas de onda da corrente e da tensão na bobina secundária.

Todos os valores são guardados em ficheiros Excel e posteriormente analisados.

Na Figura 29, indicam-se todos os elementos referido devidamente identificados.



Figura 29 - Montagem experimental para a leitura de resultados: (1) Criostato, (2) Transformador usado, (3) Amplificador Lock-In, (4) Amplificador de Potência, (5) PicoScope, (6) Computador para a recolha de dados, (7) Resistência adicional

5.1.2 Ensaio para a determinação do Ciclo de Histerese

Para a determinação do ciclo de histerese do núcleo, é obrigatório observar a corrente de magnetização e o fluxo no ferro.

Este ensaio serve principalmente para calcular as perdas magnéticas totais do núcleo.

Esta medição é feita através de um instrumento referido na secção anterior que é o PicoScope. Como o PicoScope está ligado ao computador é possível observar as ondas da corrente de magnetização e do fluxo no ferro.

Num transformador em vazio, para determinar a corrente de magnetização I_{10} força-se a corrente a atravessar uma pequena resistência de amostragem R_A (neste caso, 1Ω) e observa-se U_A , a queda de tensão aos terminais da mesma, com o canal 1 do PicoScope.

Calcula-se então a corrente i_{10} , com a seguinte expressão:

$$i_{10} = \frac{U_A}{R_A} \quad (11)$$

Nos terminais do secundário (sendo que o transformador está em vazio), a tensão é igual à f.e.m. induzida que resulta apenas da variação do fluxo no ferro.

Assim, pela lei da indução temos

$$u_2(t) = -\frac{d\psi_2(t)}{dt} = -N_2 \times \frac{d\phi_{FE}(t)}{dt} \quad (12)$$

Ou seja,

$$\phi_{FE}(t) = -\frac{1}{N_2} \int u_2(t) dt \quad (13)$$

Para ser possível determinar o fluxo do ferro, é necessário observar uma grandeza que seja proporcional à integral temporal da tensão aos terminais da bobina do secundário.

Assim, usa-se um dispositivo integrador, do tipo passivo com uma constante de tempo $\tau = 1$, que é um circuito RC.

Deve-se escolher um integrador com uma impedância de entrada muito maior que a carga nominal da bobina do secundário para que se possa considerar praticamente em vazio.

A tensão de saída do integrador é dada pela função

$$u_s(t) = \frac{1}{\tau} \int u_e(t) dt \quad (14)$$

onde $u_e(t)$ é a tensão de entrada do integrador e $\tau = RC$ a constante de tempo do integrador.

Assim, sabendo que a tensão de entrada do integrador é a tensão de saída do secundário, u_s , a tensão de saída do integrador é dada por

$$u_s(t) = \left(\frac{N_2}{\tau}\right) \cdot \phi_{FE}(t) \quad (15)$$

ou seja,

$$\psi_2(t) = N_2 \cdot \phi_{FE}(t) = \tau \cdot u_s(t) \quad (16)$$

e assim, é possível retirar a expressão do fluxo principal

$$\psi_1(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot \psi_2(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot \tau \cdot u_s(t) \quad (17)$$

A leitura destes valores é então feita pelo canal 2 do PicoScope.

Estes sinais são posteriormente analisados e removendo a variável do tempo t , é possível obter o ciclo de histerese do núcleo.

Usando os dados recolhidos e as equações acima referidas é possível observar o ciclo com as unidades da corrente primária i_{10} e do fluxo principal ligado com o primário Ψ_1 .

Na Figura 30, está representada a montagem experimental feita para este ensaio a 50 Hz.

O material utilizado, que corresponde a cada número presente na figura, foi o seguinte:

1 - Autotransformador variável (0 V / 400 V), que permite fornecer uma tensão regulável ao primário do transformador de isolamento.

2 - Transformador de isolamento (115 V / 230 V) que é responsável pelo isolamento galvânico da montagem experimental relativamente à rede.

3 - Transformador sob Ensaio, com a bobina secundária em vazio.

4 - RA: Resistência de amostragem de 1Ω , usada para medir a corrente no primário do circuito (corrente de magnetização).

5 - Placa de aquisição de dados (PicoScope serie 3000): com o canal 1 ligado aos terminais da RA e com o canal 2 ligado aos terminais da bobina secundário que posteriormente passa no dispositivo integrador.

6 - Computador: utilizado para a leitura e análise dos dados da placa de aquisição.

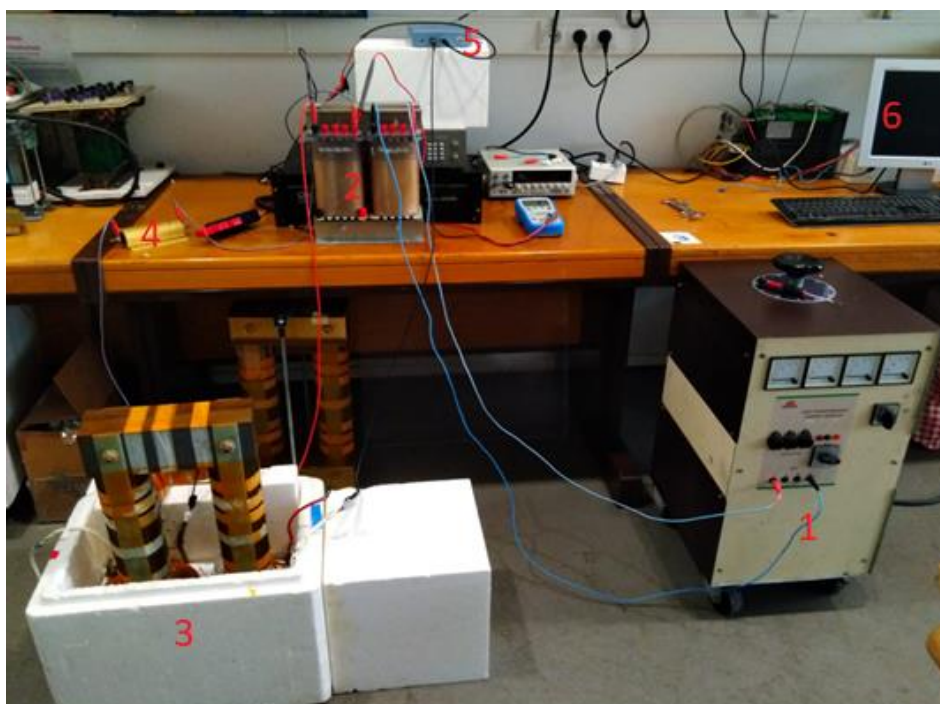


Figura 30 - Montagem experimental para calcular ciclo de histerese a 50 Hz

Para os ensaios a 400 Hz, a montagem foi ligeiramente diferente.

Devido ao facto do Autotransformador operar apenas à frequência de rede, foi substituído por um gerador de sinais, a 400 Hz, ligado a um amplificador (já referido no subcapítulo anterior).

Para a recolha de dados, em vez de usar a placa de aquisição de dados foi usado um osciloscópio devido ao facto do dispositivo integrador funcionar como um filtro passa-baixo à frequência de 400 Hz.

A montagem a 400 Hz, está representada esquematicamente, na Figura 31:

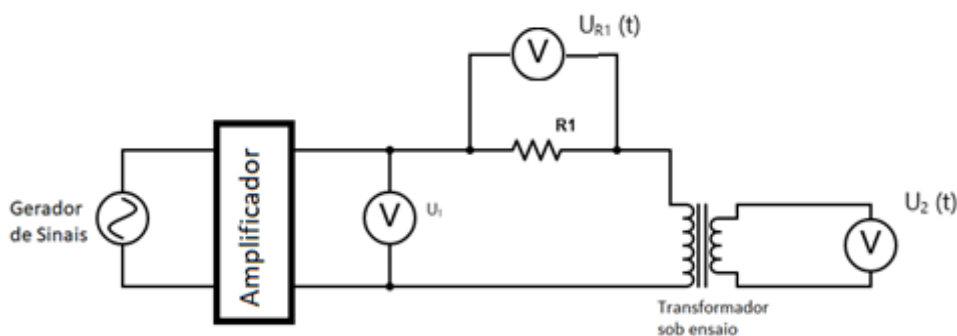


Figura 31- Montagem para obter o ciclo de histerese a 400 Hz

Para a aquisição dos valores $U_{R1}(t)$ e $U_2(t)$, foi utilizado um osciloscópio Tektronix TDS2024C.

5.1.3 Ensaio em Vazio

Para o ensaio em vazio, as condições são parecidas às do ensaio anterior.

Alimenta-se o transformador pelo primário, deixando o secundário em vazio medindo os valores eficazes da corrente primária (I_{10ef}), da tensão no primário (U_{10ef}), da potência à entrada (P_{10ef}) e também da tensão no secundário (U_{20ef}).

Para estas medições foi usado um osciloscópio para ser possível observar as ondas da corrente primária e tensão primária, um wattímetro para determinar o valor da potência à entrada e um voltímetro para o valor da tensão de saída.

Na Figura 32, é possível verificar a montagem deste ensaio:

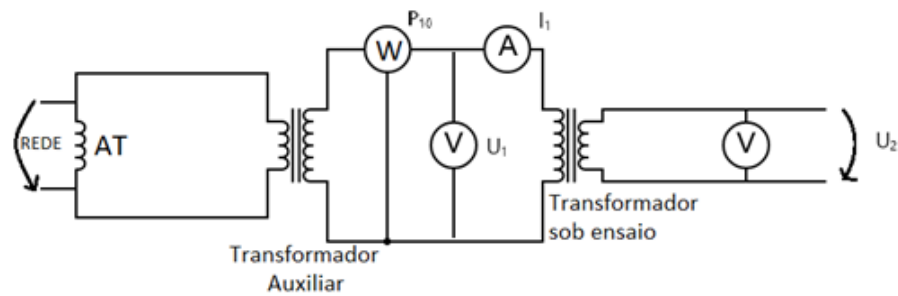


Figura 32 - Montagem para o ensaio em vazio a 50 Hz

As montagens são semelhantes, diferindo na maneira em que se alimenta o transformador que se pretende ensaiar pela razão já atrás descrita.

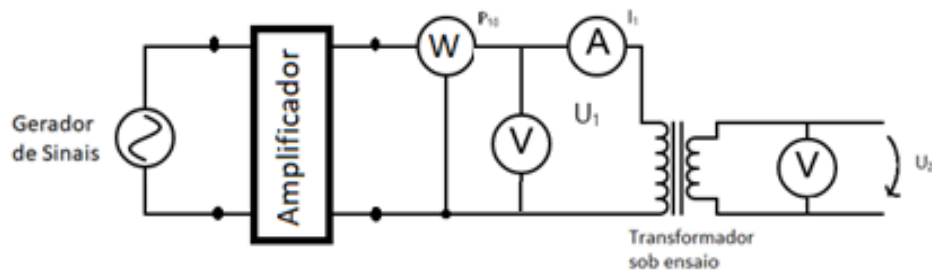


Figura 33 - Montagem para o ensaio em vazio a 400 Hz

5.1.4 Ensaio em Curto-Circuito

O ensaio em curto-circuito consiste em aplicar ao primário uma pequena tensão, chamada a tensão de curto-circuito (U_{1cc}), por forma a que no enrolamento secundário, ligado em curto-circuito, circule a corrente nominal (I_2).

Este ensaio permite determinar a impedância equivalente oferecida pelas bobinas do transformador.

Para este ensaio foram medidas os valores eficazes das seguintes grandezas: corrente primário ($I_{1cc\text{ef}}$), tensão no primário ($U_{1cc\text{ef}}$), potência de entrada ($P_{1cc\text{ef}}$) e também corrente no secundário ($I_{2cc\text{ef}}$).

De forma a obter estas medições foi usado um osciloscópio para ser possível observar as ondas da corrente primária e tensão primária, um wattímetro para determinar o valor da potência à entrada e um amperímetro para o valor da corrente de saída.

A montagem deste ensaio está representada, esquematicamente, nas Figura 34 e na Figura 35.

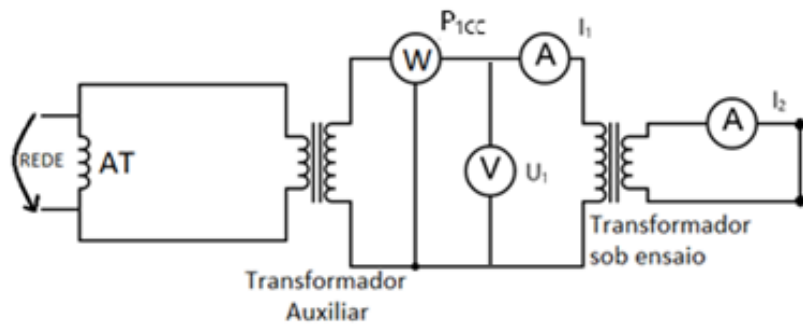


Figura 34 - Montagem para o ensaio em curto-circuito a 50 Hz

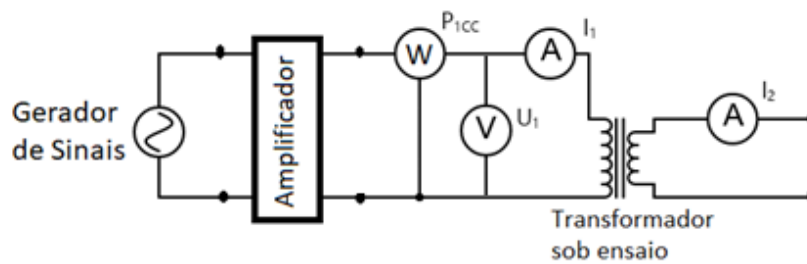


Figura 35 - Montagem para o ensaio em curto-circuito a 400 Hz

5.1.5 Ensaio em Carga

Foi também realizado o ensaio em carga e para este ensaio, os terminais da bobina secundária foram ligados a três resistências diferentes, de 1Ω , $0,5 \Omega$ e $0,3 \Omega$.

Foram medidos os valores eficazes de todas as grandezas deste ensaio, sendo elas: corrente no primário (I_1), tensão no primário (U_1), potência de entrada (P_1), corrente no secundário (I_2), tensão no secundário (U_2) e potência de saída (P_2).

Nestes ensaios, para a leitura dos valores anteriormente referidos foram usados dois osciloscópios de maneira a obter-se uma maior precisão.

Na Figura 36 é possível observar o esquema da montagem a 50 Hz.

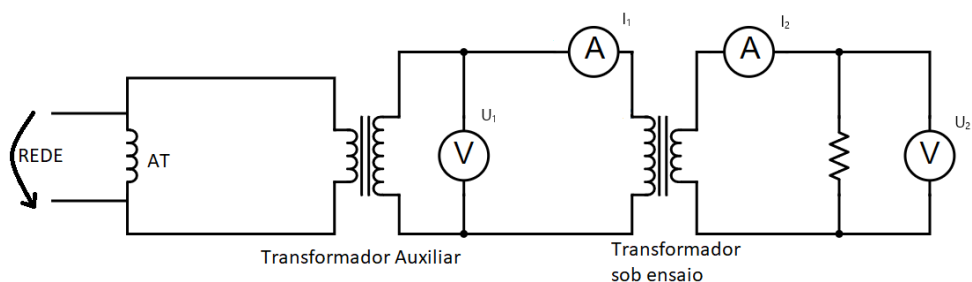


Figura 36 - Montagem para o ensaio em carga a 50 Hz

Na Figura 37, a montagem a 400 Hz, devidamente identificada:

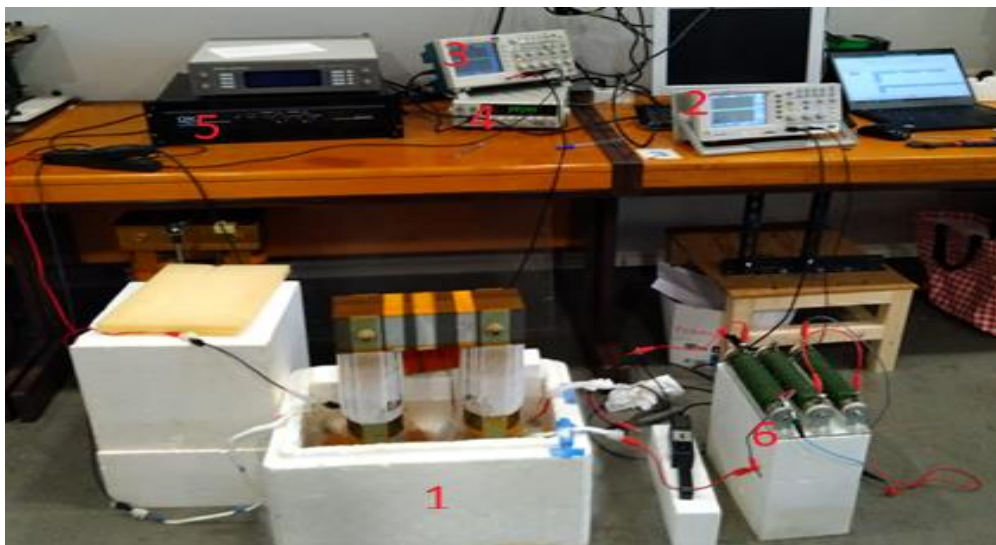


Figura 37 - Montagem experimental para o ensaio em carga: (1) Criostato com o transformador sob ensaio, (2) Osciloscópio (Tektronix TDS2024C) para a leitura dos valores do primário, (3) Osciloscópio para a leitura dos valores do secundário, (4) Gerador de sinais

5.2 Análise de resultados obtidos

Antes de se testar o transformador completo foram feitos alguns testes preliminares a cada bobina supercondutora de forma a perceber o comportamento das perdas AC nas diferentes situações.

Com os resultados laboratoriais vai ser possível traçar o ciclo de histerese do núcleo ferromagnético e observar o comportamento do transformador.

5.2.1 Teste das bobinas

Estes testes servem para perceber o comportamento que as perdas AC das bobinas supercondutoras têm com o aumento da corrente e também da frequência.

Nas Figura 38 e Figura 39, representa-se a potência de perdas das bobinas primária e secundária, em função da corrente, usando o método referido na secção 5.1.

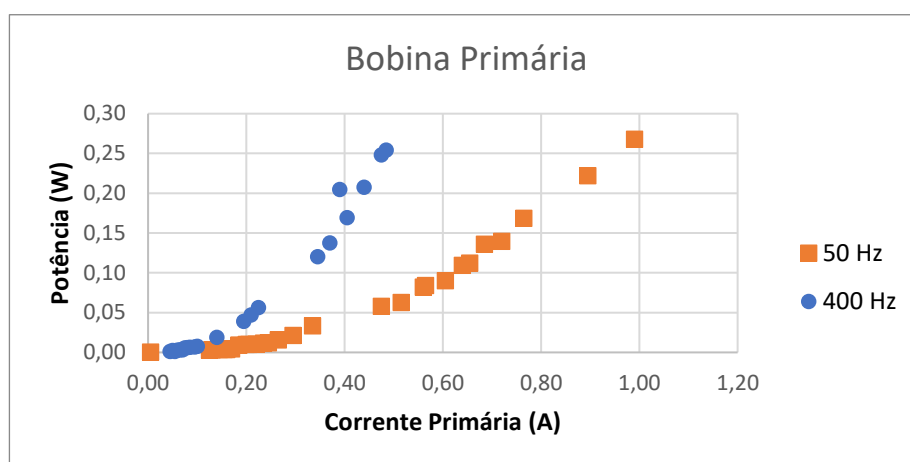


Figura 38 - Perdas AC na bobina primária a 50 Hz e a 400 Hz

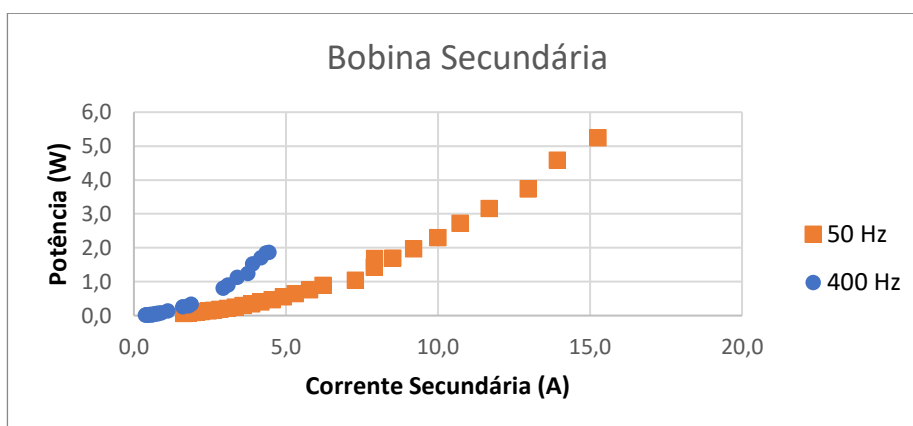


Figura 39 - Perdas AC na bobina secundária a 50 Hz e a 400 Hz

Apesar de os valores da corrente aplicada serem um pouco diferentes, pode verificar-se que o aumento da potência de perdas AC a 400 Hz, é maior do que a 50 Hz, confirmando então que com o aumento da frequência as perdas aumentam devido às perdas por correntes Foucault serem mais significativas a alta frequência (Amaro et al. 2014).

5.2.2 Ensaio do transformador

Neste subcapítulo, vão ser realizados três tipos de ensaios, em vazio, em curto-circuito e em carga.

O objetivo principal destes ensaios é averiguar como se comporta a potência de perdas com o aumento da frequência. Para tal, foram feitos dois testes em vazio, um para calcular as o ciclo de histerese magnética no núcleo e outro para calcular as perdas magnéticas no núcleo.

De seguida, foram feitos os ensaios em curto-circuito, para calcular as perdas AC das bobinas supercondutoras, e o ensaio em carga, com três valores de resistência diferentes para estudar a variação das perdas totais de um transformador num funcionamento normal, em função da carga.

Para estes ensaios, foram escolhidos três valores de tensão primária: 50 V, 100 V e 150 V. Foram estipulados estes valores devido ao facto de serem exequíveis em ambos os ensaios, tanto a 50 Hz como a 400 Hz e assim, ser possível compará-los.

- **Ciclo de Histerese Magnética**

Como já foi referido no capítulo anterior, este ensaio serve para calcular as perdas magnéticas e no núcleo e, para tal, vai ser usada a expressão (2).

Segundo essa expressão, é necessário a área do ciclo de histerese, que foi calculado com o auxílio do software MATLAB.

Na Tabela 6, indicam-se os valores da tensão e corrente primária no transformador obtidos a 50 Hz.

Tabela 6 - Valores tensão e corrente do ensaio em vazio a 50 Hz

ENSAIO VAZIO 50 Hz	
Uprimário	Iprimário
(V)	(A)
50	0,76
100	1,45
150	2,21

Para cada uma destas tensões no primário, foram retirados os ciclos de histerese, como está apresentado nas Figura 40, Figura 41 e Figura 42.

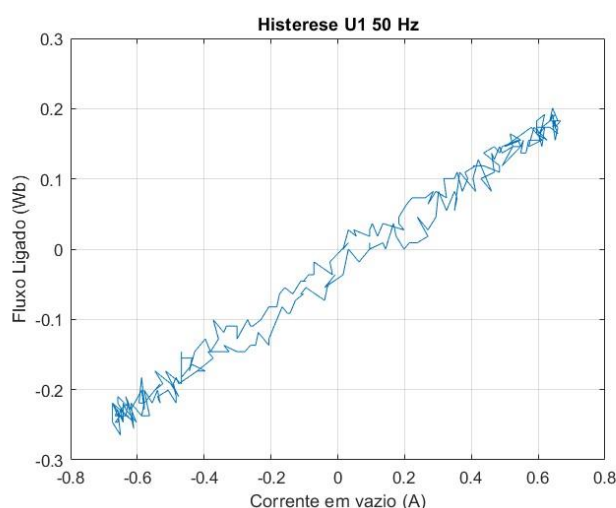


Figura 40 - Ciclo histerese a 50 V e 50 Hz

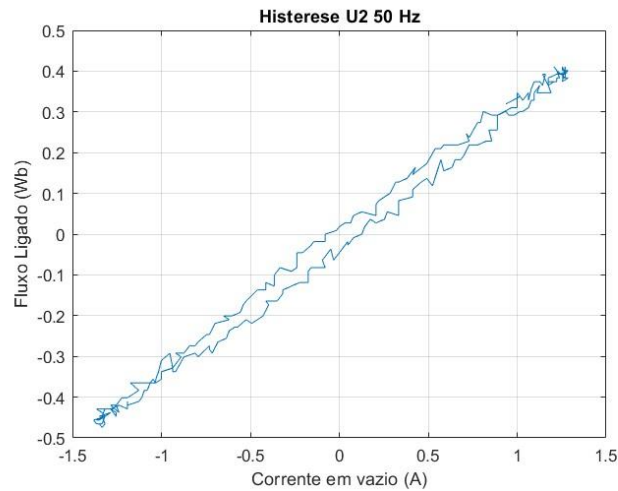


Figura 41 - Ciclo histerese a 100 V e 50 Hz

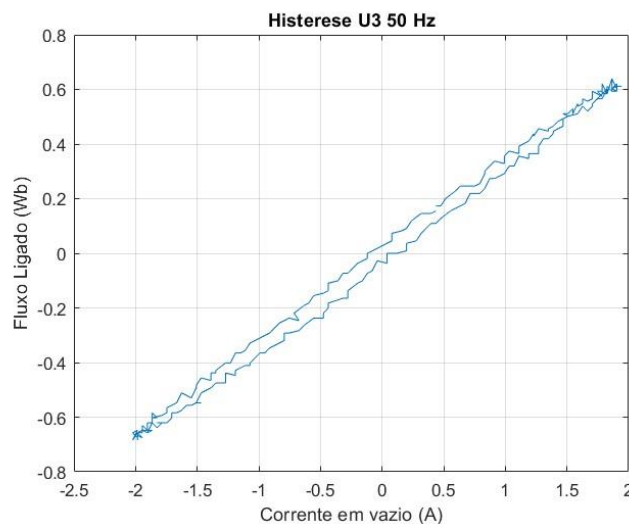


Figura 42 - Ciclo histerese a 150 V e 50 Hz

Para o último ciclo de histerese foram calculados os valores de $B_{m\acute{a}x}$ e de $H_{m\acute{a}x}$, os resultados obtidos foram 0.65 T e 1150 (A/m), respectivamente. Nota-se que o transformador ficou muito longe do seu valor de saturação que normalmente é aproximadamente 1.5 T.

Estes valores ficaram aquém dos resultados normalmente obtidos nestas experiências, como por exemplo nos artigos (Pronto, 2010) e (Figueira et al. 2014).

A tensão fornecida ao transformador também está um pouco longe da tensão nominal, 230 V, que não foi possível devido aos equipamentos presentes no laboratório.

As áreas dos ciclos anteriormente referidos estão na Tabela 7. Com estes valores são calculadas as potências de perdas magnéticas para cada valor.

Tabela 7 - Valores da área do ciclo e das potências de perdas a 50 Hz

Área Histerese 50 Hz		
Up	Área	P _{Magnéticas}
(V)	(J)	(W)
50	0,0322	1,61
100	0,1006	5,03
150	0,1999	9,995

Para o ensaio a 400 Hz, os valores de corrente e tensão no primário, estão na Tabela 8.

Tabela 8 - Valores tensão e corrente do ensaio em vazio a 400 Hz

ENSAIO VAZIO 400 Hz	
U _{primário}	I _{primário}
(V)	(A)
50	0,0752
100	0,148
150	0,222

Os ciclos de histerese estão representados nas Figura 43, Figura 44 e Figura 45:

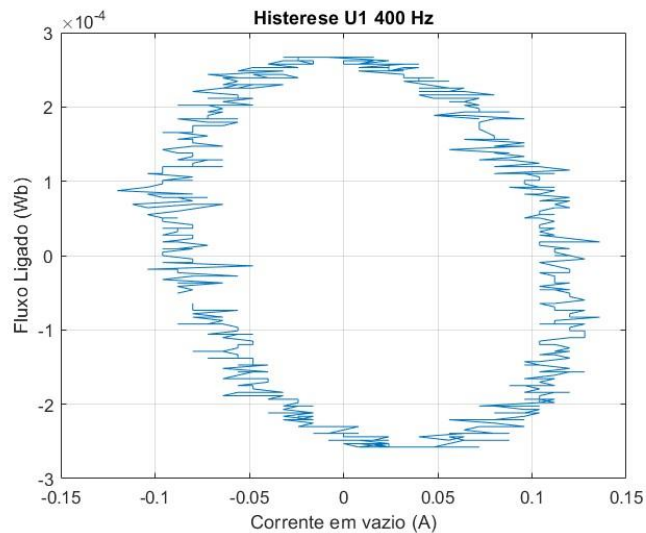


Figura 43 - Ciclo histerese a 50 V e 400 Hz

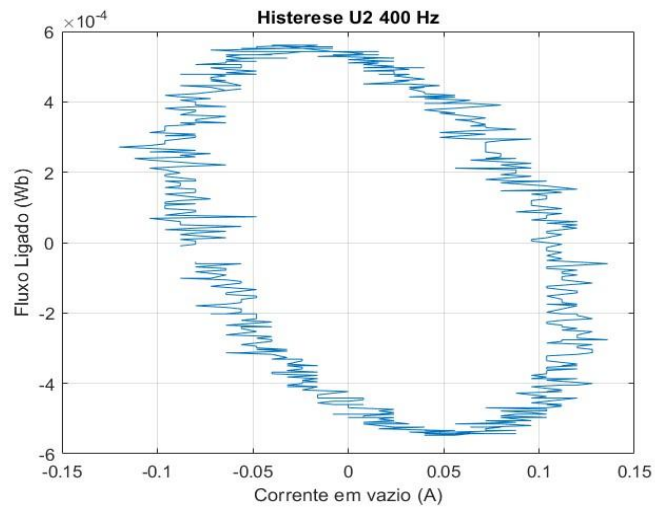


Figura 44 - Ciclo histerese a 100 V e 400 Hz

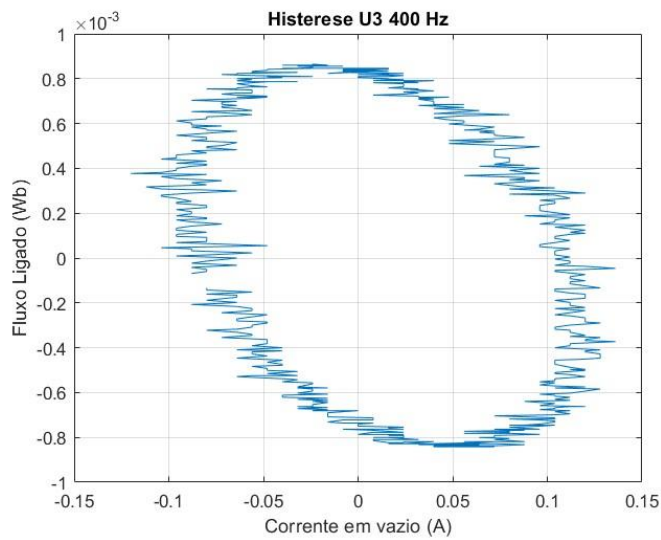


Figura 45 - Ciclo histerese a 150 V e 400 Hz

E assim, os resultados das potências de perdas magnéticas para cada valor, estão na Tabela 9:

Tabela 9 - Valores da área do ciclo e das potências de perdas a 400 Hz

Área Histerese 400 Hz		
Up	Área	P _{Magnéticas}
(V)	(J)	(W)
50	8,28E-05	3,31E-02
100	1,62E-04	6,48E-02
150	2,57E-04	1,03E-01

Como já foi mencionado, as perdas de um transformador aumentam com a frequência, mas neste caso isso não se reflete nos resultados obtidos porque o valor das correntes no primário no ensaio a 400 Hz são muito pequenas devido à impedância alta do transformador ser maior a alta frequência - que vai ser demonstrado nas seções seguintes - e também porque o equipamento do laboratório não o permitiu.

No próximo capítulo, vai-se poder ver esse princípio de outra maneira.

- **Ensaio em Vazio**

No ensaio em vazio, foram usados wattímetros para medir a potência à entrada do transformador sendo essa potência aproximadamente igual à potência de perdas magnéticas.

Os valores de tensão e corrente no primário foram idênticos ao ensaio anterior, os resultados estão indicados na Tabela 10 e Tabela 11.

Tabela 10 - Valores tensão, corrente e potência no primário a 50 Hz

ENSAIO VAZIO 50 Hz			
Uprimário	Iprimário	Pprimário	Zeq
(V)	(A)	(W)	(Ω)
50	0,76	4,43	65,789
100	1,45	7,5	68,966
150	2,21	9,22	67,873

Tabela 11 - Valores tensão, corrente e potência no primário a 400 Hz

ENSAIO VAZIO 400 Hz			
Uprimário	Iprimário	Pprimário	Zeq
(V)	(A)	(W)	(Ω)
50	0,0752	0,612	664,894
100	0,148	4,004	675,676
150	0,222	6,732	675,676

Como é possível observar, as correntes no ensaio a 400 Hz são muito inferiores às do ensaio a 50 Hz, isso deve-se ao grande aumento de impedância que existe com a subida da frequência. Com este aumento significativo da impedância equivalente pode-se concluir que as perdas vão também ter um incremento significativo, para os mesmos valores de corrente, com a subida da frequência.

Estes valores foram dispostos nas Figura 46 e Figura 47, para perceber o impacto da corrente nos valores de potência de perdas.

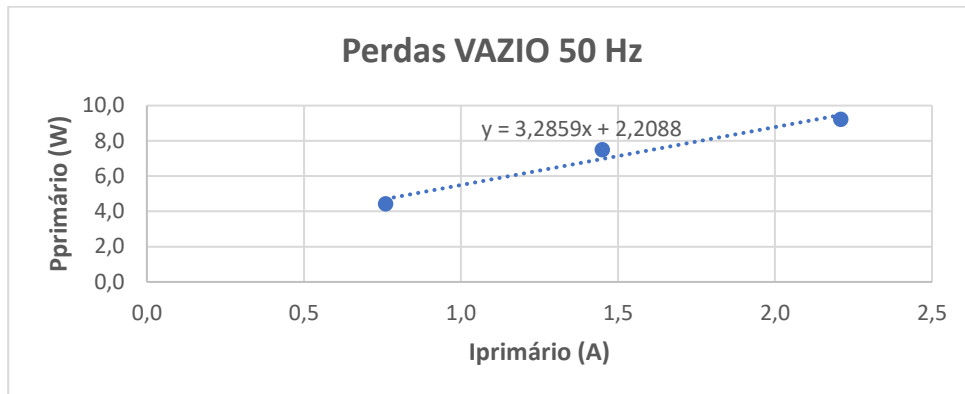


Figura 46 - Gráfico da potência de perdas em vazio 50 Hz

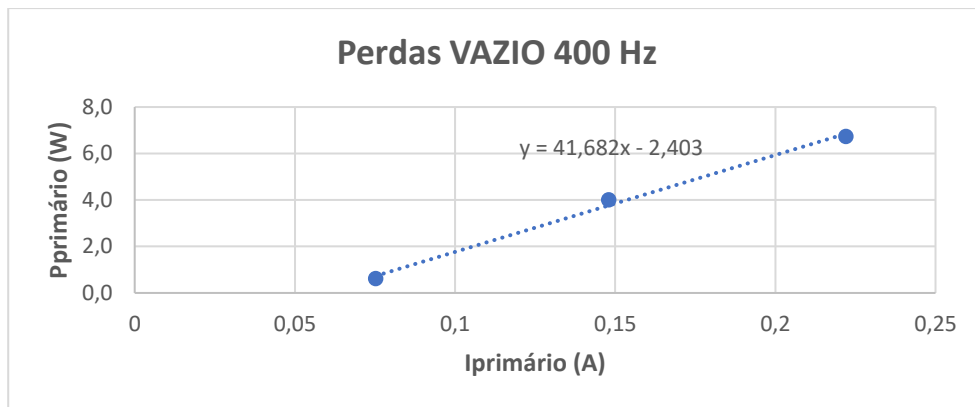


Figura 47 - Gráfico da potência de perdas em vazio 400 Hz

Observando os gráficos, pode-se notar que o aumento a 400 Hz é maior que o aumento a 50 Hz.

Para um aumento de corrente de 0,5 A, no ensaio a 50 Hz, tem-se um aumento de potência de aproximadamente de 30 %.

Para um aumento de corrente de 0,05, no ensaio a 400 Hz, tem-se um aumento do valor de potência perto de 118 %.

Supondo que este aumento é linear e usando as equações que foram retiradas de cada gráfico, pode-se calcular o valor de potência, de cada frequência, para um valor de corrente igual a 2 A.

Os resultados são para 50 Hz, 8,7 W e para 400 Hz, 81,3 W. Assim, conclui-se que existe um grande aumento de perdas magnéticas com o aumento da frequência.

- **Ensaio em curto-circuito**

No ensaio em curto-circuito, são medidas as perdas no cobre dos enrolamentos primário e secundário.

No ensaio a 50 Hz, como os instrumentos no laboratório permitiam, a corrente primária foi aumentada até ser possível chegar à corrente nominal no secundário, nomeadamente 75 A.

Na Tabela 12, estão os valores obtidos.

Tabela 12 - Valores referente ao ensaio em curto-circuito a 50 Hz

ENSAIO CC 50 Hz				
Iprimário	Uprimário	Pprimário	Isecundário	Zeq
(A)	(V)	(W)	(A)	(Ω)
0,25	5,25	0,15	5	21
1,55	33,8	5,59	15	21,81
2,68	58,8	13,84	25	21,94
3,75	82,9	35,08	35	22,11
4,85	108	65,65	45	22,27
5,99	132	148,16	55	22,04
7,2	159	114,89	65	22,08
8,57	190	204,08	75	22,17

Com os valores recolhidos da tabela, foi possível construir o seguinte gráfico.

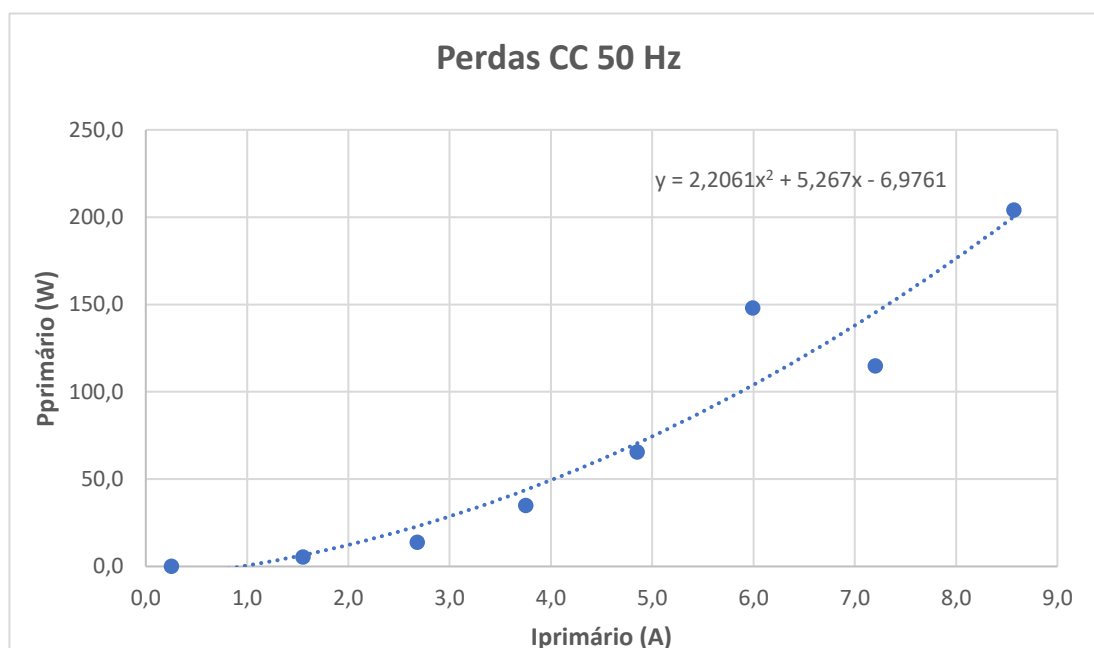


Figura 48 - Gráfico da potência de perdas em curto-circuito 50 Hz

No ensaio a 400 Hz, como não é possível fornecer igual corrente, devido ao grande aumento da impedância equivalente que há com o aumento da frequência, os valores obtidos ficaram limitados a uma corrente de 0.5 A.

Na tabela 13, estão uns valores assinalados a vermelho porque foram valores que podem não ter sido bem medidos.

Tabela 13 - Valores referente ao ensaio em curto-circuito a 400 Hz

ENSAIO CC 400 Hz				
Iprimário	Uprimário	Pprimário	Isecundário	Zeq
(A)	(V)	(W)	(A)	(Ω)
0,1	14	0,235	0,82	140
0,2	36	0,741	2,15	180
0,3	48,4	0,255	2,85	161,333333
0,4	61	1,226	3,61	152,5
0,5	82	1,442	4,88	164

Na Figura 49, está um gráfico onde é possível observar os valores obtidos no ensaio a 400 Hz:

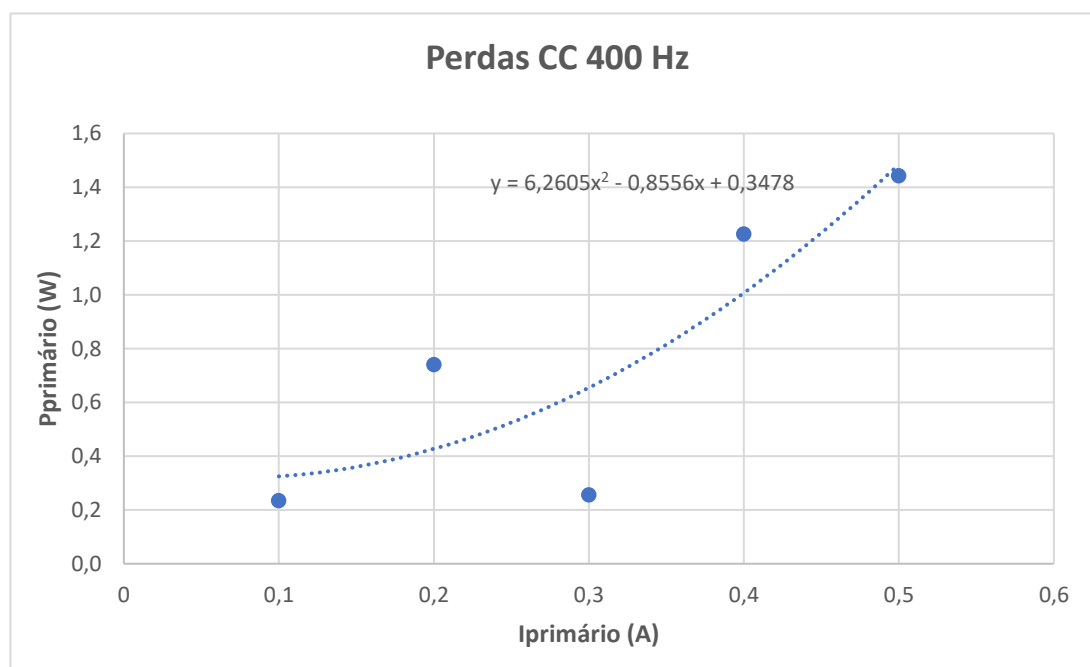


Figura 49 - Gráfico da potência de perdas em curto-circuito 400 Hz

Apesar dos valores de corrente injetada no transformador serem diferentes, é possível notar que a potência de perdas a 400 Hz aumenta de uma forma muito mais abrupta que a potência de perdas a 50 Hz. Tal como acontece com a impedância equivalente.

Calculando os valores de perdas, para um valor de corrente de 0.25 A, obtém-se para 50 Hz, 0.15 W e para 400 Hz, obtém-se, seguindo a reta traçada na Figura 49, aproximadamente 0.5 W.

- **Ensaio em carga**

Para o ensaio em carga foram usados os três valores de resistência, já referidos, nos terminais da bobina secundária. Este ensaio foi realizado com a finalidade de poder comparar as perdas que o transformador tem para diferentes cargas aplicadas.

Subtraindo a potência de saída (P2) à potência de entrada (P1), é possível obter o valor da potência de perdas durante o ensaio. Este valor vai ser comparado com a soma da potência de perdas calculadas nos ensaios em vazio e em curto-circuito, para a tensão e corrente correspondentes em cada ensaio. Assim, é possível verificar se os testes foram corretamente realizados.

Na Tabela 14, pode observar-se os resultados do ensaio em carga a 50 Hz:

Tabela 14 - Resultados ensaio em carga a 50 Hz

ENSAIO EM CARGA 50 Hz																	
R1 = 1 Ω						R2 = 0,5 Ω						R3 = 0,3 Ω					
U1	I1	P1	U2	I2	P2	U1	I1	P1	U2	I2	P2	U1	I1	P1	U2	I2	P2
50,00	0,67	17,82	4,12	3,65	15,04	51,70	0,89	29,43	3,90	6,76	26,36	50,60	1,01	33,56	3,32	8,50	28,22
104,00	1,25	64,05	7,90	7,09	56,01	105,00	1,76	119,58	7,59	13,40	101,71	100,00	2,15	140,14	6,91	18,30	126,45
150,00	1,85	145,74	10,60	11,80	125,08	156,00	2,59	257,54	11,20	20,30	227,36	153,00	3,24	318,38	10,30	27,50	283,25

A comparação segue na Tabela 15.

Tabela 15 - Comparação das perdas 50 Hz

	R1 = 1 Ω		R2 = 0.5 Ω		R3 = 0.3 Ω	
	P _{VAZIO} + P _{CC}	P1-P2	P _{VAZIO} + P _{CC}	P1-P2	P _{VAZIO} + P _{CC}	P1-P2
U1	4,58	2,78	4,45	3,06	10,02	5,34
U2	13,09	8,04	13,09	17,87	21,34	13,69
U3	23,06	20,66	23,06	30,18	44,30	35,13

Com a Tabela 15, verifica-se que os valores de potência não são coincidentes, mas também não estão longe uns dos outros. Calculou-se o erro relativo entre eles, sendo que o maior erro encontrado entre os dois resultados foi de aproximadamente 47 %.

No ensaio em carga a 400 Hz, obteve-se os seguintes resultados:

Tabela 16 - Resultados ensaio em carga a 400 Hz

ENSAIO EM CARGA 400 Hz																	
R2 = 0,5 Ω						R2 = 0,5 Ω						R3 = 0,3 Ω					
U1	I1	P1	U2	I2	P2	U1	I1	P1	U2	I2	P2	U1	I1	P1	U2	I2	P2
50,00	0,25	6,64	2,43	2,24	5,44	51,70	0,31	5,36	1,52	2,79	4,24	53,20	0,32	3,76	1,09	2,94	3,20
100,00	0,50	25,07	4,71	4,47	21,05	100,00	0,59	18,11	2,95	5,40	15,93	103,00	0,61	15,67	2,18	5,77	12,58
150,00	0,77	59,60	7,43	6,84	50,82	150,00	0,87	43,28	4,32	7,94	34,30	150,00	0,89	33,64	3,00	8,30	24,90

Com a Tabela 167, para comparação.

Tabela 17 - Comparação das perdas 400 Hz

	R1 = 1 Ω		R2 = 0.5 Ω		R3 = 0.3 Ω	
	P _{VAZIO} + P _{CC}	P1-P2	P _{VAZIO} + P _{CC}	P1-P2	P _{VAZIO} + P _{CC}	P1-P2
U1	0,87	1,20	0,87	1,12	0,87	0,56
U2	5,45	4,02	5,45	2,18	5,45	3,10
U3	8,17	8,78	8,17	8,98	8,17	8,74

Para os ensaios a 400 Hz, os valores da corrente, como já foi referido, foram diferentes do ensaio a 50 Hz, sendo que se notou mais este problema no ensaio em curto-circuito.

Não foi possível calcular a soma das perdas, do ensaio em vazio e o ensaio em curto-circuito, para valores de corrente primária superiores a 0.5 A.

Posto isso, os valores que se encontram a vermelho são valores aproximados podendo não ser os mais corretos para esta comparação.

Nos valores que não estão assinalados a vermelho, é possível verificar que não existem grandes diferenças.

Pode-se então concluir, que os ensaios foram todos bem realizados, tirando alguns erros de medição que possam ter ocorrido durante a sua execução.

5.3 Resultados de Simulação vs. Resultados Laboratoriais

Nesta secção vai ser feita uma comparação dos valores obtidos da simulação no software de modelização superconductor de elementos finitos com os resultados experimentais das perdas AC nos enrolamentos supercondutores medidos na secção 5.2.1.

Nas figuras seguintes estão os gráficos devidamente identificados, com os valores para análise da comparação.

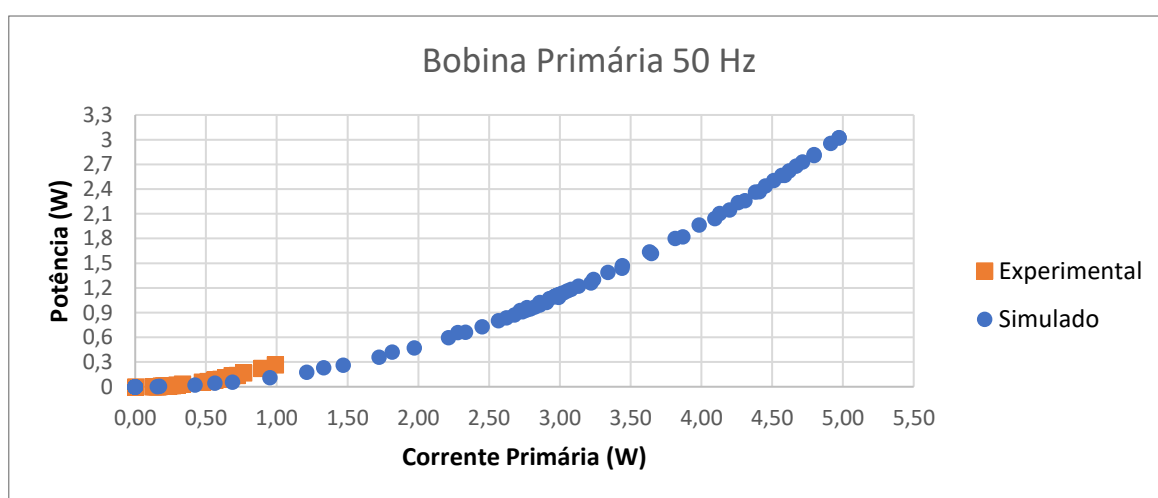


Figura 50 - Comparação de perdas AC da bobina primária 50 Hz

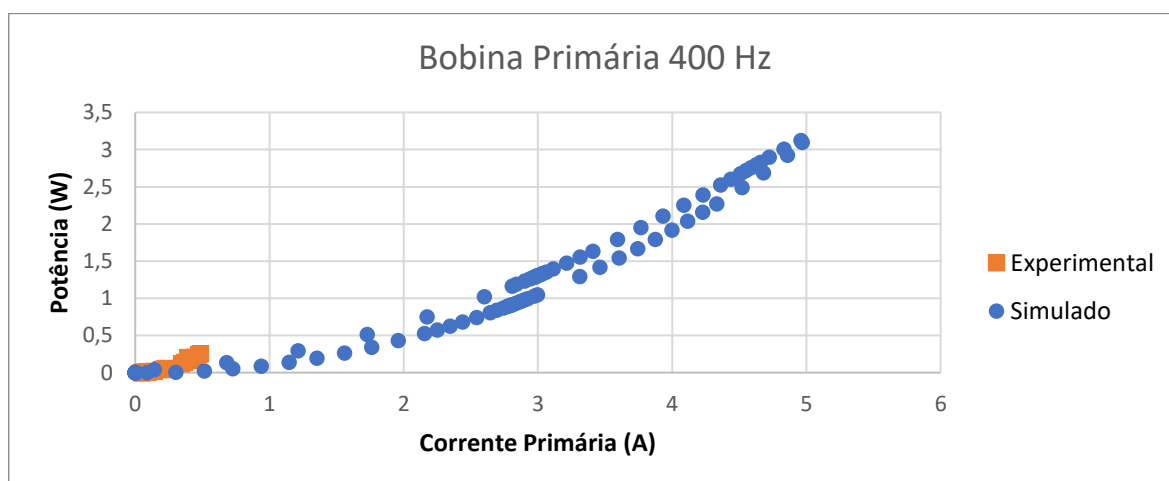


Figura 51 - Comparação de perdas AC da bobina primária 400 Hz

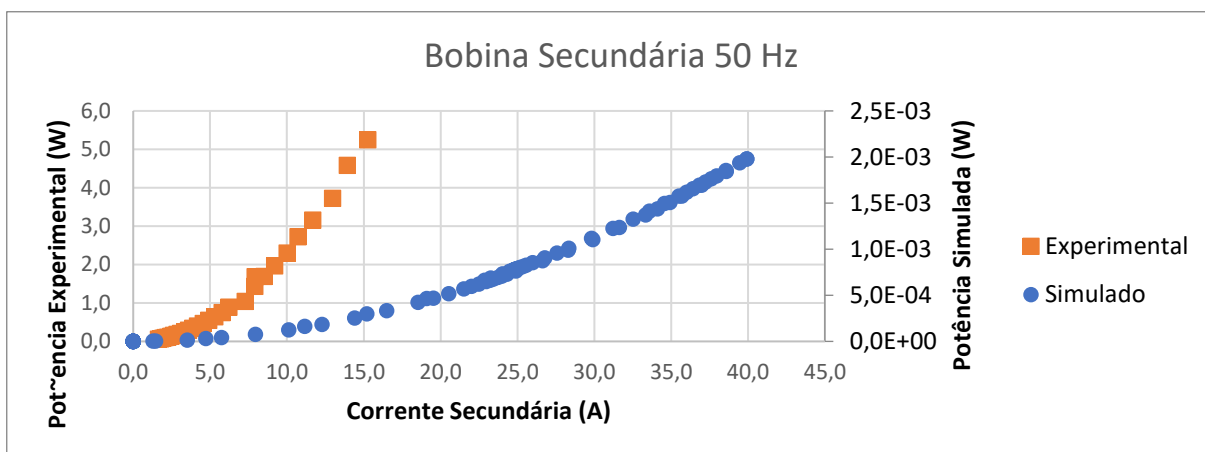


Figura 52 - Comparação de perdas AC da bobina secundária 50 Hz

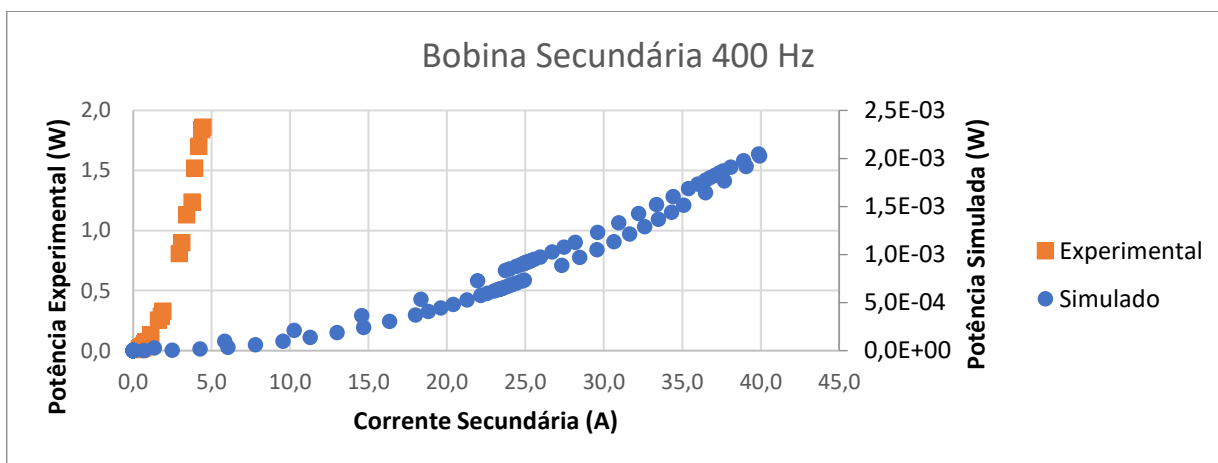


Figura 53 - Comparação de perdas AC da bobina secundária 400 Hz

Com estes gráficos apresentados pode concluir que os resultados de simulação e de laboratório, apesar dos valores de amplitude de corrente dispare, para a bobina primária têm um crescimento idêntico, o que certifica que a simulação e o laboratório são concordantes.

Para a bobina secundária, nota-se que os valores são altamente discordantes, o que demonstra que a parte simulada possui erros, porque é notável que os valores simulados são muito inferiores aos reais.

5.4 Conclusões dos resultados laboratoriais

Neste capítulo, foi apresentado um estudo das perdas magnéticas do núcleo e das perdas AC nos enrolamentos supercondutores.

Como se pode observar com os testes iniciais das bobinas, conclui-se que com a frequência, as perdas efetivamente aumentam, mas devido aos resultados obtidos pelo software de modelização de elementos finitos não se demonstrou que como na bobina secundária existe um grande aumento do valor de corrente, as perdas na bobina são maiores do que na bobina

primária. Esta conclusão pode significar que este programa possivelmente não é útil para trabalhos futuros neste âmbito.

O facto de o modelo trabalhado na simulação ser em duas dimensões e os materiais não serem idênticos aos reais pode ser uma razão pelo facto de não se notar o aumento das perdas AC da bobina primária para a secundária.

Para as perdas magnéticas no núcleo, apesar de não ser possível verificar os resultados para os mesmos valores de corrente de magnetização no transformador, é visível que com o aumento da frequência há um aumento da área do ciclo de histerese, o que significa que as perdas magnéticas do núcleo vão ter o mesmo aumento.

Esse aumento é verificável, pelas curvas da potência de perdas magnéticas medidas no ensaio em vazio.

Para as perdas AC nos enrolamentos, nos testes em curto-circuito, nota-se que, de facto, com o aumento da frequência, a potência de perdas vai aumentar.

Estes resultados do ensaio em curto-circuito, quando comparados com os resultados obtidos no teste das bobinas ficam muito distantes um dos outros, sendo que as perdas do ensaio em curto-circuito são muito maiores que as perdas medidas nas bobinas.

Do ensaio em carga, constata-se que todos os ensaios foram bem executados, apesar de haver um erro entre os valores comparados que se pode dever a um desgaste da fita supercondutora das bobinas. Neste ensaio, confirmou-se ainda que a relação entre as correntes e tensões, primária e secundária, não é a ideal como já se tinha nota nos resultados simulados.

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho permitiu atingir as intenções que foram previamente discutidas. As conclusões retiradas do mesmo são importantes para desenvolvimentos posteriores neste âmbito.

Todos os ensaios realizados nesta dissertação foram feitos numa perspetiva de comparação entre a frequência de rede e a alta frequência, de maneira a perceber como o comportamento de um transformador depende da frequência de operação.

Foi possível, apesar de alguns imprevistos que foram assinalados ao longo da dissertação, fazer um estudo alargado do desempenho de um transformador supercondutor, concluindo que a frequência tem um grande impacto nas perdas do mesmo e consequentemente na sua performance.

Sobre o trabalho futuro, seria importante melhorar alguns aspetos que não foram conquistados nesta dissertação.

Nomeadamente, o trabalho feito em simulação, usando o software de modelização supercondutor de elementos finitos, podia ter sido realizado em 3 dimensões e não em 2 dimensões, visto que se ia obter uns resultados mais realistas e assim, seria possível avaliar as perdas magnéticas do núcleo do transformador com melhor assertividade, pois era possível comparar os valores reais com os simulados.

Também seria importante melhorar a forma como foram medidas as perdas na bobina secundária, pois ficaram longe dos valores obtidos nos ensaios experimentais.

Na determinação do ciclo de histerese, deviam ter sido feitos mais esforços para tentar conseguir chegar à saturação do núcleo, o que não foi possível.

Assim como, os valores de corrente injetada a 400 Hz, poderiam ter sido mais concordantes com os valores a 50 Hz, para melhorar a comparação entre as duas experiências, o que não foi possível devido ao facto do laboratório não dispor de equipamento para que tal fosse possível.

Outro aspeto a melhorar pode ser também o facto de não ter sido possível construir um criostato grande o suficiente para conter a bobina de 230 espiras e assim, foi necessário mergulhar o transformador completo dentro de uma banheira de azoto líquido, o que vai aumentar o valor da resistência do mesmo.

A água retida, por vezes, nas bobinas supercondutoras também implicou um ligeiro aumento das perdas AC.

Como as bobinas supercondutoras também foram construídas muito antecipadamente às experiências laboratoriais, podem ter ocorrido várias irregularidades, com o passar do tempo e da utilização, o que fez com que os valores também não fossem os melhores.

BIBLIOGRAFIA

- Agheb, E., & Hoidalén, H. K. (2012). Medium frequency high power transformers, state of art and challenges. *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2012*. <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2012.6477318>
- Aldosari, O., Rodriguez, L. A. G., Balda, J. C., & Mazumder, S. K. (2018). Design Trade-Offs for Medium- and High-Frequency Transformers for Isolated Power Converters in Distribution System Applications. *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2018, c*, 1–7. <https://doi.org/10.1109/PEDG.2018.8447788>
- Amaro, N. & Souc, Jan & Vojen iak, Michal & Pina, João & Martins, João & Ceballos, José-María & Gömöry, F.. (2014). AC Losses and Material Degradation Effects in a Superconducting Tape for SMES Applications. *IFIP Advances in Information and Communication Technology*. 423. 10.1007/978-3-642-54734-8_46.
- Baek, S., Du, Y., Wang, G., & Bhattacharya, S. (2010). Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2, 421–426. <https://doi.org/10.1109/IECON.2010.5674991>
- Calderon, C., Barrado, A., Rodriguez, A., Alou, P., Lazaro, A., Fernandez, C., & Zumel, P. (2018). *General Analysis of Switching Modes in a Dual Active Bridge with Triple Phase Shift Modulation. L*. <https://doi.org/10.3390/en11092419>
- César, P., Pediatidakis, K. S., & Rodrigues, M. (2012). *em conversores de tensão CC-CA utilizados em UPS*. 2012.
- Figueira (2014). *Electric and magnetic properties measurement and analysis of a conventional and a superconducting power transformer* *Electric and magnetic properties measurement and analysis of a conventional and a superconducting power transformer*. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/507/3/032015>
- Hannan, M. A., Ker, P. J., Lipu, M. S. H., Choi, Z. H., Rahman, M. S. A., Muttaqi, K. M., & Blaabjerg, F. (2020). State of the art of solid-state transformers: Advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements. *IEEE Access*, 8, 19113–19132. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2967345>
- Hurley, W. G., Wölfle, W. H., & Breslin, J. G. (1998). Optimized transformer design: Inclusive of high-frequency effects. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(4), 651–659. <https://doi.org/10.1109/63.704133>
- Ishii, H., Hirano, S., Hara, T., Fujikami, J., & Satot, K. (1996). *The a . c . losses in (Bi , Pb), Sr2Ca , Cu , O , silver-sheathed superconducting wires*. 36(9), 697–703.
- Iyer, K. V., Robbins, W. P., & Mohan, N. (2014). Winding design of a high power medium frequency transformer. *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2014, February*, 665–669. <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2014.6871956>
- Jun, L., Licheng, S., Jianjiang, S., Zhongchao, Z., & Xiangning, H. (2009). Design of high voltage, high power and high frequency transformer in LCC resonant converter. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, Dcm*, 1034–1038. <https://doi.org/10.1109/APEC.2009.4802790>
- Kumar, P. S. (2016). Design of high frequency power transformer for switched mode power supplies. *1st International Conference on Emerging Trends in Engineering, Technology and Science, ICETETS 2016 - Proceedings*, 2.

- <https://doi.org/10.1109/ICETETS.2016.7603076>
- Mehta, S. P. (n.d.). *and Toward*.
- Meier, S., Kjellqvist, T., Norrga, S., & Nee, H. P. (2009). Design considerations for medium-frequency power transformers in offshore wind farms. *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09*.
- Leão Rodrigues, A. (2006). Apontamentos teóricos, NOVA UNL DEEC, "http://ave.dee.isep.ipp.pt/~see/jornadas2006/A3-1_LeaoRodrigues_UNL.pdf"
- Olowu, T. O., Jafari, H., Moghaddami, M., & Sarwat, A. I. (2019). Physics-Based Design Optimization of High Frequency Transformers for Solid State Transformer Applications. *2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2019, 1*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/IAS.2019.8911925>
- Petkov, R. (1996). *Optimum Design of a High-Power, High-Frequency Transformer*. 11(1).
- Petkov, R., & Tsba, C. (n.d.). *Design issues of the high-power high-frequency transformer r. 95*, 401–410.
- Pina, J. (2010). *Desenho e Modelização de Sistemas de Energia Empregando Materiais Supercondutores de Alta Temperatura*. 380. <http://hdl.handle.net/10362/5059>
- Pronto, A. A. (2010). *Análise de perdas em sistemas de energia que empregam materiais supercondutores de alta temperatura*. 159. <http://hdl.handle.net/10362/5116> <http://run.unl.pt/handle/10362/5116>
- Razak, A. R. A., & Taib, S. (2003). Design considerations of a high frequency power transformer. *National Power Engineering Conference, PECon 2003 - Proceedings, 0(1)*, 243–248. <https://doi.org/10.1109/PECON.2003.1437451>
- Santos, J. (2013). Transformadores de Potência para Aplicações de Elevada Frequência. Universidade de Coimbra, MEEC, Área de Especialização em Energia
- Sarker, P. C., Islam, M. R., Guo, Y., Zhu, J., & Lu, H. Y. (2019). State-of-The-Art Technologies for Development of High Frequency Transformers with Advanced Magnetic Materials. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 29(2)*, 1. <https://doi.org/10.1109/TASC.2018.2882411>
- She, X., Huang, A. Q., & Burgos, R. (2013). Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 1(3)*, 186–198. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2277917>
- Siriwongpairat, W. P., & Liu, K. J. R. (2007). Performance Characterization. *Ultra-Wideband Communications Systems, 28(6)*, 97–120. <https://doi.org/10.1002/9780470179765.ch6>
- Stavrev, Svetlomisir & Dutoit, Bertrand. (1998). Frequency dependence of AC loss in Bi(2223)Ag-sheathed tapes. *Physica C: Superconductivity and its Applications*. 310. 10.1016/S0921-4534(98)00439-0.
- Sykulski, J. K. (2017). Superconducting transformers. *Transformers: Analysis, Design, and Measurement, 15(2)*, 95–108. <https://doi.org/10.1201/b12275>
- Upadhye, V. (2016). *Superconducting Transformers*. 4(3), 67–73.
- Ventim, M. (2016). Apontamentos teóricos da UC de Eletrotécnica Teórica, FCT NOVA UNL DEEC
- Zengin, S., & Boztepe, M. (2016). Loss analysis of trapezoid and triangular current modulated DCM AC/DC DAB converter. *2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering, ISFEE 2016, 2(1)*, 1–5. <https://doi.org/10.1109/ISFEE.2016.7803198>



