



UNIVERSIDADE LUTERANA DO BRASIL
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



ADRIANO MANICA GANDINI

**SISTEMA DE AQUECIMENTO DE FLUÍDOS POR INDUÇÃO
ELETROMAGNÉTICA COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL**

Canoas, Dezembro de 2012



ADRIANO MANICA GANDINI

**SISTEMA DE AQUECIMENTO DE FLUÍDOS POR INDUÇÃO
ELETROMAGNÉTICA COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Departamento de
Engenharia Elétrica da ULBRA como um
dos requisitos obrigatórios para a obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista

Departamento:

Engenharia Elétrica

Área de Concentração

Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos

Professor Orientador:

ME Eng. Eletr. Luis Fernando Espinosa Cocian – CREA-RS: 88.866

Canoas

2012



FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome do Autor: Adriano Manica Gandini

Matrícula: 051006214-8

Título: Sistema de Aquecimento de Fluidos por Indução Eletromagnética com Frequência Variável.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da ULBRA como um dos requisitos obrigatórios para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

Professor Orientador:

ME Eng. Eletr. Luis Fernando Espinosa Cocian

CREA-RS: 88.866

Banca Avaliadora:

MSc. Eng. Eletr. André Luís Bianchi

CREA-RS: RS89197

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

Dr. Eng. Eletr. Marília Amaral da Silveira

CREA-RS: 050909-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

Assinaturas:

Autor
Adriano Manica Gandini

Orientador
Luis Fernando Espinosa Cocian

Avaliador
André Luís Bianchi

Avaliador
Marília Amaral da Silveira

Relatório Aprovado em:



DEDICATÓRIA

Dedico aos meus pais por todo o apoio e incentivo que sempre deram aos estudos.



AGRADECIMENTOS

A todos que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração deste trabalho, o meu reconhecimento.

Ao Professor Luís Fernando Espinosa Cocian pelo estímulo, dedicação e esforço pessoal proporcionado.

Aos colegas e amigos Eduardo da Silva e Wagner Samtrovitsch pelas sugestões, observações e contribuições valiosas.

Aos Professores Dalton Vidor e André Luís Bianchi pelas valiosas dicas e contribuições.

Aos amigos Werner Spieweck e Curt Spieweck da empresa Omnitec e ao funcionário da Ulbra Basílio Oliveira pela ajuda com a usinagem de peças do sistema.



RESUMO

GANDINI, Adriano Manica. **Sistema de Aquecimento de Fluidos por Indução Eletromagnética com Frequência Variável**. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica - Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Luterana do Brasil. Canoas, RS. 2012.

O presente trabalho apresenta o aperfeiçoamento de um sistema de aquecimento de fluidos, em especial água, através de indução eletromagnética. Os objetivos compreendem a implementação de um gerador de sinal de tensão alternado (também chamado de inversor), com frequência variável, o qual permita o estudo da influência da frequência de um sinal de tensão aplicado a uma bobina no aquecimento de um núcleo de aço carbono SAE 1020, inserido nesta bobina, e de água quando em contato com este núcleo. Objetiva-se a transferência de ao menos 100 W de potência em forma de calor para o núcleo e a água. O estudo realizado compreendeu o levantamento das curvas de aquecimento de quatro núcleos sendo 1 de alumínio e 3 de aço em diferentes frequências ao longo do tempo e sua comparação de desempenho bem como a evolução do aquecimento de uma massa de água utilizando um dos núcleos para aquecê-la. Os núcleos de aço atingiram temperaturas acima de 150°C superando os 100 W de potência térmica na frequência próxima de 700 Hz. Comparados entre si, o núcleo de perfil vazado foi o que apresentou melhor desempenho. Para a massa de água conseguiu-se um aumento de temperatura de 19°C em pouco mais de 1 hora atingindo os 100 W de potência transferida. Apesar de atingido o objetivo concluiu-se que a potência deve ser bem maior se o desejado é utilizar o sistema para aquecer a água. Por fim concluiu-se que os fatores que mais influenciaram o aquecimento indutivo foram: características de natureza do material do núcleo, massa e perfil do núcleo, corrente eficaz circulante na bobina e frequência do sinal aplicado à bobina.



Palavras chave: Indução Eletromagnética. Aquecimento. Frequência Elétrica. Correntes Parasitas



ABSTRACT

GANDINI, Adriano Manica. **Fluid Heating System by Electromagnetic Induction with Variable Frequency**. End of term paper in Electrical Engineering - Department of Electrical Engineering. Lutheran University of Brazil. Canoas, RS. 2012.

This paper discusses about the improvement of a heating fluid, particularly water, through electromagnetic induction. The aim of this experiment involves the implementation of one alternating signal generator (also called an inverter) with varying frequency which allows the study, among others, of the influence of the frequency of a signal voltage applied to a coil in heating a carbon steel core SAE 1020, inserted in this coil, and water when in contact with this core. The objective is to transfer at least 100 W of power as heat to the core and water. The study comprised in establishing the heating curves of four cores, being one of them of aluminum and the three else of carbon steel, in different electrical frequencies over a period of time and the comparison of performance among them as well as the progress of heating of a water body using a core to warm it. The steel cores reach temperatures above 150°C exceeding the thermal power of 100 W at a frequency close to 700 Hz. Compared to each other, the pierced core showed the best performance. The body water reached a temperature rise of 19°C in just a bit more than one hour reaching 100 W of power transferred to the water. Despite reaching the goal it was concluded that the power must be much higher if you want to use the system to heat water in a residence, in order to make the heating faster. Finally it was concluded that the factors that affected the inductive heating most were: the original features of the core material, body and shape of the core, effective current circulating in the coil and frequency of the signal applied to the coil.

Keywords: Electromagnetic Induction. Heating. Electrical Frequency. Eddy Currents.



LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Geometria para se achar a densidade de fluxo B no eixo de um anel de corrente [1].....	4
Figura 2 - Solenoide e linhas de fluxo magnético [1].....	6
Figura 3 - Disposição da bobina e da carga em forno de indução com crisol. [7].....	9
Figura 4 - Valores das funções de Bessel A e B em função de D/δ [7].	13
Figura 5 - Coeficiente de correção para cálculo da resistência secundária. [7].....	15
Figura 6 - Coeficiente de correção para cálculo da reatância secundária. [7].....	15
Figura 7 - Resistividade X temperatura em alguns materiais. [8].....	17
Figura 8 - Variação do calor específico de alguns materiais com a temperatura. [9]	18
Figura 9 - Profundidade de Referência para vários materiais. [9].....	21
Figura 10 - Exemplo de ciclo de histerese [1].	22
Figura 11 - Ciclo de histerese em materiais duro e macio [1].	23
Figura 12 - Topologia inversor meia-ponte. [10]	24
Figura 13 - Inversor monofásico em ponte e sinais de excitação. [10]	25
Figura 14 - Fonte de corrente monofásica. [10]	25
Figura 15 - Diagramas fasoriais de circuito RLC série.	26
Figura 16 - Transformação da bobina e peça de trabalho uma resistência equivalente. [12]	27
Figura 17 - Tubo equivalente. [12]	28
Figura 18 - Tubo equivalente transformado em barra retangular. [12]	28
Figura 19 - Comprimento do caminho equivalente da corrente. [12].....	29
Figura 20 - Fator de resistência da peça. [12]	30
Figura 21 - Fator de correção tamanho da bobina. [12].....	31
Figura 22 - Circuito elétrico equivalente. [12]	31
Figura 23 - Diagrama de blocos do sistema	33
Figura 24 - Esquema elétrico do gerador implementado	35
Figura 25 - Circuito montado.....	35
Figura 26 - Esquema elétrico e montagem fonte 15V	36
Figura 27 - Esquema elétrico e montagem do oscilador.....	36
Figura 28 - Diagrama de tempo do contador sequencial HCF4017BE. [fonte: Data Sheet componente].....	37
Figura 29 - Comportamento circuito de proteção com “tempo morto”	38
Figura 30 - Esquema elétrico e montagem do circuito de proteção com “tempo morto”	38
Figura 31 - Esquema elétrico e montagem do circuito <i>driver</i> de chaveamento de potência ...	39
Figura 32 - Esquema elétrico e montagem do circuito de potência	40
Figura 33 - Dimensões carretel da bobina.....	41
Figura 34 - Bobina indutora.....	41
Figura 35 - Dimensões núcleo maciço	44
Figura 36 - Núcleo maciço usinado.....	45
Figura 37 - Dimensões núcleo vazado.....	45
Figura 38 - Núcleo vazado usinado.....	45
Figura 39 - Dimensões núcleo com 9 furos.....	46
Figura 40 - Núcleo com 9 furos usinado	46
Figura 41 - Corte longitudinal dos sistemas simulados.....	47
Figura 42 - Sistema para aquecimento de água.	49
Figura 43 - Impedância total Z.....	57
Figura 44 - Impedâncias, resistências e reatâncias da carga.	58
Figura 45 - Corrente eficaz na carga ao longo da frequência.	59
Figura 46 - Detalhe corrente eficaz com núcleos de aço 1020.....	59
Figura 47 - Ensaio de temperatura à seco no aço SAE 1020 maciço.	61



Figura 48 – Ensaio de temperatura à seco no aço SAE 1020 vazado.	63
Figura 49 – Ensaio de temperatura à seco no aço SAE 1020 9 furos.	65
Figura 50 - Ensaio de temperatura à seco no alumínio maciço.	67
Figura 51 – Comparativo de elevação de temperatura a 1 kHz.	69
Figura 52 – Comparativo de elevação de temperatura a 700 Hz.	70
Figura 53 – Aquecimento de massa de água com núcleo vazado.	72
Figura 54 – Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 maciço. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e o retângulo interno ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 56.	74
Figura 55 – Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.	75
Figura 56 – Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 54 transversalmente ao núcleo.	75
Figura 57 – Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 maciço. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e o retângulo interno ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 59.	76
Figura 58- Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.	76
Figura 59 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 57 transversalmente ao núcleo.	77
Figura 60 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 maciço a 20kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e o retângulo interno ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 62.	77
Figura 61 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.	78
Figura 62 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 60 transversalmente ao núcleo.	78
Figura 63 – Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 vazado a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 65.	79
Figura 64 – Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.	79
Figura 65 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 63 transversalmente ao núcleo.	80
Figura 66 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 vazado a 2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 68.	80
Figura 67 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.	81
Figura 68 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 66 transversalmente ao núcleo.	81
Figura 69 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 vazado a 20kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 71.	82
Figura 70 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.	82
Figura 71 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 69 transversalmente ao núcleo.	83
Figura 72 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 9 furos a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os 4 retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 74.	83



Figura 73 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.....	84
Figura 74 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 72 transversalmente ao núcleo.....	84
Figura 75 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 9 furos a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os 4 retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 77.	85
Figura 76 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.....	85
Figura 77 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 75 transversalmente ao núcleo.	86
Figura 78 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 9 furos a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os 4 retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 80.	86
Figura 79 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.....	87
Figura 80 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 78 transversalmente ao núcleo.	87
Figura 81 - Curvas teóricas e valores práticos de I_{ef} nos núcleos maciços de alumínio e aço 1020.....	89
Figura 82 - Corrente eficaz na entrada e na carga a 1 kHz.	97
Figura 83 - Corrente eficaz na entrada e na carga a 700 Hz.	98



LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores médios de permeabilidade relativa de alguns materiais. [13]	8
Tabela 2 – Massas da Bobina e Núcleos pesados em Balança Eletrônica	46
Tabela 3 – Formas de onda do Inversor.	52
Tabela 4 – Medições da bobina e resistor <i>shunt</i>	54
Tabela 5 – Impedâncias em algumas frequências.	56
Tabela 6 - Impedâncias em algumas frequências.	56
Tabela 7 – Resistências equivalentes dos núcleos.....	60
Tabela 8 – Potências dissipadas nos núcleos.....	60
Tabela 9 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de aço 1020 maciço.	62
Tabela 10 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de aço 1020 maciço.....	62
Tabela 11 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de aço 1020 vazado.	63
Tabela 12 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de aço 1020 vazado.	64
Tabela 13 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de aço 1020 9 furos.	65
Tabela 14 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de aço 1020 9 furos.	66
Tabela 15 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de alumínio maciço.....	67
Tabela 16 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de alumínio maciço.	67
Tabela 17 – Grandezas medidas dos ensaios a 1 kHz.	69
Tabela 18 – Grandezas calculadas dos ensaios a 1 kHz.....	69
Tabela 19 – Grandezas medidas dos ensaios a 700 Hz.	70
Tabela 20 – Grandezas calculadas dos ensaios a 700 Hz.	71
Tabela 21 – Dados do aquecimento de água.	72
Tabela 22 – Grandezas resultantes do aquecimento de água.....	72
Tabela 23 – Comparativo dos resultados das simulações das correntes parasitas.	88



LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SAE: Society of Automotive Engineers;

fem: Força Eletromotriz;

ber: Parte Real da Função de Bessel;

bei: Parte Imaginária da Função De Bessel;

CC: Corrente Contínua;

CA: Corrente Alternada;

BJT: Bipolar Junction Transistor (Transistor bipolar de junção);

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolar de porta isolada);

MCT: MOS-Controlled Thyristor (Tiristor Controlado por MOS);

SIT: Static Induction Transistor (Transistor De Indução Estática);

GTO: Gate Turn-Off (Desligado Pelo Gatilho);

Mosfet: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor;

CSI: Current-Source Inverter (Inversor Fonte de Corrente);

rms: root mean square (raiz média quadrada);

CMOS: Complementary Metal-Oxide Semiconductor;

VCO: Voltage-Controlled Oscillator (Oscilador Controlado por Tensão);

AWG: American Wire Gauge (Padrão Americano de Fios);



LISTA DE SÍMBOLOS

- $I, I_{ef}, I_{ef}, I_c, I$ carga = corrente eficaz na bobina [A]
 I entrada = corrente eficaz na entrada do circuito [A]
 I_w = corrente no núcleo [A]
 U_{ef}, V = tensão eficaz [V]
 ϕ = ângulo de defasagem entre tensão e corrente
 L = indutância [H]
 C = capacitância [F]
 S = potência aparente [VA]
 Q_r = potência reativa [Var]
 P = potência ativa na carga [W]
 P_w, P_u = potência útil dissipada no núcleo [W]
 η = rendimento
 N_c, N , espiras = número de espiras da bobina
 $\rho_w [\mu\Omega.cm], \rho [\Omega.m], \rho [\Omega.m]$ = resistividade elétrica
 μ = permeabilidade magnética
 $\delta_w [cm], \delta [m]$ = profundidade de penetração no núcleo
 f = frequência [Hz]
 $d_w [cm], D [m]$ = diâmetro externo do núcleo
 h_c = diâmetro do fio da bobina [cm]
 $h_w [cm], h [m]$ = altura comum do núcleo e da bobina
 d_c = diâmetro interno da bobina [cm]
comp. = comprimento do fio da bobina [m]
 D_i = diâmetro interno da bobina [m]
 $D_{min}, D_{máx}, D_{méd}$ = diâmetros mínimo, máximo e médio da bobina [m]
 $r_{méd}$ = raio médio da bobina [m]
Peso_{est.bobina} = Massa da bobina desconsiderando o carretel de poliacetal [Kg]



X_c = reatância capacitiva [Ω]

X_L = reatância indutiva da bobina [Ω]

X = reatância indutiva do núcleo refletida ao primário [Ω]

R' , R_c = resistência da bobina [Ω]

R_{weq} , R'' = resistência do núcleo refletida ao primário [Ω]

$R'_{w,}$ = resistência do núcleo não refletida ao primário [Ω]

R = resistência equivalente do núcleo refletida ao primário somada a resistência equivalente da bobina. [Ω]

Z = impedância total [Ω]

K_{sw} = fator de resistência da peça

K_{rw} = fator de correção tamanho da bobina

T = temperatura da água [$^{\circ}\text{C}$]

T_N = temperatura do núcleo [$^{\circ}\text{C}$]

$T_{ambiente}$ = temperatura ambiente [$^{\circ}\text{C}$]

t = tempo [s]

Q = calor absorvido por um material [J]

c = calor específico [J/Kg. $^{\circ}\text{C}$]

m = massa [Kg]

ΔT = variação de temperatura [$^{\circ}\text{C}$]

W_T = trabalho [J]



SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Objetivos do Projeto.....	1
2. REFERENCIAL TEÓRICO.....	3
2.1. Lei de Faraday.....	3
2.2. Densidade de Fluxo Magnético.....	3
2.3. Campo Magnético em um Anel Conduzindo Corrente	4
2.4. O Solenoide	5
2.5. A Permeabilidade Magnética.....	6
2.6. Tipos de Materiais.....	7
2.7. Fornos de Indução	8
2.8. Aspectos do Aquecimento por Indução	16
2.9. Circuitos Inversores com Transistores.....	23
2.10. Circuito RLC Série	26
2.11. Resistência Equivalente do núcleo e Circuito equivalente do Aquecimento Indutivo	27
3. MATERIAIS E MÉTODOS	33
3.1. Descrição Geral do Sistema.....	33
3.2. Descrição dos Sistemas Eletroeletrônicos.....	34
3.3. Aquecedor	40
3.4. Simulações	46
3.5. Obtenção dos Dados Práticos.....	47
3.6. Equipamentos Utilizados	50
4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	51
4.1. Resultados do Circuito Inversor de Frequência	51
4.2. Medições da Bobina e Shunt.....	54
4.3. Valores Teóricos de Resistência Equivalente, Impedância e Corrente da Carga	55
4.4. Cálculo das Resistências Equivalentes e Previsão de Potências Dissipadas	59
4.5. Resultados Práticos do Aquecimento em Diversas Frequências.....	61
4.6. Resultados Práticos do Aquecimento a 1kHz e 700 Hz, Comparação entre os Núcleos.....	68
4.7. Resultados Práticos do Aquecimento de Água.....	71
4.8. Simulações	73
4.9. Comparações dos Resultados das Simulações, Modelos e o Sistema Real	89
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	91
5.1. Avaliação dos Objetivos Propostos.....	91
5.2. Conclusões	91
5.3. Problemas Encontrados	93
5.4. Sugestões para Trabalhos Futuros	94
6. REFERÊNCIAS.....	95
OBRAS CONSULTADAS	96
APÊNDICE A – COMPARATIVO CORRENTE EFICAZ A 1 KHZ E 700 HZ.	97



ANEXO A – CARACTERÍSTICAS BITOLAS AWG..... 99



1. INTRODUÇÃO

A busca pelo conforto sempre foi uma constante na história da humanidade. Nem sempre se percebe, mas mesmo os mais comuns aparelhos foram desenvolvidos pensando em tornar as tarefas e os hábitos das pessoas mais simples e confortáveis, muito embora nem sempre totalmente livres de perigos.

Embora a preocupação com a segurança tenha, ao longo dos anos, tornado o chuveiro elétrico bem menos propício a acidentes, o fato de usar eletricidade diretamente em contato com a água e de que o aterramento realizado, comumente conectando o fio terra ao fio neutro do chuveiro, pode ocasionar choque elétrico ao usuário e queima do chuveiro no caso de uma descarga atmosférica atingindo a rede elétrica [2].

Uma alternativa para aquecer a água sem que esta entre em contato direto com a eletricidade é utilizar indução eletromagnética. Pois, é possível aquecer um núcleo de material ferromagnético colocado no interior de uma bobina aplicando um sinal alternado a esta bobina. No trabalho desenvolvido por [2], um núcleo de aço carbono SAE 1020 atingiu a temperatura de 96° Celsius após 360 segundos de aplicação do sinal elétrico alternado proveniente da rede elétrica com frequência de 60 Hz na bobina. Uma limitação observada nesta técnica é a baixa transferência de potência da bobina para o núcleo ferromagnético quando da utilização de um sinal alternado de baixa frequência. Para tentar compensar isso se faz necessário o uso de um valor de corrente alto o que impacta no custo e volume da bobina já que o fio que a compõe precisa ter um diâmetro grande a fim de suportar esta corrente.

1.1. *Objetivos do Projeto*

Na continuação descrevem-se os objetivos deste projeto.



1.1.1. Objetivos Gerais

O objetivo geral deste trabalho é implementar um sistema de aquecimento de água baseado no princípio da indução eletromagnética.

1.1.2. Objetivos Específicos

Como objetivos específicos se têm:

Realizar o aquecimento de um núcleo de material ferromagnético através de indução eletromagnética de forma a otimizar a transferência de energia da bobina para o núcleo.

Realizar o estudo da influência da aplicação de sinais elétricos com diferentes frequências elétricas à bobina.

Construir um gerador de sinal elétrico alternado de alta frequência (de 1 a 6 kHz) com potência adequada ao aquecimento. Chegar a pelo menos 100 W de potência transferida ao núcleo sob forma de calor.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo trata dos conceitos relevantes ao entendimento do fenômeno da indução eletromagnética, bem como as equações que o modelam. Também será apresentada a modelagem do circuito equivalente do aquecedor indutivo e algumas topologias básicas de circuitos eletrônicos a transistor.

2.1. *Lei de Faraday*

Segundo os experimentos de Faraday um campo magnético variável no tempo induz uma tensão (denominada força eletromotriz ou fem) em um circuito.

A lei de Faraday diz que a força eletromotriz induzida (V_{fem}) em um circuito fechado é igual à taxa de variação no tempo do fluxo magnético enlaçado pelo circuito [3]. Esta lei pode ser expressa como:

$$V_{fem} = \frac{d\lambda}{dt} = -N \frac{d\Psi}{dt} \quad (1)$$

Onde N é o número de espiras do circuito e Ψ é o fluxo em cada espira. O sinal negativo indica que a fem age de forma a se opor ao fluxo que a produziu gerando uma corrente cujo sentido produz um campo magnético que se opõe ao campo original.

2.2. *Densidade de Fluxo Magnético*

A densidade de fluxo magnético B está relacionada à intensidade do campo magnético H e é definida pela expressão:

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (2)$$

Em que μ_0 corresponde à permeabilidade do vácuo e tem valor de

$$\mu_0 = 4.\pi.10^{-7} \text{ H/m}$$

O fluxo magnético através de uma superfície fechada S é dado por:

$$\Psi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (3)$$

2.3. Campo Magnético em um Anel Conduzindo Corrente

Tomando por base a Figura 1, na qual um anel com raio R percorrido por uma corrente I encontra-se situado no plano XY com seu centro na origem coincidente com o eixo Z [1].

No ponto P , a contribuição dB produzida por um elemento dl do anel é:

$$dB = \frac{\mu \cdot I \cdot dl \cdot \sin(\theta)}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (4)$$

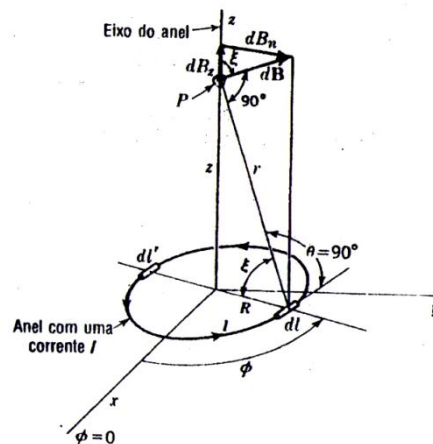


Figura 1 - Geometria para se achar a densidade de fluxo B no eixo de um anel de corrente [1].

Sendo θ o ângulo entre dl e o raio do vetor de comprimento r . dB tem a direção perpendicular a r , isto é, forma um ângulo ξ com o eixo Z .

A componente de dB_z na direção do eixo Z é definida como:

$$dB_z = dB \cdot \cos(\xi) = dB \cdot \frac{R}{r} \quad (5)$$

Da Figura 1 nota-se que $dl = R \cdot d\phi$, $\theta = 90^\circ$ e $r = \sqrt{R^2 + Z^2}$. Substituindo estes valores na equação (4) e o valor de dB na equação (8), tem-se:



$$dB_z = \frac{\mu \cdot I \cdot R^2}{4 \cdot \pi \cdot (R^2 + Z^2)^{3/2}} \cdot d\phi \quad (6)$$

Da integral da equação (6) ao longo de todo anel resulta a densidade de fluxo total B_z na direção de Z . B_z é igual a densidade de fluxo total B no ponto P dada pela equação (7).

$$B = B_z = \frac{\mu \cdot I \cdot R^2}{4 \cdot \pi \cdot (R^2 + Z^2)^{3/2}} \int_0^{2\pi} d\phi = \frac{\mu \cdot I \cdot R^2}{2 \cdot \pi \cdot (R^2 + Z^2)^{3/2}} \quad (7)$$

No centro do anel, como $Z = 0$ então B pode ser obtido através da equação (11).

$$B = \frac{\mu \cdot I}{2 \cdot R} \quad (8)$$

2.4. O Solenoide

Um solenoide é um sistema composto por um conjunto de correntes infinitamente pequenas e infinitamente próximas uma da outra possuindo o mesmo sentido e encontrando-se cada uma delas num plano perpendicular a uma linha comum [1].

Este modelo permite explicar as propriedades magnéticas dos ímãs na qual um ímã pode ser imaginado como um feixe de minúsculos solenoides justapostos longitudinalmente.

A partir deste raciocínio, o termo solenoide pode ser utilizado para designar uma estrutura constituída de um fio condutor enrolado em hélice com certo número de espiras circulares de mesma área e percorridos pela mesma corrente elétrica, também conhecida como bobina.

2.5.1 Densidade de Fluxo em um Solenoide

Considerando um solenoide com N espiras de fio fino percorrido por uma corrente I , com comprimento l e raio R de acordo com a Figura 2. Se o espaçamento entre as espiras for suficientemente pequeno pode-se considerar que a corrente na bobina produz uma lâmina de corrente com uma densidade de corrente linear igual a:

$$K = \frac{N \cdot I}{l}$$

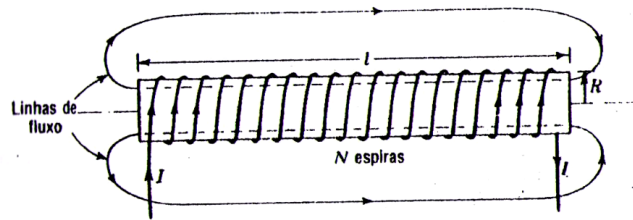


Figura 2 - Solenoide e linhas de fluxo magnético [1].

De acordo com [1], a densidade de fluxo B no centro do solenoide, considerando uma seção da bobina de comprimento dx como se fosse uma espira de uma só volta e após, integrando sobre o comprimento da bobina chega-se a equação (9):

$$B = \frac{\mu \cdot N \cdot I}{\sqrt{4 \cdot R^2 \cdot l^2}} \quad (9)$$

Se o comprimento da bobina for muito maior do que seu raio ($l \gg R$):

$$B = \frac{\mu \cdot N \cdot I}{l} = \mu \cdot K \quad (10)$$

Na extremidade da bobina tem-se:

$$B = \frac{\mu \cdot N \cdot I}{2 \cdot \sqrt{R^2 \cdot l^2}} \quad (11)$$

Se $l \gg R$, B reduz-se à equação (12):

$$B = \frac{\mu \cdot N \cdot I}{2 \cdot l} = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot K \quad (12)$$

2.5. A Permeabilidade Magnética

A medida com a qual se determina a facilidade com que o fluxo magnético se estabelece em um material é chamada de permeabilidade magnética. Quanto maior

é a permeabilidade magnética de um material mais facilmente as linhas de fluxo de um campo magnético “percorrerão” seu interior.

A permeabilidade magnética é simbolizada pela letra grega μ e sua unidade é [H/m]. É definida pela equação:

$$\mu = B/H \quad (13)$$

Sendo B o valor da indução magnética e H o valor do campo magnético.

Frequentemente é usada a permeabilidade relativa, μ_r , de um material que consiste na relação entre a permeabilidade magnética do material em questão e a permeabilidade do vácuo o qual possui valor de $4.\pi.10^{-7}$ Wb/A.m e é simbolizado por μ_0 . Assim:

$$\mu_r = \mu / \mu_0 \quad (14)$$

A permeabilidade relativa é adimensional.

2.6. Tipos de Materiais

Do ponto de vista de sua permeabilidade magnética os materiais são classificados em:

- a) **Paramagnéticos:** Sua permeabilidade relativa é pouco maior que 1. Tais Materiais são levemente atraídos por campos magnéticos excepcionalmente fortes, porém esta atração é tão fraca que são considerados não magnéticos.
- b) **Diamagnéticos:** Sua permeabilidade relativa é pouco menor que 1. Materiais pertencentes a esta classe são levemente repelidos por campos magnéticos fortes, porém a exemplo dos materiais paramagnéticos esta atração é praticamente nula e substâncias diamagnéticas são consideradas não magnéticas.
- c) **Ferromagnéticos:** Sua permeabilidade relativa é muito maior que 1. Tais materiais são fortemente atraídos por campos magnéticos em geral. As linhas de um campo magnético percorrem facilmente seu interior.

Tabela 1 - Valores médios de permeabilidade relativa de alguns materiais. [13]

Material	Permeabilidade magnética relativa (μ_R)	Classificação magnética
Bismuto	0,999833	diamagnética
Água	0,999991	diamagnética
Cobre	0,999995	diamagnética
Ar	1,000000	paramagnética
Oxigênio	1,000002	paramagnética
Alumínio	1,000021	paramagnética
Cobalto	170	ferromagnética
Níquel	1.000	ferromagnética
Ferro	7.000	ferromagnética
Permalloy ¹	100.000	ferromagnética

(1) Liga composta por ferro (17%), molibdênio (4%) e níquel (79%).

2.7. Fornos de Indução

O forno de indução com crisol tem por finalidade a fundição de metais por meio de indução eletromagnética. O crisol é o recipiente refratário localizado no interior da bobina indutora onde o metal será fundido [7].

O caso a ser analisado diz respeito a indutor e crisol coaxiais de forma cilíndrica e mesma altura sendo esta relativamente grande em relação ao diâmetro [7]. A Figura 3 esquematiza as configurações adotadas neste tipo de forno sendo a bobina feita de tubo de cobre resfriada a água e o cilindro do material a ser fundido. O espaço entre o diâmetro externo do cilindro e a superfície interna do indutor é ocupado pelo crisol.

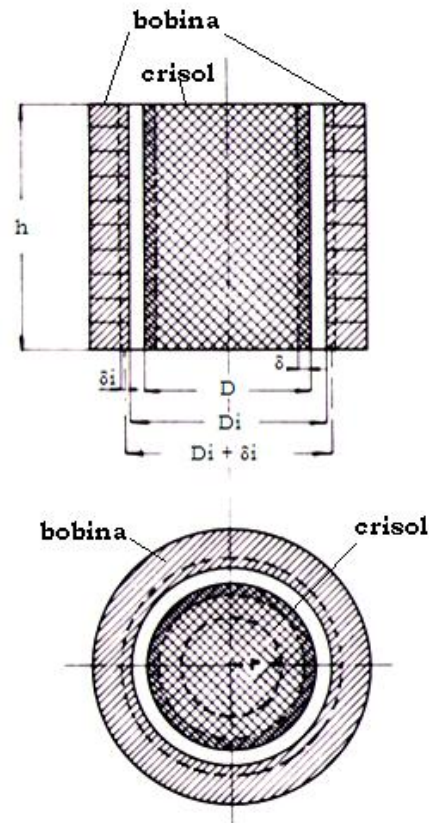


Figura 3 – Disposição da bobina e da carga em forno de indução com crisol. [7]

Considerando:

D = diâmetro externo (m) da peça a aquecer (induzido)

D_i = diâmetro interno (m) da bobina

$\alpha = D_i / D$

$\mu_0 = 1,256 \times 10^{-6}$ H/m permeabilidade do ar

ρ, μ = resistividade ($\Omega \cdot m$) e permeabilidade relativa do material a aquecer

ρ_i = resistividade do cobre ($\Omega \cdot m$)

N = número de espiras da bobina indutora

h = altura comum (m) da bobina a da peça a aquecer

f = frequência (Hz) da corrente que circula na bobina

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ (pulsação)

V = valor eficaz da tensão aplicada à bobina

I = valor eficaz da corrente aplicada à bobina



H_0 = intensidade do campo no espaço ocupado pelo crisol e pelo material refratário (Asp/m), ou seja dentro da bobina indutora, e do lado externo do induzido

r = raio genérico de um ponto dentro da peça a ser aquecida (m)

H_r = intensidade do campo em um ponto genérico de raio r (Asp/m)

G_r = intensidade da corrente no ponto genérico, acima mencionado (A/m²)

R' = resistência equivalente em corrente alternada (Ω) da bobina primária

R'' = resistência equivalente à da peça a ser aquecida, referente aos bornes da alimentação da bobina (Ω)

$R = R' + R''$

X = reatância equivalente do sistema, também referente aos bornes de alimentação da bobina (Ω)

$P_a = R \cdot I^2$, potência total absorvida (W)

$P_u = R'' \cdot I^2$, potência transformada em calor na peça (W)

$\eta = P_u / P_a$ rendimento da transformação

Sendo as correntes induzidas que circulam no cilindro de sinal contrário ao da que circula na bobina, os campos produzidos por uma e outra são opostos. Portanto:

$$H_r = H_0 - \int_r^{\frac{D}{2}} G_r \cdot dr \quad (15)$$

$$\text{Sendo: } H_0 = \frac{N \cdot I}{h}$$

A Integral $\int_r^{\frac{D}{2}} G_r \cdot dr$ apresenta a intensidade do campo produzido pela corrente que circula na espira de altura h , definida pela camada compreendida entre o raio r e $D/2$.

Sendo H_0 constante, diferenciando a equação (15) obtêm-se:

$$\frac{dH_r}{dr} = G_r \quad (16)$$

Indicado com:

$$\phi_r = \int_0^r \mu \cdot \mu_0 \cdot H_r \cdot 2\pi r \cdot dr \quad (17)$$

O fluxo compreendido na espira de relação genérica dr , a *fem* induzida na mesma pelo referido fluxo $j\omega\Phi_r$, sendo igual e contrária à queda de tensão $2.\pi.f.G_r.\rho$ devida à corrente que circula na espira de raio r e de espessura dr .

Tem-se, portanto:

$$2\pi r . G_r . \rho - j\omega \int_0^r \mu . \mu_0 . H_r . 2\pi r . dr = 0 \quad (18)$$

Substituindo em (18) a expressão de G_r dada por (16) e diferenciando, obtêm-se:

$$\frac{d^2 H_r}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH_r}{dr} + jm^2 H_r = 0 \quad (19)$$

Onde m é uma constante que depende do material e da frequência utilizada:

$$m^2 = -\frac{\mu . \mu_0 . \omega}{\rho} \quad (20)$$

A equação (19) é a equação diferencial de Bessel de ordem zero, cuja solução, tendo em conta as condições nos limites e o valor de H_0 dado por (15), é igual:

$$H_r = \frac{NI}{h} \frac{ber(mr) + j bei(mr)}{ber\left(m\frac{D}{2}\right) + j bei\left(m\frac{D}{2}\right)} \quad (21)$$

Tendo indicado com *ber* e *bei* respectivamente a parte real e a parte imaginária da função de Bessel.

A equação (21) permite determinar o fluxo Φ_D contido em toda a seção do cilindro de diâmetro D , que vale:

$$\phi_D = \int_0^{\frac{D}{2}} \mu_0 . H_r . 2\pi r . dr \quad (22)$$

E assim - desprezando a espessura δ_i (espessura de penetração na bobina indutora, como é definida a seguir e conforme indicação na Figura 3) – o fluxo total Φ (reunido à bobina indutora) como soma de Φ_D e do fluxo:

$$\phi_0 = \mu . \mu_0 . H_0 \frac{\pi}{4} (D_i^2 - D^2) \quad (23)$$

Contido no espaço ocupado pelo crisol refratário.

Com as notações introduzidas, a tensão V , aplicada à bobina indutora, vale:

$$V = (R + jX)I = RI + jN\phi \quad (24)$$

Que leva, tendo em conta as equações (21), (22) e (23), às seguintes expressões de R e X :

$$R = R' + \frac{2\pi N^2 \rho m \frac{D}{2}}{h} \cdot \frac{\text{ber}\left(m \frac{D}{2}\right) \text{ber}'\left(m \frac{D}{2}\right) + \text{bei}\left(m \frac{D}{2}\right) \text{bei}'\left(m \frac{D}{2}\right)}{\text{ber}^2\left(m \frac{D}{2}\right) + \text{bei}^2\left(m \frac{D}{2}\right)} \quad (25)$$

$$X = \frac{2\pi N^2 \rho m \frac{D}{2}}{h} \cdot \frac{\text{ber}\left(m \frac{D}{2}\right) \text{bei}'\left(m \frac{D}{2}\right) - \text{bei}\left(m \frac{D}{2}\right) \text{ber}'\left(m \frac{D}{2}\right)}{\text{ber}^2\left(m \frac{D}{2}\right) + \text{bei}^2\left(m \frac{D}{2}\right)} + \frac{8\pi^3 f N^2}{h} \left[\left(\frac{D_i}{2}\right)^2 - \left(\frac{D}{2}\right)^2 \right] \cdot 10^{-7} \quad (26)$$

(o apóstrofo (') indica o sinal de diferencial).

Colocando ainda:

$$\delta = 5 \times 10^2 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}} [m] \quad (27)$$

Que se torna $\delta \approx 5 \times 10^3 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}} [cm]$ (se ρ é expresso em $\Omega \cdot cm$) e assim:

$$m \frac{D}{2} = \frac{D}{\sqrt{2\delta}}$$

As equações (25) e (26) podem ser escritas:

$$R = R' + \frac{\pi N^2 \rho}{h} \frac{D}{\delta} \cdot A \quad (28)$$

$$X = \frac{\pi N^2 \rho}{h} \frac{D}{\delta} \cdot B + \frac{8\pi^3 f N^2}{h} \left[\left(\frac{D_i}{2}\right)^2 - \left(\frac{D}{2}\right)^2 \right] \cdot 10^{-7} \quad (29)$$

Nas quais:

$$A = \sqrt{2} \frac{\text{ber}\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) \text{ber}'\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) + \text{bei}\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) \text{bei}'\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right)}{\text{ber}^2\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) + \text{bei}^2\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right)}$$

$$B = \sqrt{2} \frac{\text{ber}\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) \text{bei}'\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) - \text{bei}\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) \text{ber}'\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right)}{\text{ber}^2\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right) + \text{bei}^2\left(m \frac{D}{\sqrt{2\delta}}\right)}$$

Os valores de A e B são dados na Figura 4 em função da relação D/δ .

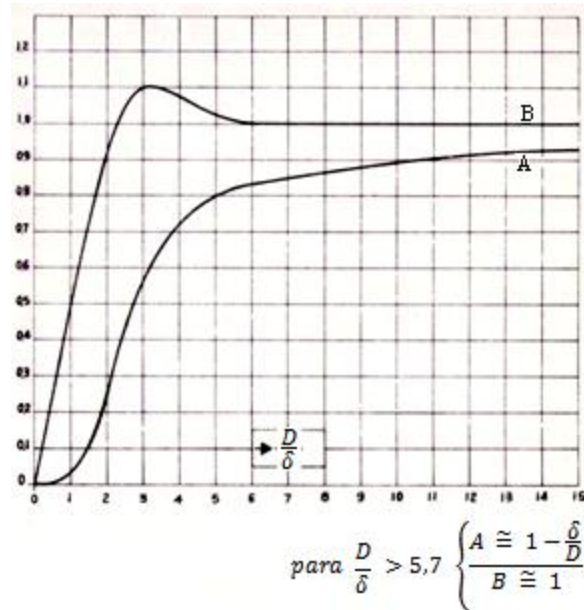


Figura 4 – Valores das funções de Bessel A e B em função de D/δ [7].

Indicando com δ_i a espessura de penetração da corrente na bobina indutora e com ρ_i a resistividade do cobre, a resistência R' que surge na equação (28) é dada por:

$$R' = \frac{\pi(D_i + \delta_i)}{h \delta_i} \rho_i N^2 \quad (30)$$

E assim a equação (30) pode ser expressa na forma:

$$R = \frac{\pi(D_i + \delta_i)}{h \delta_i} \rho_i N^2 + \frac{\pi \cdot D}{h \cdot \delta} \rho_i A N^2 \quad (31)$$

A equação (34) pode ser expressa de uma forma mais cômoda, colocando $D_i = aD$ e exprimindo f , segundo a equação (32), em função de ρ , μ , δ ; obtendo-se:

$$X = \frac{\pi N^2 \rho}{h} \frac{D}{\delta} \left[B + \frac{0,5 D}{\mu \delta} (\alpha^2 - 1) \right] \quad (32)$$

As equações (31) e (32) são as relações fundamentais que fornecem os elementos que interessam; além da resistência R' os mesmos podem ser calculados uma vez conhecidos A e B .

No caso que nos interessa, o valor de B fica sempre próximo da unidade e, portanto, a expressão da reatância dada por (32) pode ser escrita na forma:

$$X = \frac{\pi N^2 \rho}{h} \frac{D}{\delta} \left[1 + \frac{0,5 D}{\mu \delta} (\alpha^2 - 1) \right] \quad (33)$$

E interessante observar que, para $(D/\delta) > 10$, o termo assume valores que pouco diferem da unidade e, conseqüentemente, a resistência R'' (segundo termo da equação (28)) é dado por:

$$R'' = \frac{\pi D}{\delta h} \rho N^2 \quad (34)$$

Além das incertezas do cálculo, provenientes do conhecimento inexato dos valores de μ e ρ e do fato de que o forno se acha nas condições da Figura 3 somente quando a carga está totalmente fundida e enche todo o crisol. As relações (31) e (32) são, porém, utilizáveis praticamente apenas com a introdução de coeficientes de correção adequados, que levem em conta os valores reais da relação h/D_i (em geral compreendida entre 1 e 2) além do espaço ocupado pelo isolante entre cada uma das espiras do indutor.

Para o dimensionamento de um forno com crisol obtêm-se resultados suficientemente aproximados introduzindo nas relações (31) e (32) coeficientes adequados de correção e escrevendo-as na forma:

$$R = \left[\sigma_r' \frac{\pi(D_i + \delta_i)}{h \delta_i} \rho_i + \sigma_r'' \frac{\pi \cdot D}{h \cdot \delta} \rho A \right] N^2 \quad (35)$$

$$X = \frac{\pi \rho}{h} \frac{D}{\delta} \left[1 + \frac{0,5}{\mu} \frac{D}{\delta} (\alpha^2 - 1) \right] \sigma_x N^2 \quad (36)$$

O termo σ_r' que leva em conta a disposição e a forma das espiras da bobina indutora vale:

$$\sigma_r' = \sqrt{\frac{h}{N h_c}} \quad (37)$$

Para condutores de seção retangular de altura h_c (segundo o eixo da bobina) e:

$$\sigma_r' = \sqrt{\frac{4h}{N \pi h_c}} \quad (38)$$

Para condutores de seção circular com h_c igual ao diâmetro do mesmo condutor.

Os coeficientes σ_r'' e σ_x são fornecidos pelas curvas da Figura 5 e Figura 6 em função de a .

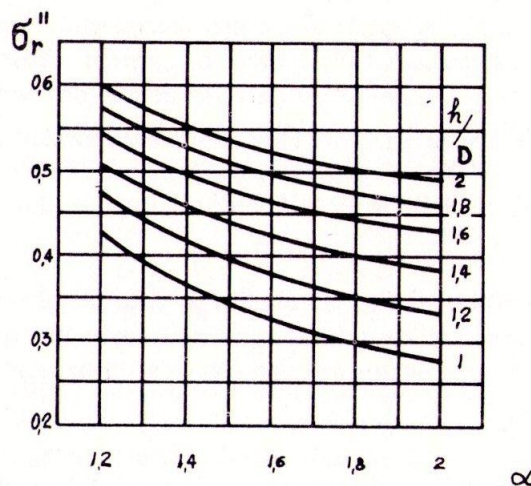


Figura 5 – Coeficiente de correção para cálculo da resistência secundária. [7]

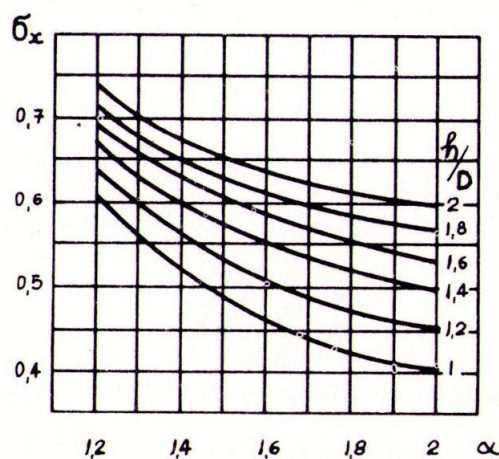


Figura 6 - Coeficiente de correção para cálculo da reatância secundária. [7]

Com a determinação dos valores de $R = R' + R''$ e de X permanece definido o valor de $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ e, assim o valor da corrente $I = V/Z$ e conseqüentemente, obtêm-se as seguintes grandezas:

$$P_a = RI^2 \quad \text{potência ativa} \quad (39)$$

$$P_u = R''I^2 \quad \text{potência útil} \quad (40)$$

$$\frac{P_a}{P_u} = \frac{R''}{R} \quad \text{rendimento elétrico} \quad (41)$$

2.8. Aspectos do Aquecimento por Indução

2.9.1. Resistência e Resistividade

Por natureza, todos os metais conduzem eletricidade ao mesmo tempo em que se opõem a sua passagem caracterizando uma resistência ao fluxo de elétrons. Esta resistência acaba por provocar perdas de energia sob forma de calor no metal. Dentre os diversos metais alguns se caracterizam por serem bons condutores de eletricidade oferecendo baixa resistência ao fluxo de corrente elétrica, caso da prata. Outros apresentam resistência maior ocasionando maior perda de energia por calor, caso do ferro [9]. As perdas produzidas pela resistência são baseadas na equação (42).

$$P = I^2 \cdot R \quad (42)$$

Sendo P a potência elétrica (perdas por calor), I a corrente elétrica no material em questão e R a resistência do material.

Nota-se que as perdas são diretamente proporcionais ao quadrado da corrente, sendo assim o aumento da corrente aumenta substancialmente as perdas por calor na peça.

A resistência de um material depende de sua natureza e do seu formato. A equação (43) relaciona estes fatores.

$$R = \frac{\rho \cdot L}{A} \quad (43)$$

Sendo ρ a resistividade elétrica, L o comprimento do material, A sua área transversal.

A resistividade do material é dependente da temperatura em que o material se encontra. Quanto mais quente o material maior é a agitação dos átomos que o compõe e mais difícil se torna a condução elétrica. A equação (44) relaciona o valor da resistividade de um material com a temperatura do mesmo.

$$\rho(T) = \rho_0 [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (44)$$

Sendo $\rho(T)$ e ρ_0 respectivamente a resistividade na temperatura em questão T e a resistividade na temperatura de referência T_0 e α o coeficiente de temperatura do material.

A Figura 7 apresenta a variação da resistividade de alguns materiais em função da temperatura.

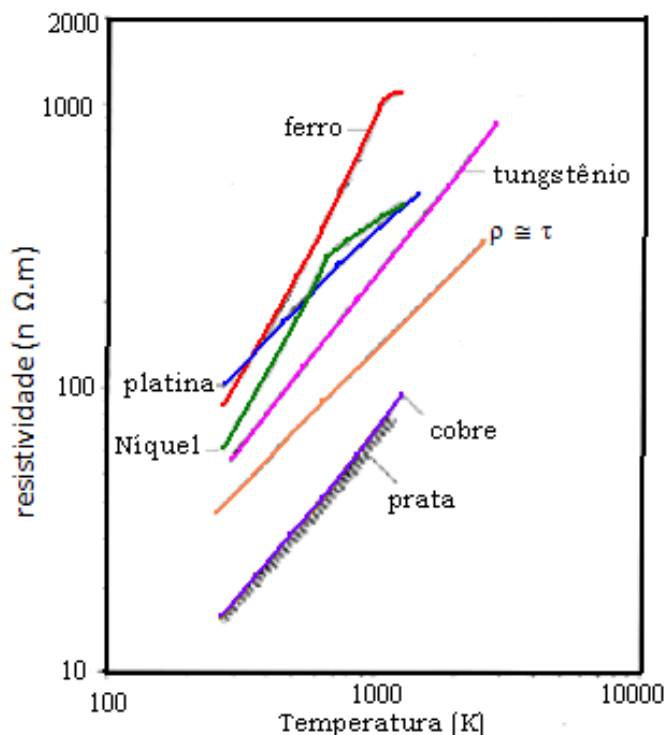


Figura 7 – Resistividade X temperatura em alguns materiais. [8]

2.9.2. Calor Específico

O calor específico de um material é definido como “a quantidade de calor por unidade de massa necessária para elevar a temperatura do material em 1 grau Celsius” [8].

Este parâmetro varia com a temperatura em que se encontra o material. O aço, por exemplo, possui a particularidade de absorver mais calor quando já quente do que quando está frio. A Figura 8 apresenta a variação do calor específico em alguns materiais em função da temperatura do mesmo.

A equação que relaciona a quantidade de calor que um material absorve é dada a seguir.

$$Q = c \cdot m \cdot \Delta T \quad (45)$$

Sendo Q o calor absorvido pelo material em [J], c o calor específico em [J/(kg °C)], m a massa em [kg] e ΔT a variação de temperatura em [°C].

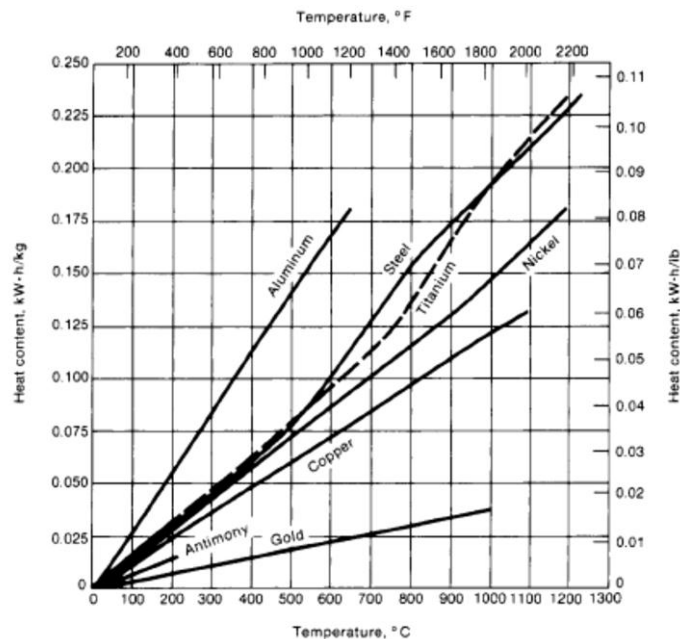


Figura 8 – Variação do calor específico de alguns materiais com a temperatura. [9]

2.9.3. Relação entre Potência e Energia

A potência é definida como o trabalho realizado por unidade de tempo e sua unidade é o Watt [W].

Já a energia pode ser interpretada como a capacidade de realizar trabalho, ou seja, o trabalho é uma forma de medir a quantidade de energia utilizada, empregada ou fornecida para um determinado sistema.

Relacionando potência e trabalho tem-se:

$$P_u = \frac{W_T}{t} \quad (46)$$

Sendo P_u a potência [W], W_T o trabalho (ou energia) em Joules [J] e t o tempo [s].

Uma potência de 200W significa que foi realizado um trabalho de 200 joules em 1 segundo de forma contínua e uniforme.

Visto que trabalho é uma medida de energia e da equação (45) Q define a quantidade de calor absorvida por um material (quantidade de energia térmica absorvida), combinando as equações (45) e (46) chegamos a uma expressão para definir a potência térmica transferida para um determinado corpo.

$$P_u = \frac{c \cdot m \cdot \Delta T}{t} \quad [W] \quad (47)$$

2.9.4. Correntes Parasitas

Ao colocar-se uma peça metálica no interior de uma bobina e por esta última se faz passar uma corrente alternada, um campo magnético alternado é gerado na bobina e este atravessa a peça metálica.

Este campo magnético tem por efeito sobre a peça metálica a geração de correntes chamadas de parasitas ou correntes de Foucault, as quais por efeito joule aquecem a peça. As correntes parasitas também acabam por formar um campo magnético na peça metálica que se opõe ao campo que as originou limitando a penetração das correntes no interior da peça.

2.9.5. Profundidade de Referência ou de Penetração

A densidade das correntes parasitas induzidas na superfície da peça é elevada e vai diminuindo na direção do centro da peça. A este fenômeno dá-se o nome de efeito pelicular ou efeito *Skin*.

“A uma profundidade δ que se designa por profundidade de penetração ou por espessura pelicular (“*skin depth*”) a corrente decresce $1/e$ vezes em relação ao valor que tem à superfície, isto é, aproximadamente igual à 37% do valor que tem na superfície.” [1]

O valor da profundidade de penetração (ou de referência) δ das correntes parasitas em um dado material depende da resistividade e da permeabilidade do material e da frequência da corrente de excitação da bobina, e é dada pela equação (48).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \tau}} \quad (48)$$

Sendo:

δ = profundidade de penetração [m]

ρ = resistividade ôhmica do material [$\Omega \cdot m$]

μ = permeabilidade magnética do material [H/m]

τ = condutividade do material [$\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$]

f = frequência de excitação [Hz]

Algumas referências apresentam modelos diferentes para calcular δ . A referência [7] apresenta a seguinte relação:

$$\delta = 5 \times 10^2 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}} \quad (49)$$

Das equações anteriores acima se pode concluir que:

- 1 - δ aumenta com a resistividade
- 2 - δ diminui com a permeabilidade
- 3 - δ diminui com a frequência

No caso de aquecimento por indução eletromagnética, procura-se trabalhar com frequências altas a fim de aumentar a transferência de energia do indutor para o elemento induzido uma vez que quanto maior a frequência de uma onda maior é sua energia.

Altos valores de corrente e resistência em um dado material fazem com que o aquecimento deste seja mais eficiente. A densidade das correntes parasitas decai drasticamente na direção do centro da peça. Uma alta frequência fará com que as correntes permaneçam muito próximas à superfície causando grande diminuição na área ativa da peça que transporta corrente, fazendo a resistência crescer muito. De maneira oposta, a elevação da temperatura da peça ocasiona o aumento da profundidade de penetração.

A profundidade de penetração é a mínima profundidade em que uma dada frequência produzirá um determinado aquecimento na peça de trabalho.

Aproximadamente 86% do aquecimento acontece dentro da profundidade de referência [9].

A Figura 9 relaciona a profundidade de referência de alguns materiais com a frequência.

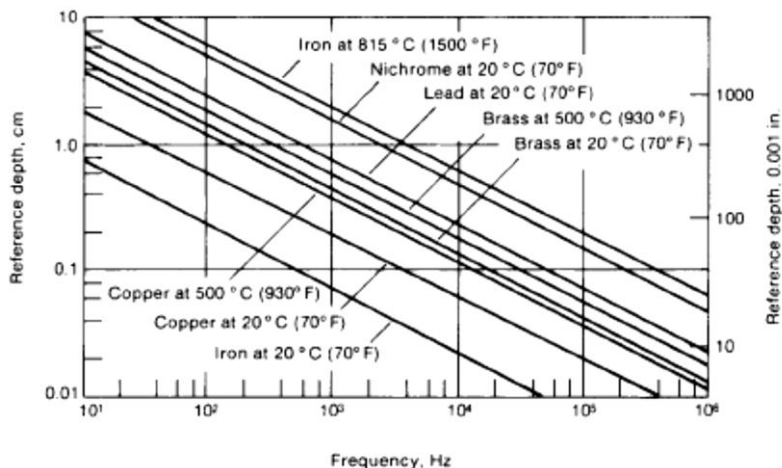


Figura 9 – Profundidade de Referência para vários materiais. [9]

A relação entre o comprimento transversal da peça e a profundidade de penetração da peça deve ser de, no mínimo, 4 por 1. Abaixo disto ocorre um cancelamento de efeitos das correntes ocasionando a queda do rendimento do sistema [9].

2.9.6. Histerese Magnética

Ao aplicar-se um campo magnético H em um material ferromagnético este tem seus domínios magnéticos, normalmente dispostos de forma aleatória, alinhados por influência do campo. Com o aumento da intensidade deste campo mais magnetizado fica o material até que todos os domínios magnéticos fiquem alinhados. A partir desse ponto mesmo que o campo H aumente a densidade de fluxo B do material não aumentará, pois este já atingiu sua saturação magnética.

Ao diminuir-se o campo, a densidade de fluxo também diminui, mas não tão rapidamente quanto aumentou durante sua magnetização inicial. Deste modo quando H atinge o valor zero ainda existe uma densidade de fluxo remanescente B_r Figura 10.

Para que B atinja zero é necessário aplicar um campo negativo $-H_c$, chamado de força coercitiva. Aumentando-se H no sentido negativo o material fica magnetizado com polaridade oposta sendo esta magnetização inicialmente fácil e depois difícil à medida que se aproxima da saturação.

Ao tornar-se o campo novamente nulo uma densidade de fluxo $-B_r$ permanece no material. Para reduzir B a zero uma força coercitiva $+H_c$ deve ser aplicada. Aumentando-se o campo ainda mais o material volta a atingir a saturação com sua polaridade inicial.

A este fenômeno de atraso de B em relação a H dá-se o nome de histerese magnética, enquanto que o ciclo descrito pela curva de magnetização de um dado material é chamado de ciclo de histerese.

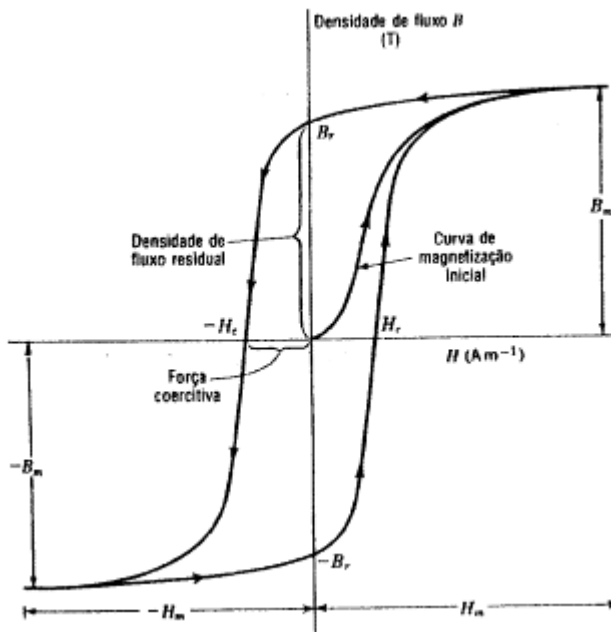


Figura 10 – Exemplo de ciclo de histerese [1].

Se um campo magnético originado de uma bobina alimentada com corrente alternada é colocado em interação com um material ferromagnético, este campo magnetiza, desmagnetiza e volta a magnetizar com polaridade oposta os domínios magnéticos do material conforme a polaridade da corrente de excitação muda. Este processo causa atrito entre os cristais que compõem o material em questão gerando calor.

A energia dissipada sob a forma de calor na histerese magnética é proporcional à área do gráfico do ciclo de histerese.

Materiais facilmente magnetizáveis, caso do ferro, possuem uma área de ciclo de histerese estreita sugerindo poucas perdas por calor enquanto materiais duros, caso do aço comum, possuem a área do referido gráfico larga sugerindo maiores perdas por calor durante o ciclo de histerese. A Figura 11 apresenta um exemplo de ciclo de histerese de materiais duro e macio.

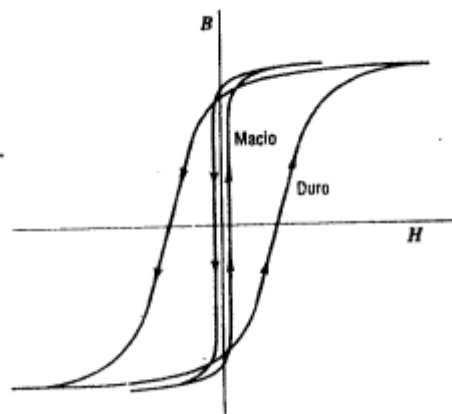


Figura 11 – Ciclo de histerese em materiais duro e macio [1].

2.9. Circuitos Inversores com Transistores

A função de um inversor consiste em converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. A tensão e a frequência de saída podem ser fixas ou variáveis [10].

As formas de onda na saída dos inversores ideais deveriam ser senoidais. Na prática, são não-senoidais e contém harmônicos. Tensões quadradas ou quase quadradas podem ser aceitáveis para aplicações de baixa e média potência, já para potências elevadas são necessárias formas de onda senoidais com baixa distorção.

Os inversores são amplamente utilizados em aplicações industriais tais como, acionamento de máquinas CA em velocidade variável, aquecimento indutivo, fontes auxiliares e sistemas de energia ininterrupta.

Os inversores são classificados em monofásicos e trifásicos. Cada tipo pode usar dispositivos de disparo e bloqueio controlados (por exemplo, BJTs, Mosfets, IGBTs, MCTs, SITs, GTOs) ou tiristores em comutação forçada, dependendo da aplicação.

A Figura 12 apresenta a topologia conhecida como meia-ponte. Quando somente o transistor Q_1 está conduzindo por um tempo $T_0/2$, a tensão sobre a carga é $V_s/2$. Se somente o transistor Q_2 está conduzindo por um tempo $T_0/2$, a tensão sobre a carga é $-V_s/2$. Deve-se projetar o circuito lógico de maneira que os transistores não estejam conduzindo ao mesmo tempo.

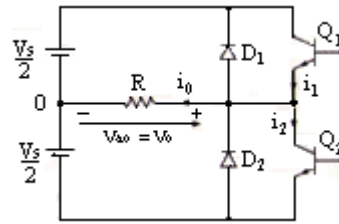


Figura 12 – Topologia inversor meia-ponte. [10]

O Mosfet é um tipo de transistor de efeito de campo amplamente utilizado em circuitos digitais e analógicos. Seu nome é um acrônimo de **Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor**.

Um Mosfet de potência é um dispositivo controlado por tensão e requer apenas uma pequena corrente de entrada em seu terminal *gate*. O dispositivo funciona como uma chave com velocidade de chaveamento muito alta ideal para aplicações em conversores de alta frequência e baixa potência.

Os transistores podem ser operados em série para aumentar sua capacidade de corrente. Deve-se garantir que estes transistores liguem e desliguem simultaneamente sob-risco de dano aos dispositivos.

Os transistores são conectados em paralelo se um dispositivo não puder suportar a demanda de corrente de carga. Para igual divisão de corrente os transistores devem ter características de ganho, saturação tempos e transcondutância aproximadamente iguais [10].

Para operar transistores como chaves uma tensão de *gate* ou corrente de base tem de ser aplicada a fim de levar os transistores à saturação e a uma pequena queda de tensão em estado de condução. Os conversores de potência em geral requerem múltiplos transistores e cada um deve ser excitado individualmente. A Figura 13 exemplifica a topologia de um inversor monofásico em ponte. A tensão CC principal é V_s a qual é disponibilizada em CA para a carga R_L através do chaveamento dos Mosfets M_1 a M_4 .

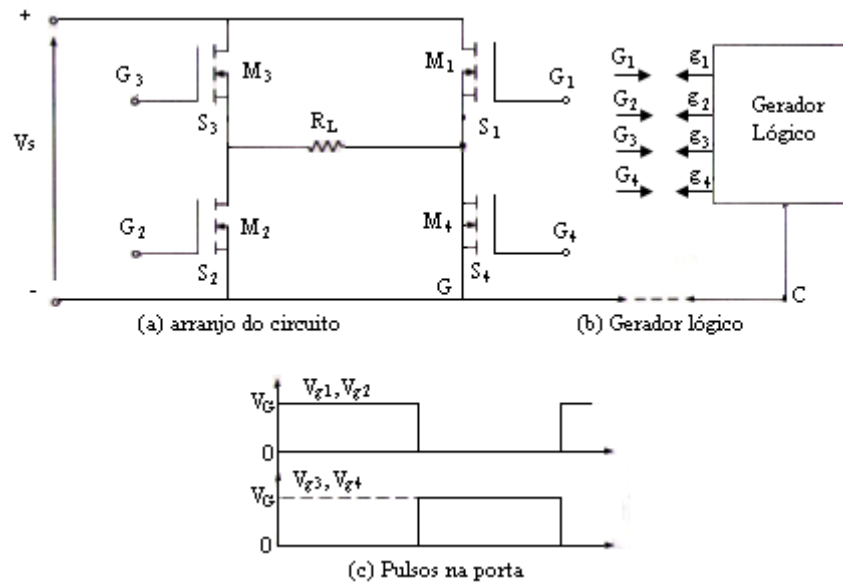


Figura 13 – Inversor monofásico em ponte e sinais de excitação. [10]

O circuito lógico da Figura 13b gera quatro pulsos. Esses pulsos, conforme Figura 13c, são defasados para realizar a sequência lógica necessária para a conversão de energia CC em CA.

2.10.1. Inversores do Tipo Fonte de Corrente

Na seção anterior os inversores são alimentados a partir de uma fonte de tensão e a corrente na carga é forçada a variar entre o positivo e o negativo. No inversor tipo fonte de corrente (*current-source inverter* – CSI) a entrada comporta-se como uma fonte de corrente. A corrente na saída é mantida constante independentemente da carga e a tensão de saída é forçada a variar. O circuito de um CSI monofásico transistorizado é mostrado na Figura 14. Como deve haver circulação de corrente ininterrupta a partir da fonte, dois transistores sempre conduzirão – um da parte superior e um da inferior.

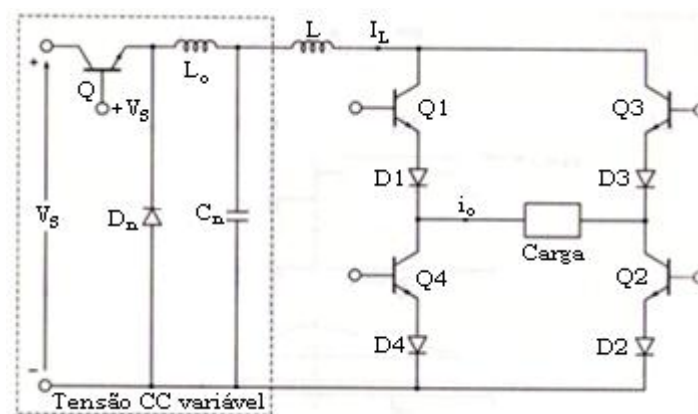


Figura 14 – Fonte de corrente monofásica. [10]

2.10. Circuito RLC Série

Em um circuito que contenha R , L e C em série a fase entre a tensão e a corrente dependerá dos valores dos componentes do circuito. Se $X_c > X_L$ o circuito terá característica capacitiva. Se $X_L > X_c$ indutiva. E se $X_c = X_L$ resistiva.

A Figura 15 demonstra o comportamento fasorial de cada situação.

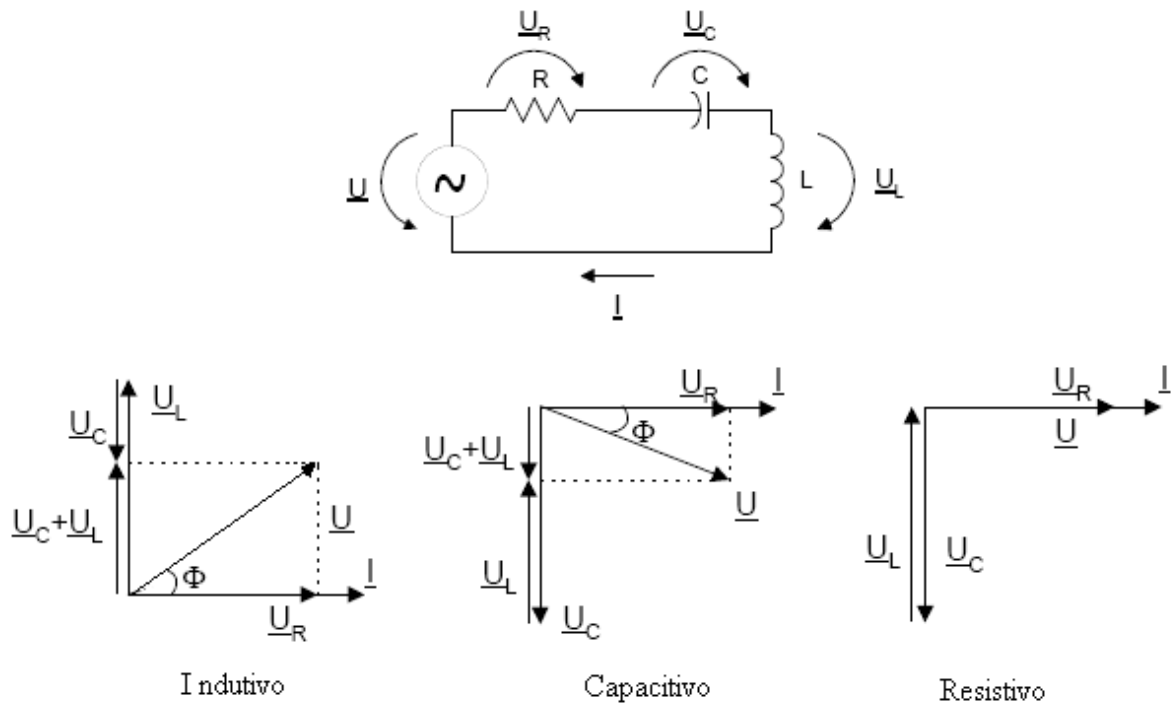


Figura 15 – Diagramas fasoriais de circuito RLC série.

O ângulo Φ é o ângulo entre a tensão U e a corrente I do circuito.

A impedância e corrente eficaz do circuito são dada pelas equações (50) e (51).

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (50)$$

$$i_{ef} = \frac{U_{ef}}{Z} \quad (51)$$

2.11. Resistência Equivalente do núcleo e Circuito equivalente do Aquecimento Indutivo

Segundo [12], “A potência desenvolvida por indução em uma barra cilíndrica depende do quadrado da corrente que flui na bobina de trabalho. Portanto é possível substituir a bobina e peça de trabalho por uma resistência equivalente, na qual circule a mesma corrente da bobina”. A Figura 16 demonstra esta equivalência.

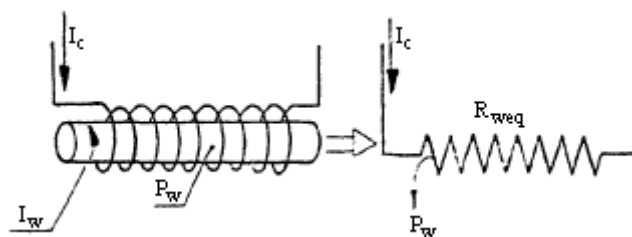


Figura 16 - Transformação da bobina e peça de trabalho uma resistência equivalente. [12]

Sendo: I_c – corrente na bobina em ampères

I_w – corrente na peça de trabalho em ampères

P_w – potência dissipada na peça de trabalho em Watts

R_{weq} - resistência equivalente que quando percorrida por uma corrente I_c dissipa uma potência P_w , em ohms.

Para o cálculo do rendimento elétrico a resistência equivalente R_{weq} é considerada em série com a resistência da bobina R_c . A potência que é convertida em calor na peça é $I_c^2 \cdot R_{weq}$ e a potência total fornecida é $I_c^2 \cdot R_c + I_c^2 \cdot R_{weq}$. O rendimento é, portanto:

$$\eta = \frac{I_c^2 \cdot R_{weq}}{I_c^2 \cdot (R_{weq} + R_c)} = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{total}}} = \frac{R_{weq}}{R_{weq} + R_c} \quad (52)$$

2.11.1. Resistência Equivalente da Peça de Trabalho

Para definição de R_{weq} a barra cilíndrica é substituída por um tubo equivalente (Figura 17) que age eletricamente da mesma maneira que a barra. Para um dado valor de corrente na bobina a potência desenvolvida no tubo é a mesma

desenvolvida na barra. A espessura da parede do tubo equivalente tem o valor da profundidade de penetração dada pela equação (53).

$$\delta_w = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\rho_w}{\mu_w \cdot f}} \quad (53)$$

Sendo: δ_w – profundidade de penetração em **cm**.

ρ_w – resistividade da peça em $\mu\Omega \cdot \text{cm}$.

μ_w – permeabilidade da peça

f – frequência do sinal aplicado à bobina em **Hz**.

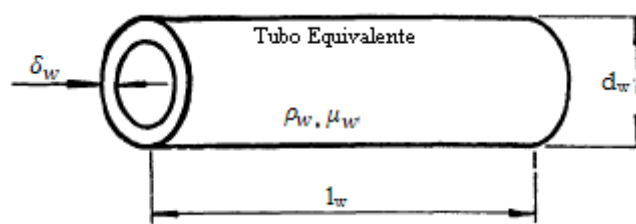


Figura 17 – Tubo equivalente. [12]

A resistência da peça de trabalho será a resistência do tubo equivalente. Para determiná-la secciona-se o tubo ao longo do comprimento l_w transformando-o em uma barra retangular conforme Figura 18.

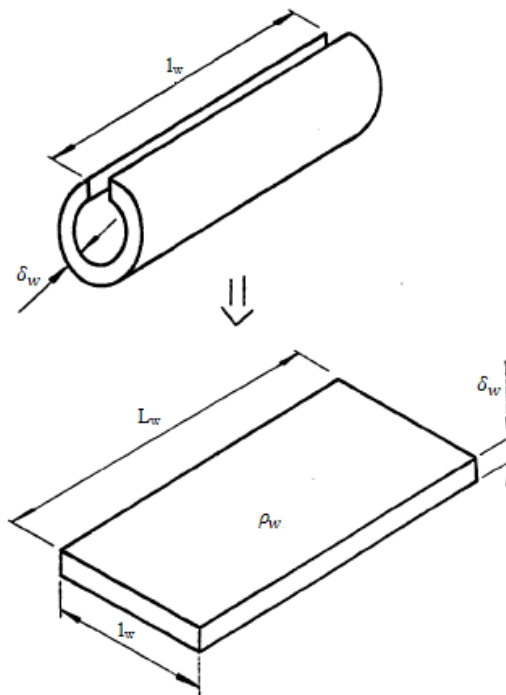


Figura 18 – Tubo equivalente transformado em barra retangular. [12]

Como a profundidade de penetração é muito pequena a diferença entre o diâmetro externo e interno do tubo é muito pequena l_w pode ser considerado o mesmo para a parte superior e inferior da barra retangular.

A resistência do tubo será, agora:

$$R_w = \rho_w \frac{L_w}{A_w} \quad (54)$$

Sendo: l_w – largura da barra retangular (antes comprimento do tubo).

L_w – comprimento da barra retangular em cm.

A_w – área da barra retangular em cm^2 .

$$e: \quad L_w = \pi \cdot d_w \quad A_w = l_w \cdot \delta_w$$

Pelo fato de a densidade de corrente ser maior na borda externa do tubo deve-se encontrar o comprimento do caminho da corrente (L'_w) como mostra a Figura 19.

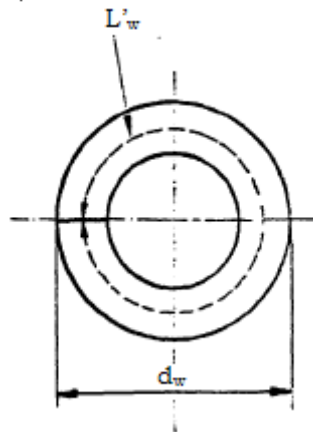


Figura 19 – Comprimento do caminho equivalente da corrente. [12]

O comprimento do caminho equivalente da corrente é dado pelo valor da circunferência externa multiplicada por K_{rw} , conhecido como fator de resistência da peça e obtido da Figura 20.

$$L'_w = L_w \cdot K_{rw} = \pi \cdot d_w \cdot K_{rw} \quad (55)$$

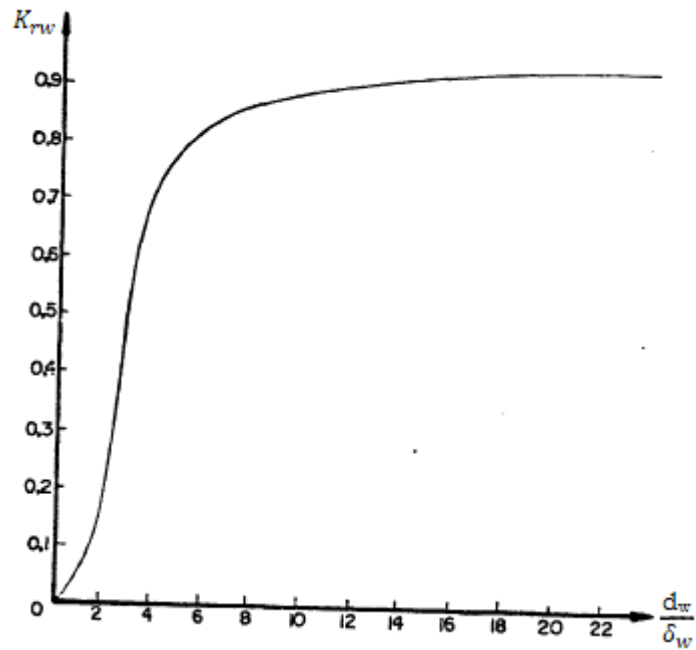


Figura 20 – Fator de resistência da peça. [12]

Outro efeito a ser compensado é o das bordas. No centro da peça o campo magnético é mais intenso que nas bordas dela.

No meio da peça as linhas de campo são paralelas enquanto que nas bordas são curvas. Este efeito faz com que menos corrente seja induzida nas bordas da peça e assim a potência é menor. Isto é equivalente a reduzir a resistência da peça de trabalho. Faz-se necessário então o uso de um fator de correção K_{sw} conhecido como fator de tamanho da bobina. Essa redução da resistência da peça pode ser traduzida como um aumento da área da barra retangular A_w pelo fator K_{sw} .

$$A'_w = \frac{A_w}{K_{sw}} = \frac{l_w \delta_w}{K_{sw}} \quad (56)$$

O fator de correção tamanho da bobina é dado pela Figura 21 em que d_c é o diâmetro interno da bobina e L o comprimento comum da bobina e peça de trabalho.

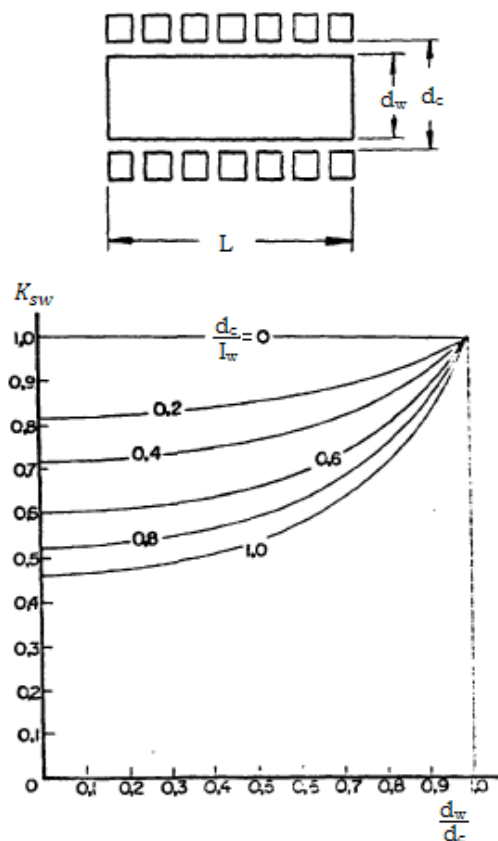


Figura 21 – Fator de correção tamanho da bobina. [12]

Deste modo a resistência efetiva do tubo equivalente, levando-se em conta o fator de resistência e o fator de tamanho da bobina, será:

$$R'_w = \rho_w \frac{L'_w}{A'_w} \quad (57)$$

Substituindo as equações (55) e (56) na equação anterior obtêm-se:

$$R'_w = \rho_w \frac{\pi \cdot d_w \cdot K_{rw} \cdot K_{SW}}{l_w \delta_w} \quad (58)$$

O sistema atua como um transformador em que a peça de trabalho atua como o secundário com uma só espira em curto. Esquemmatizando tem-se:

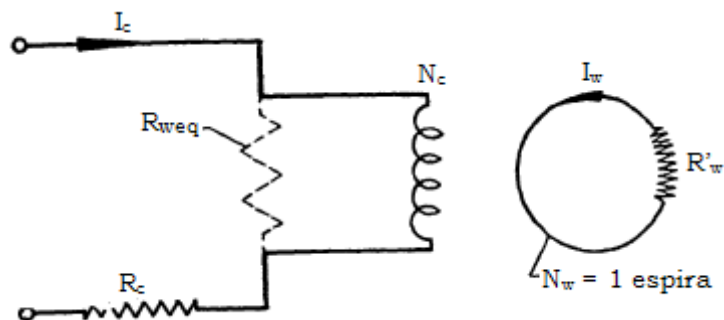


Figura 22 – Circuito elétrico equivalente. [12]

Onde:

N_c = número de espiras da bobina (ou primário do transformador)

N_w = número de espiras do secundário (peça de trabalho, uma espira)

Pela equação do transformador tem-se:

$$\frac{R_{weq}}{R'_w} = \left(\frac{N_c}{N_w}\right)^2 \quad (59)$$

Como $N_w = 1$:

$$R_{weq} = R'_w \cdot N_c^2 \quad (60)$$

A resistência equivalente refletida nos terminais da bobina (já multiplicada por 10^{-6} para ser dada em ohms) será;

$$R_{weq} = \frac{\rho_w \cdot \pi \cdot d_w \cdot N_c^2 \cdot K_{rw} \cdot K_{sw} \cdot 10^{-6}}{l_w \delta_w} \quad (61)$$

A potência dissipada na peça de trabalho é dada por:

$$P_w = I_c^2 \cdot R_{weq} \quad [W] \quad (62)$$

Então:

$$P_w = \frac{\rho_w \cdot \pi \cdot d_w \cdot N_c^2 \cdot I_c^2 \cdot K_{rw} \cdot K_{sw} \cdot 10^{-6}}{l_w \delta_w} \quad (63)$$

ou ainda:

$$P_w = \frac{V_c^2}{R_{weq}} \quad [W] \quad (64)$$

Onde:

$$I_c \cdot N_c = I_w \quad (65)$$

A equação (65) é a relação ampère-espira entre a bobina e a peça de trabalho.

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Este capítulo trata da descrição do sistema de aquecimento implementado desde o circuito eletroeletrônico até as especificações da bobina e núcleos utilizados. Também trata dos procedimentos seguidos para a obtenção dos dados simulados e práticos.

3.1. Descrição Geral do Sistema

O sistema de aquecimento desenvolvido é composto por uma bobina e um núcleo inserido no interior desta bobina. Quando uma corrente elétrica alternada é aplicada à bobina um campo magnético é gerado e este tem por efeito sobre o núcleo a indução de correntes chamadas de parasitas as quais, por efeito joule, provocam aquecimento. Simultaneamente um segundo fenômeno também será responsável pelo aumento de temperatura do núcleo, a rotação dos domínios magnéticos do aço originado pela inversão de polaridade do campo magnético em virtude da tensão alternada que percorre a bobina.

Para o controle da frequência da corrente elétrica aplicada à bobina foi implementado um circuito eletrônico gerador de tensão com frequência ajustável. O sistema eletrônico tem como objetivo elevar a frequência do sinal elétrico proveniente da rede elétrica, (220Vrms@60Hz), para frequências da ordem de kHz. A Figura 23 apresenta o diagrama de blocos do sistema.

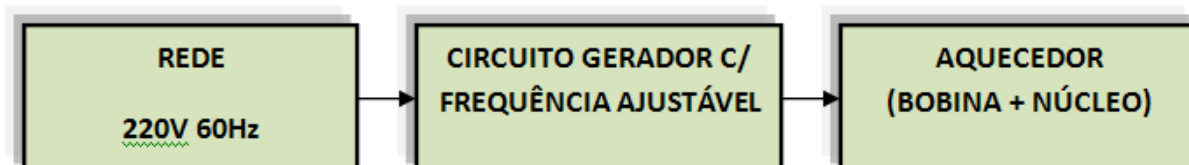


Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema

Através do circuito eletroeletrônico, a tensão senoidal da rede tem a sua frequência elevada e retificada. Posteriormente, esta é transformada em uma onda alternada quadrada antes de ser disponibilizada à carga.

3.2. Descrição dos Sistemas Eletroeletrônicos

A referência [10] traz em seu capítulo sobre conversores CC-CA algumas topologias de circuitos a transistor utilizados para converter um sinal contínuo em alternado. A topologia em meia-ponte com mosfets foi escolhida por sua simplicidade e bom desempenho para circuitos de baixa potência, como é o caso. Um circuito lógico foi utilizado para comando do chaveamento dos mosfets.

O circuito gerador responsável pela elevação da frequência do sinal elétrico da rede (também chamado inversor) teve como base um circuito utilizado para alimentação de uma bobina de tesla [5]. A bobina de tesla consiste em um tipo de transformador elevador de tensão com poucas espiras no primário e muitas no secundário ao contrário do proposto neste experimento em que há muitas espiras no primário (bobina indutora) e apenas uma no secundário (núcleo). Ainda assim o circuito mostrou-se perfeitamente adaptável à nova carga.

Em relação ao circuito original da referência [5] foram feitas algumas modificações em sua etapa de potência. O diodo originalmente denominado $D9$ (BYV27/400) posicionado entre os pinos V_{cc} e VB do IR2110 foi trocado pelo diodo MUR860 mais rápido que o anterior e com uma melhor resposta as frequências empregadas. Os mosfets originais BUZ326 foram substituídos por IRF740 também mais rápidos que os anteriores, com maior capacidade de corrente (10A) e que possuem um diodo em sua estrutura interna entre os terminais *dreno* e *source*. Este diodo interno permitiu que os diodos originais $D5$, $D6$ (STPS20T100), $D7$ e $D8$ (MUR840) utilizados como proteção ao circuito pudessem ser removidos.

O circuito resultante é mostrado na Figura 24. O circuito montado é mostrado na Figura 25.

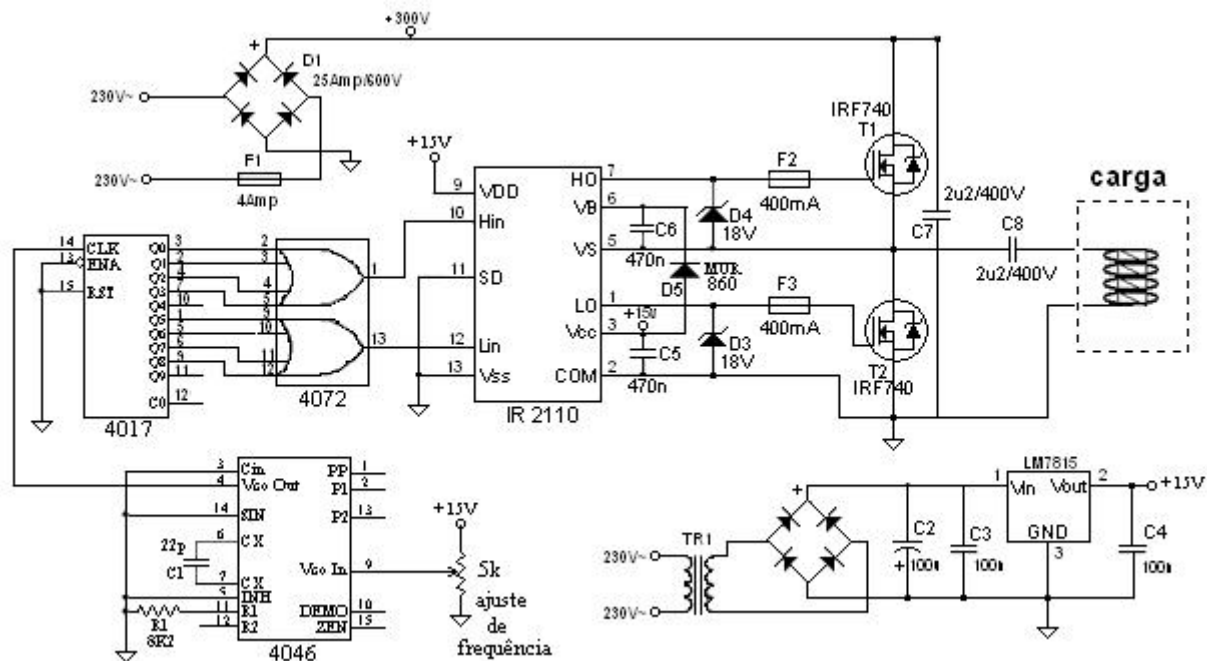


Figura 24 – Esquema elétrico do gerador implementado

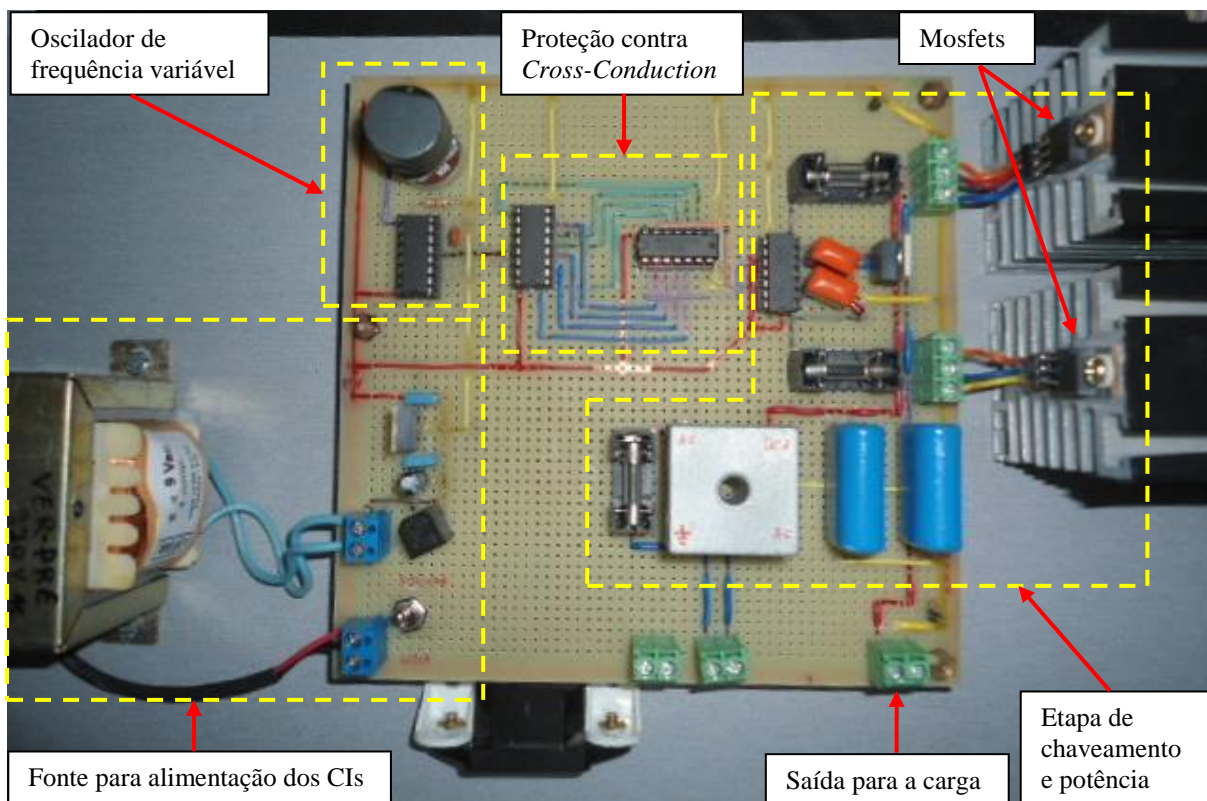


Figura 25 – Circuito montado

O correto funcionamento do circuito é importante para garantir a funcionalidade e segurança do sistema de aquecimento. O comportamento do inversor com e sem carga foi observado através das formas de onda de tensão em diversos pontos do circuito

3.2.1. Fonte para Alimentação dos CIs

Todos os circuitos integrados (CI) utilizados no circuito do gerador são da família CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) com tensão de alimentação de 15V. Em vista disto foi necessário incluir no esquema elétrico uma fonte que resultasse em um sinal contínuo de 15V.

Esta fonte consiste de um transformador 220V/ 2 x 9Vac 1A utilizado para rebaixar a tensão da rede de 220V para aproximadamente 18V, uma ponte retificadora, capacitores para linearização e filtragem do sinal elétrico e um regulador LM7815 que estabiliza o valor da tensão em 15V.

O esquema elétrico e sua montagem são mostrados na Figura 26.

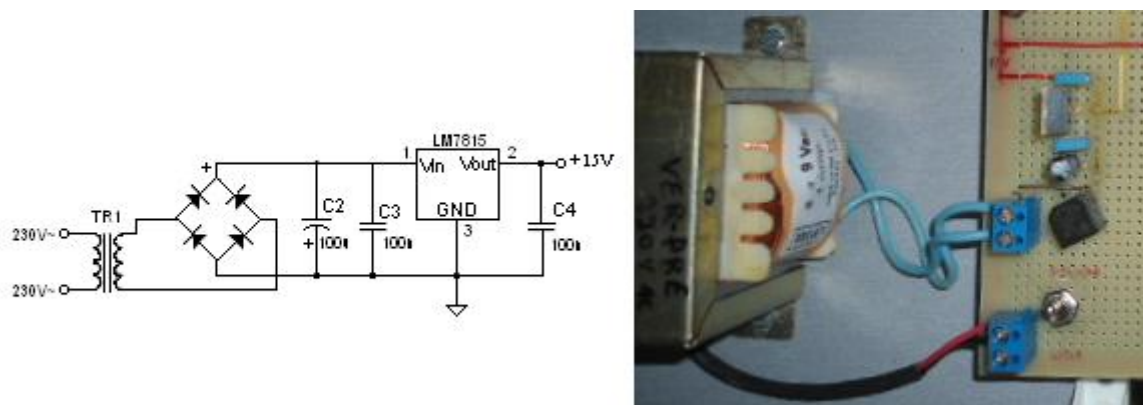


Figura 26 – Esquema elétrico e montagem fonte 15V

3.2.2. Oscilador de Frequência Variável

O oscilador foi implementado utilizando o CI CD4046BE que consiste em um *VCO (voltage-controlled oscillator)* no qual a frequência do sinal gerado é controlada através de uma tensão. A faixa de frequências é determinada pelos componentes externos *R1* e *C1*. O sinal pulsante é disponibilizado no pino *Vco Out* do CD4046BE e sua frequência é proporcional à tensão colocada no pino *Vco In*. Para variar a tensão em *Vco In* utilizou-se um potenciômetro de 5k Ω . O esquema elétrico e sua montagem são mostrados na Figura 27.

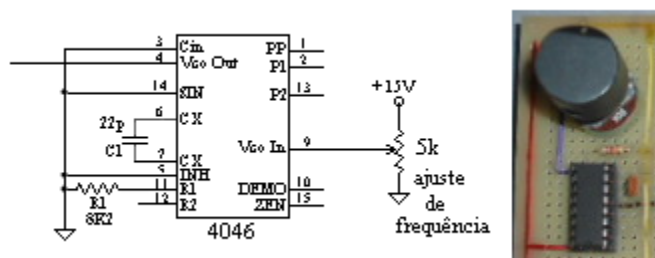


Figura 27 - Esquema elétrico e montagem do oscilador

3.2.3. Proteção Contra *Cross-Conduction*

A *cross-conduction* é uma situação indesejada neste tipo de circuito em que ambos os mosfets de potência estão em condução. Isto pode ocorrer devido a atrasos no desligamento de um deles o pode resultar em queima dos componentes.

Para prevenir este evento deve-se garantir um “tempo morto” entre o chaveamento dos mosfets em que ambos estejam desligados.

Esta condição é obtida fazendo uso do CI HCF4017BE que consiste em um contador de 10 bits sequencial e um CI CD4072BE que consiste em duas portas lógicas *OR* de quatro entradas. A Figura 28 mostra o diagrama de tempo do contador.

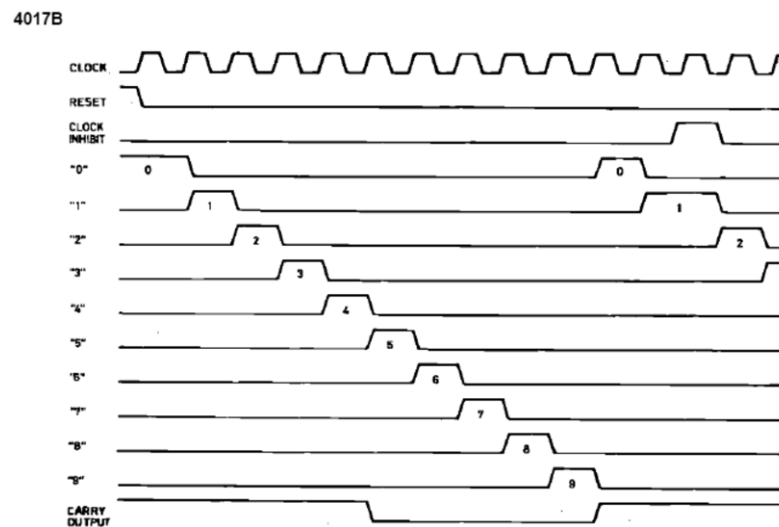


Figura 28 – Diagrama de tempo do contador sequencial HCF4017BE. [fonte: Data Sheet componente]

A saída do oscilador é conectada na entrada do HCF4017BE. Os bits 0-3 do contador são conectados às entradas de uma das portas *OR* do CD4072BE e os bits 5-8 são conectados às entradas da outra porta *OR*. Os bits 4 e 9 não são utilizados propositalmente.

Cada pulso do oscilador faz acionar sequencialmente uma saída do HCF4017BE. Cada porta *OR* mantém um nível lógico alto durante quatro ciclos do oscilador (bits 0-3 e bits 5-8), entre eles há um tempo morto durante 1 ciclo garantido pelos bits 4 e 9. Este comportamento é exemplificado na Figura 29. Posteriormente as saídas do CI CD4072BE serão utilizadas para comando de chaveamento dos mosfets de potência.

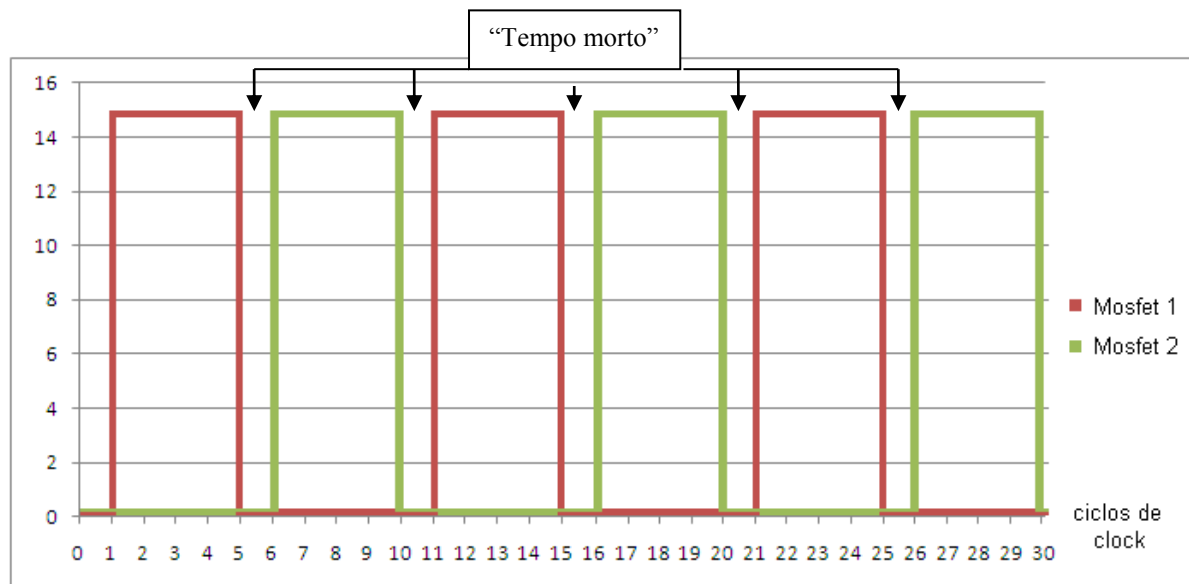


Figura 29– Comportamento circuito de proteção com “tempo morto”

O fato de se utilizar quatro ciclos de *clock* para cada acionamento e um de tempo morto faz com que a frequência de saída do circuito seja 10 vezes menor que a frequência gerada pelo circuito oscilador.

O esquema elétrico e sua montagem são mostrados na Figura 30.

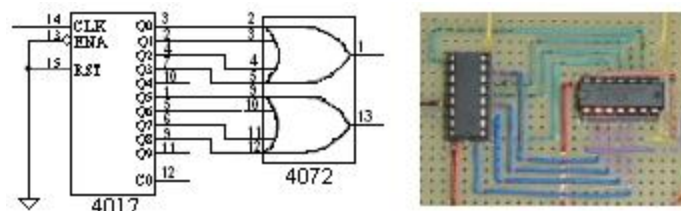


Figura 30 - Esquema elétrico e montagem do circuito de proteção com “tempo morto”

3.2.4. Chaveamento de Potência

O IR2110 é um CI próprio para realização de chaveamento de mosfets de potência. O sinal de entrada *Hin* controla o sinal de saída *Ho* que por sua vez é conectado ao *gate* do mosfet da parte superior do circuito T1. Analogamente o sinal *Lin* realiza a mesma tarefa com o sinal *Lo*, este conectado ao *gate* do mosfet T2.

O capacitor C5 serve como *buffer* para o *driver* do mosfet T2. Ele é carregado através do pino *Vcc* do IR2110 o qual está conectado à alimentação de 15V.

O capacitor C6 serve de *buffer* para a *driver* do mosfet T1. C6 é carregado através de D5 e T2, cada vez que T2 está em condução.

O diodo D5 deve ser do tipo ultrarrápido a fim de acompanhar a frequência de chaveamento e evitar superaquecimento do componente com consequente

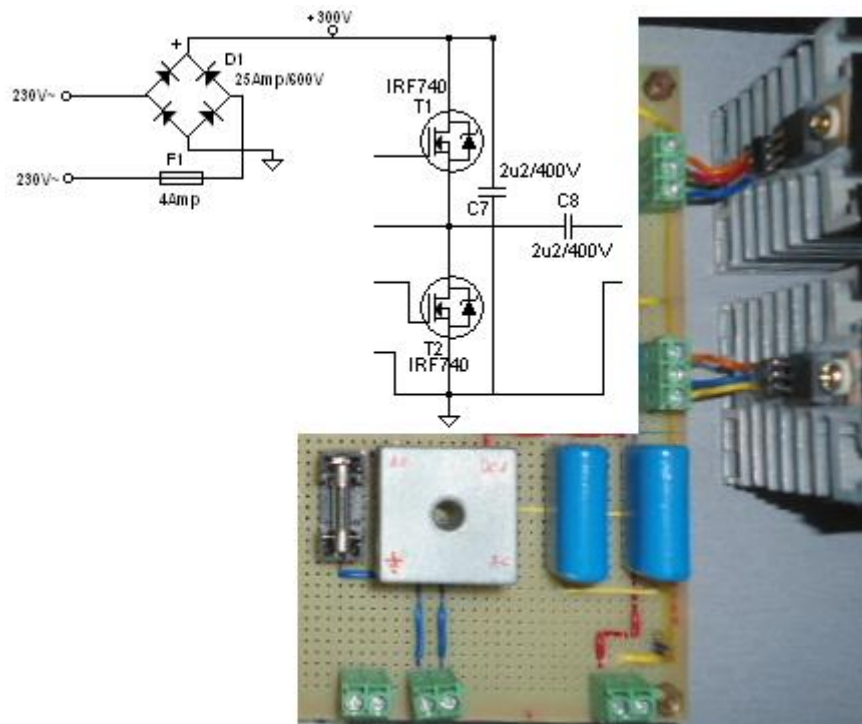


Figura 32 - Esquema elétrico e montagem do circuito de potência

3.3. Aquecedor

O aquecedor em si é formado pela bobina indutora em conjunto com o núcleo inserido em seu interior.

3.3.1. A Bobina Indutora

A bobina indutora é composta por 512 espiras de fio de cobre esmaltado AWG18 enroladas em um carretel de poliacetal.

Foram enroladas seis camadas de espiras sobrepostas. O número de espiras por camada varia de 85 a 87.

O procedimento para a definição do número de espiras é descrito na seção 3.3.2.

Para a construção da bobina optou-se usar fio esmaltado com bitola AWG18 por este suportar até 2,5 ampères o que confere robustez em relação à corrente que se espera circular pela bobina que é de aproximadamente 1 ampère.

O carretel foi confeccionado em poliacetal devido ao seu baixo custo, leveza ($1,41 \text{ g/cm}^3$), fácil usinagem e à sua resistência à temperatura de uso em curto período que é de 140°C e de longo período que é de 100°C [6].

A Figura 33 e a Figura 34 mostram as dimensões do carretel e a foto da bobina confeccionada.

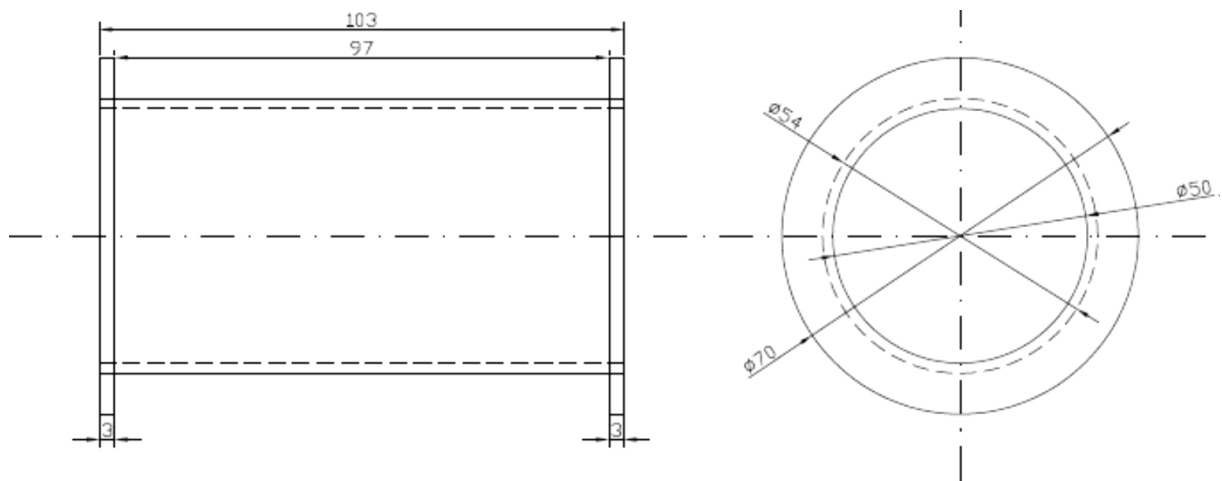


Figura 33 – Dimensões carretel da bobina

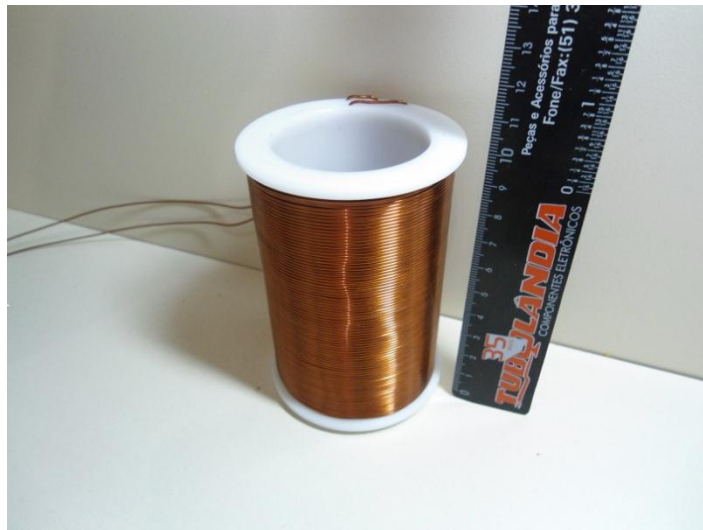


Figura 34 – Bobina indutora

3.3.2. Dimensionamento do Número de Espiras da Bobina

Di Stasi [7] apresenta um procedimento para dimensionamento de espiras de um forno de crisol, que vem a ser um forno para fundição de metais. O procedimento mostrou-se inadequado devido à falta de dados disponíveis para realizá-lo. O mesmo autor traz em seu capítulo sobre fornos de indução as equações 30, 34 e 40 as quais combinadas e manipuladas matematicamente resultaram em um número de espiras de 486.

As etapas deste dimensionamento são apresentadas a seguir:

Primeiramente foram definidos os valores para a corrente (I) e a potência útil (P_u) desejada.



$$I = 1A \text{ e } P_u = 100W.$$

Da equação (40) calcula-se o valor de R'' .

$$P_u = R'' \cdot I^2$$

$$100 = R'' \cdot 1^2 \quad | \quad R'' = 100\Omega$$

Utilizando a equação (34) pode-se isolar o número de espiras da bobina.

$$R'' = \frac{\pi \cdot D}{\delta \cdot h} \cdot \rho \cdot N^2$$

$$N = \sqrt{\frac{R'' \cdot \delta \cdot h}{\pi \cdot D \cdot \rho}} \quad (66)$$

Sendo: δ = profundidade de penetração das correntes parasitas no núcleo

h = altura comum da bobina e do núcleo. No caso 0,103m.

D = diâmetro externo do núcleo. No caso 0,04445m.

$\rho = \rho$ = resistividade elétrica do material do núcleo. Por exemplo, para o caso do aço SAE 1020 $\rho = 1,6 \times 10^{-7} \Omega \cdot m$

N = número de espiras da bobina

A profundidade de penetração é dada pela equação (30).

$$\delta = 5 \times 10^2 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}}$$

Sendo: f = frequência do sinal elétrico

μ = permeabilidade magnética do aço SAE 1020. No caso $\mu = 760 \text{ H/m}$

A profundidade de penetração foi calculada para as frequências de 200Hz, 2kHz e 20kHz compreendendo 3 ordens de grandeza, resultando nos valores abaixo.

$$f = 200\text{Hz} \rightarrow \delta = 5,13 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$f = 2\text{kHz} \rightarrow \delta = 1,62 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$f = 20\text{kHz} \rightarrow \delta = 5,13 \times 10^{-5} \text{ m}$$

Utilizando a equação (66) foi estimado um número de espiras para cada valor de frequência. Os resultados são mostrados a seguir:

$$f = 200\text{Hz} \rightarrow N = 486 \text{ espiras}$$

$$f = 2\text{kHz} \rightarrow N = 273 \text{ espiras}$$

$$f = 20\text{kHz} \rightarrow N = 154 \text{ espiras}$$

Optou-se então por confeccionar a bobina levando em conta àquele que seria o pior caso em que o maior número de espiras fosse necessário para atingir os valores de corrente e potência estipulados. Baseado neste critério, 486 é o número de espiras que deve ser utilizado.

Este método utilizado para dimensionar a quantidade de espiras é apenas uma estimativa, até porque como se pretende testar diferentes frequências dever-se-ia variar a bobina para que esta atendesse ao método, algo inviável ao propósito do experimento.

O número de espiras da bobina (512) não é o mesmo resultante do cálculo (486), pois se optou por adaptar este valor à altura do carretel (mostrado na Figura 33) a fim de obterem-se camadas uniformes de espiras que preenchessem toda esta dimensão (97 mm).

O aumento da quantidade de espiras aumenta a magnetização gerada, logo se a magnetização é tal para as frequências baixas, ela será maior ainda nas frequências altas potencializando os efeitos de indução eletromagnética.

3.3.3. Previsão de Comprimento do Fio e Peso da Bobina

O cálculo para estimar o comprimento de fio necessário para a confecção da bobina consiste em multiplicar o perímetro médio de uma espira pelo número total de espiras que é 512. O comprimento do fio da bobina foi estimado através da equação (67).

$$Comp = 2 \cdot \pi \cdot r_{med} \cdot espiras \quad (67)$$

O diâmetro interno da bobina é 54 mm. Da tabela do Anexo A tem-se que o diâmetro do fio esmaltado AWG18 é 1,024 mm. Foram enroladas seis camadas de espiras, logo o diâmetro máximo que a bobina pode alcançar é $54 + 6 \times 1,024 = 60,144$ mm. Como este cálculo é apenas uma estimativa não se levou em conta que cada espira a partir da segunda camada tende a acomodar-se no vão entre duas espiras da camada anterior e deste modo a espessura total da bobina é ligeiramente menor que o diâmetro do fio multiplicado pelo número de camadas de espira, para este caso.

Assumindo então 54 mm como D_{min} e 60,14 mm como $D_{máx}$ tem-se um $D_{méd}$ de 57,072 mm que por sua vez resulta num $r_{méd}$ de 28,536 mm = 0,028536 m.

Substituindo os valores na equação (23) tem-se:

$$Comp = 2 \cdot \pi \cdot 0,028536 \cdot 512 \quad | \quad Comp = 91,80 \text{ metros}$$

Já o cálculo do peso da bobina (desconsiderando o peso do carretel de poliacetal) consiste de um simples cálculo proporcional levando em conta o peso de certo comprimento do fio.

Da tabela do Anexo A define que 1000 metros de fio AWG18 pesam 7,3 kg. Assim:

$$Peso_{est.bobina} = 7,3 \cdot 91,80 / 1000 \quad | \quad Peso_{est.bobina} = 0,67 \text{ Kg}$$

3.3.4. O Núcleo Ferromagnético

O material do núcleo é o aço carbono SAE 1020. Este material é ferromagnético, portanto tanto o efeito das correntes parasitas como o da histerese magnética provocará aquecimento.

Para fins de experimento também foi verificado o desempenho de um núcleo de alumínio maciço. Este material é paramagnético e, portanto, não sofre o efeito de histerese magnética.

Foram utilizados três diferentes perfis de núcleo. Um núcleo maciço, um núcleo vazado e, por fim, um núcleo com 9 furos.

As dimensões e o material usinado de cada perfil de núcleo são mostrados da Figura 35 a Figura 40.

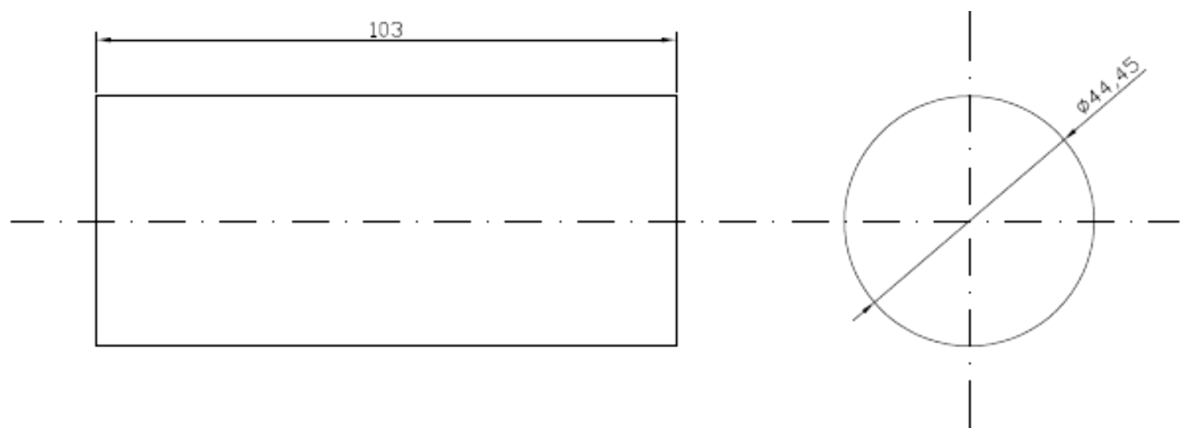


Figura 35 – Dimensões núcleo maciço



Figura 36 – Núcleo maciço usinado

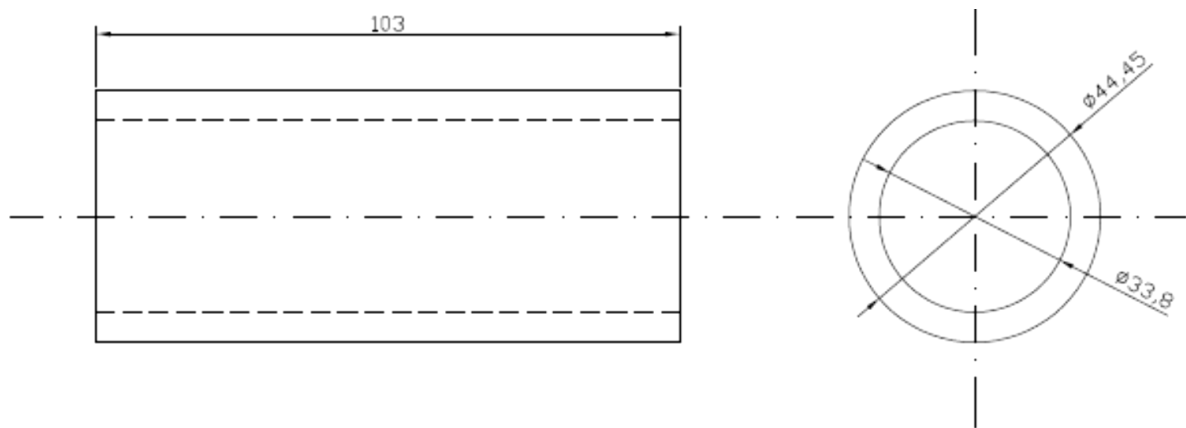


Figura 37 – Dimensões núcleo vazado

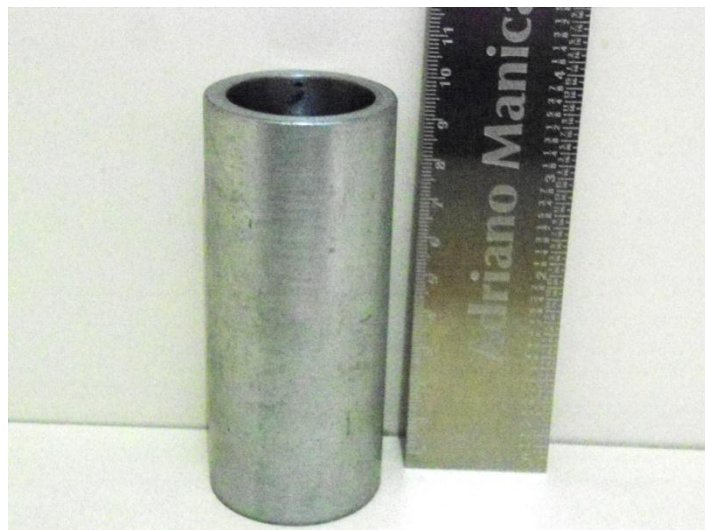


Figura 38 – Núcleo vazado usinado

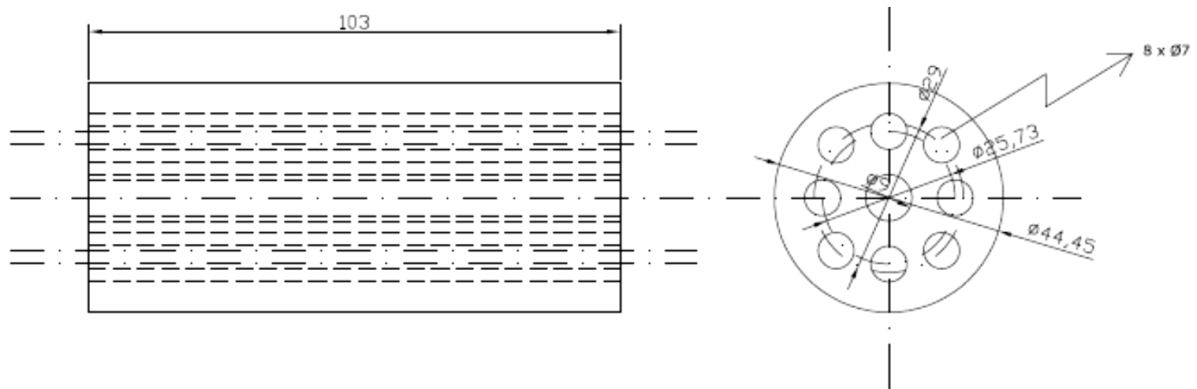


Figura 39 – Dimensões núcleo com 9 furos



Figura 40 – Núcleo com 9 furos usinado

As massas das cargas resultaram conforme mostrado na Tabela 2.

Tabela 2 – Massas da Bobina e Núcleos pesados em Balança Eletrônica

Peças	Massa (Kg)
Bobina ⁽¹⁾	0,780
Núcleo Aço 1020 Maciço	1,250
Núcleo Aço 1020 Vazado	0,520
Núcleo Aço 1020 9 Furos	0,940
Núcleo Alumínio Maciço	0,435

(1) Bobina de fio de cobre + carretel de poliacetal.

3.4. Simulações

Para as simulações de densidade de fluxo magnético e correntes parasitas nos núcleos foi utilizado o *software* FEMM 4.2. O objetivo das simulações foi estimar qualitativamente o desempenho entre os três perfis de núcleo de aço

utilizados bem como a influência da frequência na magnitude das correntes parasitas induzidas.

Em todas as simulações considerou-se que a bobina era percorrida por uma corrente de 1A. Para cada perfil de núcleo foram simulados três valores de frequência compreendendo a três ordens de grandeza 0,2kHz, 2kHz e 20kHz. O sistema foi simulado em corte em duas dimensões conforme Figura 41 correspondendo, da esquerda para a direita ao núcleo maciço, vazado e múltiplos furos. Os retângulos externos em cada figura referem-se à bobina. A fronteira do modelo era circular centrada no ponto central da linha vermelha de cada modelo com raio aproximado de dez vezes a maior dimensão do núcleo. A esta fronteira foi atribuída o potencial zero. Após a etapa de desenho do modelo foram relacionados os materiais correspondentes a cada parte do modelo desenhado, no caso, Ar, cobre 18 AWG para a bobina com 512 espiras e aço 1020 para os núcleos.

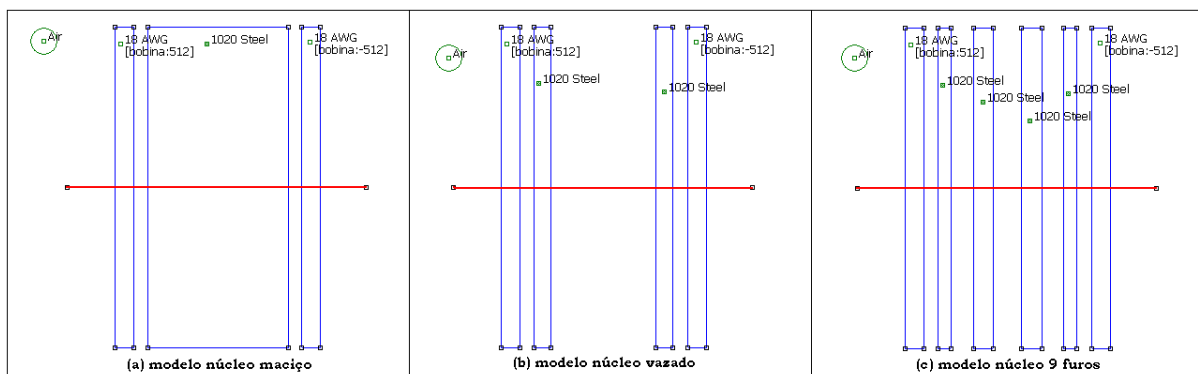


Figura 41 – Corte longitudinal dos sistemas simulados.

O tamanho da malha de simulação foi de 0,1 nas regiões dos núcleos, 1 na bobina e 11 no ar. A magnitude das correntes parasitas foi obtida ao longo da linha vermelha em cada simulação e mostrada em forma de gráfico sendo as abscissas o comprimento da linha vermelha e as ordenadas a magnitude das correntes.

A densidade de fluxo em cada simulação é representada em escala de cores de acordo com a legenda à direita de cada simulação.

3.5. Obtenção dos Dados Práticos

A tensão chaveada (senoidal, posteriormente retificada, estabilizada e então chaveada em uma onda quadrada) foi disponibilizada ao circuito através de um varivolt. O varivolt é um autotransformador que permite variar a tensão em seus

terminais de saída de 0 a 100% da tensão com a qual é alimentado. Os dados práticos foram obtidos com a tensão de saída do varivolt a 100%.

As medidas de temperatura foram obtidas através de termopar conectado a multímetro próprio para este fim e através do dispositivo “MyPCLab” o qual permite a leitura de 2 termopares ao mesmo tempo, exportando os dados lidos em função do tempo para um arquivo Excel e o acompanhamento das leituras em tempo real por meio do software que acompanha o equipamento.

O terminal do termopar foi preso à lateral externa de cada núcleo por fita isolante, e nas superfícies internas nos casos dos núcleos vazado e 9 furos. As tensões e correntes foram obtidas através de multímetros e osciloscópio. Os dados foram obtidos seguindo os procedimentos abaixo.

Nos testes, inicialmente a frequência de 6 kHz foi fixada no gerador de sinal alternado como frequência de chaveamento. A tensão, na forma de uma onda quadrada com esta frequência, foi então aplicada à carga fazendo uma corrente circular pela bobina a qual deu origem a um campo magnético proporcional ao valor desta corrente induzindo as correntes parasitas e a inversão dos domínios magnéticos no núcleo que por sua vez ocasionaram o seu aquecimento.

Para a frequência em teste foi considerada a respectiva elevação de temperatura atingida ao longo de aproximadamente 6 minutos de ensaio, valor da corrente que percorria a bobina, a tensão sobre a carga e a tensão e corrente de entrada do circuito.

Em seguida a frequência da tensão foi diminuída e os mesmos dados foram anotados.

Repetiu-se este procedimento para as frequências de 5, 4, 3, 2, 1,5, 1 e 0,7 kHz no caso dos núcleos de aço SAE 1020 e para as frequências de 5, 4,5 e 4 kHz no caso do núcleo de alumínio. Os valores de frequência utilizados para o núcleo de alumínio só vão até 4 kHz pois frequências abaixo desta resultam numa corrente de excitação superior ao limite do fio AWG18 que é 2,5 A podendo ocasionar superaquecimento do fio de cobre da bobina e queima da isolação do fio inutilizando a bobina. Os valores de frequência para o aço SAE 1020 foram escolhidos para garantir uma ampla gama de frequências. Verificou-se que frequências acima de 6 kHz não produziam resultados significativamente relevantes comparados as frequências testadas imediatamente mais baixas.

Os dados coletados nos ensaios produziram os gráficos elevação de temperatura x tempo em que o desempenho de cada núcleo é avaliado para as diferentes frequências utilizadas. Os dados de tensão e corrente de entrada do circuito e na carga e a foram utilizados para cálculos de potência elétrica do sistema.

Os núcleos também foram avaliados entre si levando em conta seu aquecimento para uma mesma frequência de referência. No caso, fez-se isso primeiramente com 1 kHz e depois com 0,7 kHz no caso do aço SAE 1020 e 4,5 e 4 kHz respectivamente no caso do alumínio o que resultava num valor de corrente na carga próximo aos dos demais núcleos. Nestas frequências o tempo de ensaio foi estendido.

Também foi realizado um teste de aquecimento de água. O seguinte procedimento foi seguido. Para o teste, utilizou-se uma caixa de isopor como reservatório na qual foram conectadas duas mangueiras em alturas diferentes. As pontas destas mangueiras foram conectadas ao orifício do núcleo vazado através de buchas. No reservatório foram depositados 6 litros de água. Uma bomba de aquário foi utilizada para garantir a circulação de água do sistema. Ao ligar a excitação da bobina o aquecimento gerado no núcleo é parcialmente transferido a água em contato com este em seu interior. A bomba foi conectada à mangueira na parte baixa do reservatório enviando a água para o aquecedor. A água aquecida retorna pela outra mangueira entrando pela parte alta do reservatório. Utilizaram-se calços para manter o núcleo centralizado dentro da bobina. A Figura 42 ilustra o sistema.

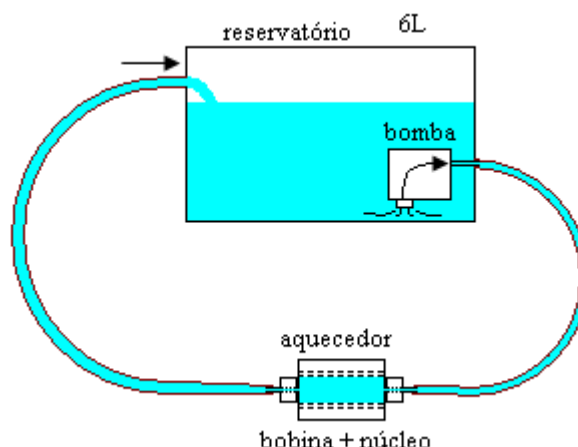


Figura 42 – Sistema para aquecimento de água.

Ao longo do período de ensaio foram monitoradas as temperaturas da água na entrada e saída do aquecedor, para isso foram feitos furos nas mangueiras e inseridos dois termopares que ficaram em contato com a água. Também foram

medidos a temperatura externa do núcleo a cada 300 segundos (5 minutos), as tensões e correntes na entrada e na carga e o fator de potência na carga.

As medições resultaram no gráfico temperatura x tempo das três medidas térmicas apuradas e nos cálculos de potência do sistema.

3.6. Equipamentos Utilizados

- 1- Multímetro Agilent True RMS, modelo U1231A. n° de série MY52320001. Utilizado para medições de tensão e resistência.
- 2- Multímetros Fluke True RMS, modelo 115. n° de série 18962262 e 20772579. Utilizados para medições de corrente.
- 3- Varivolt tipo VM 230, fabricante Soc. Técnica paulista, 12,5A, 3kVA máximo.
- 4- Osciloscópio digital Tektronix, modelo TDS 1001C-30EDU, n° de série C010266. Utilizado para medições de frequência e obtenção de formas de onda e cálculo de fase.
- 5- Ponte RLC Minipa, modelo Mx-1001, n° de série 100100096. Utilizado para medições de indutância.
- 6- Multímetro Minipa – APPA, modelo ET-2800, n° de série 57 2800000602. Utilizado para medições de temperatura. (amarelo)
- 7- Multímetro Minipa, modelo ET-1110 DMM, n° de série EBT111016505. Utilizado para medições de temperatura.
- 8- Data Logger “MyPCLab”, fabricante Novus, n° de série 09039007.

4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Este capítulo trata dos resultados alcançados com o sistema de aquecimento indutivo. Primeiramente são apresentados os resultados do circuito inversor de frequência. Após, é realizada a modelagem da impedância do sistema em função da frequência elétrica empregada e prevista a magnitude da corrente de excitação da bobina. Por fim são apresentados os resultados do aquecimento alcançado nos testes realizados com e sem água.

4.1. Resultados do Circuito Inversor de Frequência

Na Tabela 3 são apresentados os resultados alcançados do circuito inversor de frequência através de imagens das formas de onda geradas e capturadas com auxílio de um osciloscópio digital.

Figura A - Saída do oscilador (azul) X Uma saída do contador 4017 (laranja). Uma saída do contador é acionada a cada dez pulsos do oscilador.

Figura B - Saída do oscilador (azul) X Uma saída OR do 4072 (laranja). Cada saída OR permanece quatro pulsos do oscilador em nível alto e seis em nível baixo. A relação de frequência é de dez vezes.

Figura C - Uma saída do contador 4017 (azul) X Uma saída OR do 4072 (laranja). Cada saída OR permanece em nível alto durante quatro bits sucessivos do contador e em nível baixo os outros seis bits.

Figura D - Duas saídas OR do 4072. Observar o “tempo morto” entre os níveis altos.

Figura E - Saídas do IR2110. Leve distorção é percebida devido à frequência relativamente baixa.

Figura F - Uma saída do IR2110 (laranja). Responsável pelo chaveamento da parte negativa da onda. X Tensão de saída do circuito (azul).

Figura G - Tensão de entrada do circuito. Apenas para fins de comparação com a saída.

Figura H - Tensão e corrente em carga indutiva. A tensão (azul) está atenuada 10x via ponteira. Observa-se que a tensão é bastante distorcida.

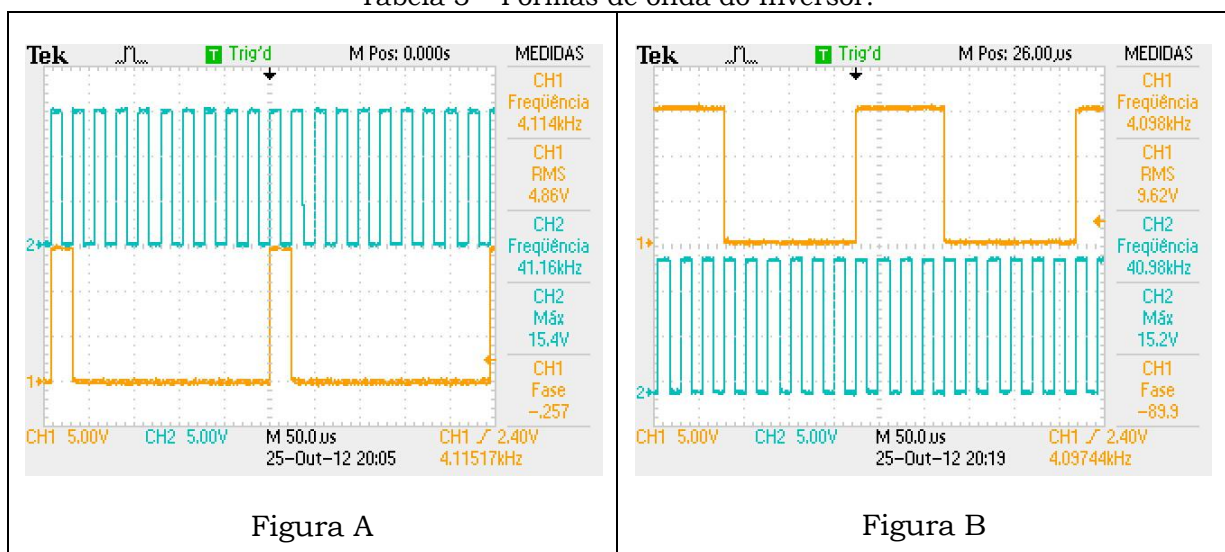
Figura I - Tensão e corrente na carga com frequência próximo a 700 Hz . A tensão (laranja) está atenuada 10x via ponteira. Observa-se que a tensão é bastante distorcida nesta frequência.

Figura J – Envoltória na tensão (azul) e corrente (laranja)

Pelas imagens o circuito inversor de frequência comporta-se conforme o esperado apresentando algumas distorções em frequências abaixo de 1 kHz que não chegam a comprometer o bom funcionamento do circuito.

Notou-se que próximo das frequências onde ocorriam os maiores valores de corrente eficaz na bobina a tensão de saída originalmente quadrada ficava bastante distorcida e surgia uma envoltória no sinal como se vê nas Figuras I e J da Tabela 3.

Tabela 3 – Formas de onda do Inversor.



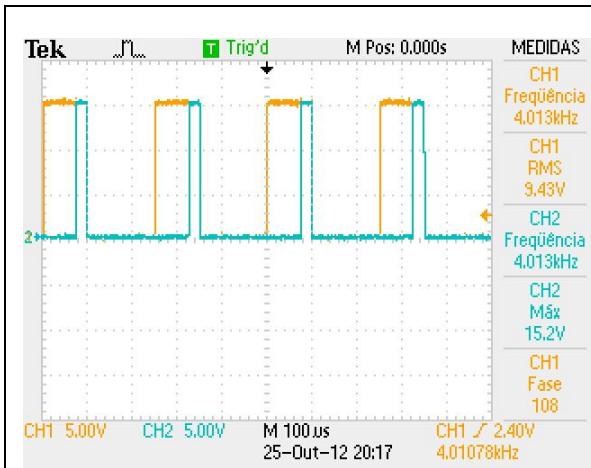


Figura C

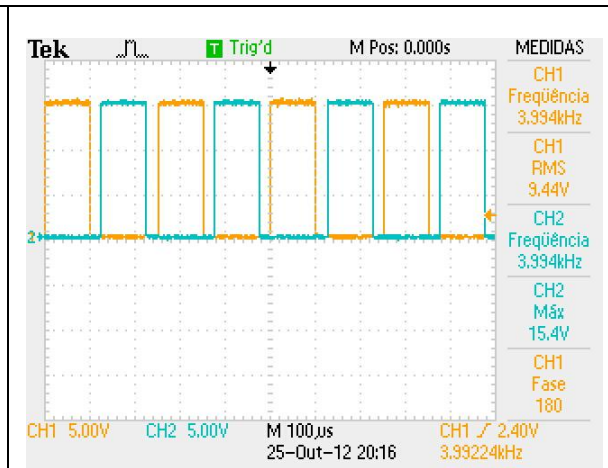


Figura D

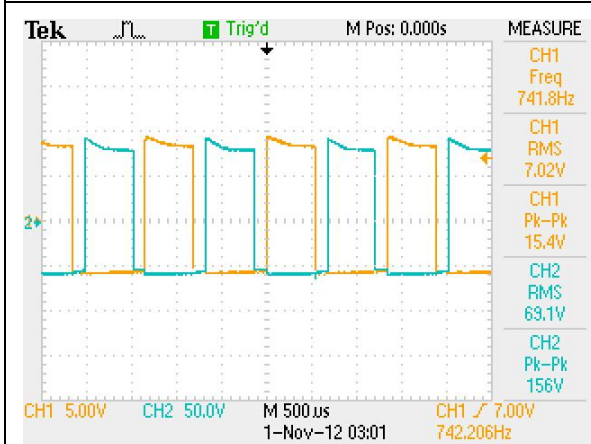


Figura E

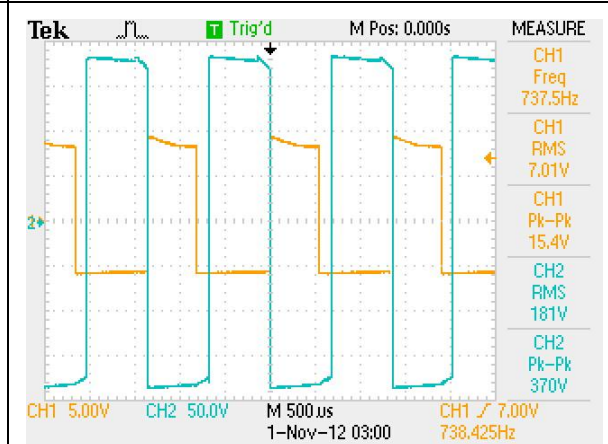


Figura F

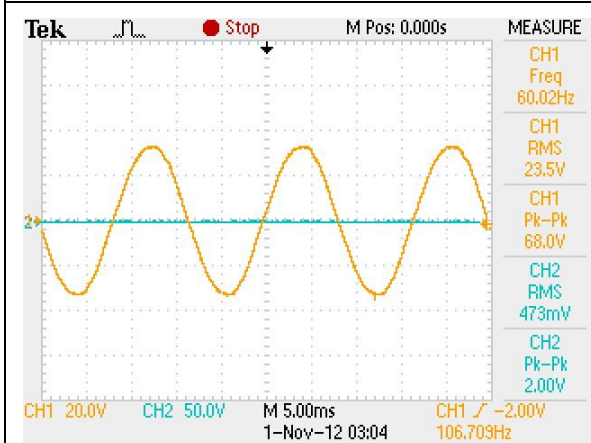


Figura G

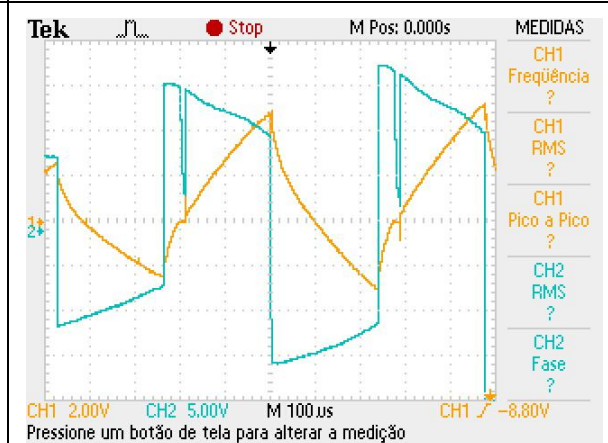
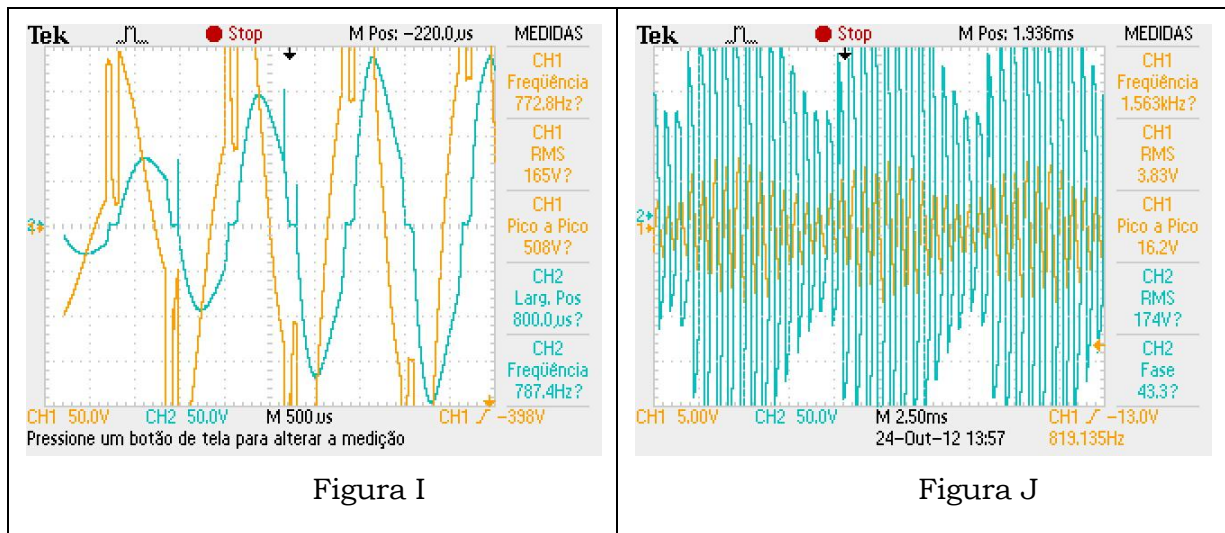


Figura H



4.2. Medições da Bobina e Shunt

A carga é formada pela bobina com um núcleo inserido em seu interior. Além disso, foi utilizado um resistor *shunt* em série com a bobina com a finalidade de visualizar as formas de onda da corrente que percorreu a bobina. Com isso, em cada experimento o aquecedor foi composto pelo conjunto bobina e núcleo mais o resistor *shunt* em série. Este resistor foi composto pela associação de três resistores em paralelo, um de 24 Ω / 50 W e dois de 15 Ω / 15 W.

Na Tabela 4 seguem os valores medidos de resistência e indutância obtidos antes de conectar os componentes ao circuito.

Tabela 4 – Medições da bobina e resistor *shunt*

L Bobina (H)	Sem Núcleo	0,006814 H
	Núcleo Maciço	0,0128 H
	Núcleo Vazado	0,0127 H
	Núcleo Múltiplos Furos	0,01642 H
	Núcleo Alumínio Maciço	0,003767 H
R Bobina (Ω)		2,33 Ω
R Shunt (Ω)		5 Ω

L Shunt (H)		< 1 μ H
L Bobina + Shunt (H)	Sem Núcleo	0,006814 H
	Núcleo Maciço	0,0128 H
	Núcleo Vazado	0,0127 H
	Núcleo Múltiplos Furos	0,01642 H
	Núcleo Alumínio Maciço	0,003767 H
R Bobina + Shunt (Ω)		7,12 Ω

4.3. Valores Teóricos de Resistência Equivalente, Impedância e Corrente da Carga

A impedância e a corrente na carga foram estimadas tomando por base as equações (30), (35) a (38) seguindo o procedimento que consta na referência [7].

Apesar de o capacitor C8 não ser considerado carga do circuito, assim como a bobina, ele sofre a influência da tensão alternada resultante do chaveamento dos mosfets. Por esta razão, deve-se levar em conta a reatância capacitiva deste elemento quando se prever a corrente que fluirá pela bobina.

Considerou-se que a tensão máxima sobre o conjunto capacitor, shunt e bobina era de 250 Vrms.

Os valores teóricos e curvas obtidas são apresentados a seguir.

R [Ω] – resistência equivalente teórica do núcleo refletida ao primário somada a resistência equivalente teórica do primário .

X [Ω] – reatância do núcleo refletida ao primário.

Xc [Ω] – reatância do capacitor C8.

XL [Ω] – reatância da bobina com núcleo (calculada com base nos valores de indutância medidos).

Z [Ω] – impedância total.

Ief [A] – corrente prevista na carga.

Tabela 5 – Impedâncias em algumas frequências.

	frequência (Hz)																	
	700						1000						2000					
	R	X	Xc	X _L	Z	lef	R	X	Xc	X _L	Z	lef	R	X	Xc	X _L	Z	lef
Aço 1020 maciço	121,11	126,39	103,35	56,30	150,78	1,658	144,88	152,48	72,34	80,42	221,10	1,131	205,17	220,75	36,17	160,85	405,45	0,617
Aço 1020 vazado	121,11	126,39	103,35	55,86	150,55	1,661	144,88	152,48	72,34	79,80	220,65	1,133	205,17	220,75	36,17	159,59	404,38	0,618
Aço 1020 9 furos	121,11	126,39	103,35	72,22	159,74	1,565	144,88	152,48	72,34	103,17	238,13	1,050	205,17	220,75	36,17	206,34	444,85	0,562
alumínio maciço	3,27	7,94	103,35	16,57	79,52	3,144	3,92	10,91	72,34	23,67	39,34	6,354	5,57	20,54	36,17	47,34	34,15	7,321
bobina (sem núcleo)	0,00	0,00	103,35	29,97	73,72	3,391	0,00	0,00	72,34	42,81	30,38	8,230	0,00	0,00	36,17	85,63	49,97	5,003

Tabela 6 - Impedâncias em algumas frequências.

	frequência (Hz)																	
	3000						4000						5000					
	R	X	Xc	X _L	Z	lef	R	X	Xc	X _L	Z	lef	R	X	Xc	X _L	Z	lef
Aço 1020 maciço	251,43	275,17	24,11	241,27	556,09	0,450	290,44	322,41	18,09	321,70	693,14	0,361	324,80	365,07	14,47	402,12	822,65	0,304
Aço 1020 vazado	251,43	275,17	24,11	239,39	554,42	0,451	290,44	322,41	18,09	319,19	690,87	0,362	324,80	365,07	14,47	398,98	819,78	0,305
Aço 1020 9 furos	251,43	275,17	24,11	309,51	617,32	0,405	290,44	322,41	18,09	412,68	776,29	0,322	324,80	365,07	14,47	515,85	927,85	0,269
alumínio maciço	6,83	29,95	24,11	71,01	78,10	3,201	7,90	39,26	18,09	94,68	116,82	2,140	8,84	48,50	14,47	118,34	153,21	1,632
bobina (sem núcleo)	0,00	0,00	24,11	128,44	104,57	2,391	0,00	0,00	18,09	171,25	153,33	1,630	0,00	0,00	14,47	214,07	199,73	1,252

Analisando as Tabelas 5 e 6 verifica-se que a resistência e reatância equivalentes do núcleo R e X crescem na medida em que a frequência se eleva. Frequências mais elevadas diminuem a profundidade de penetração das correntes parasitas no núcleo diminuindo a área ativa da peça aumentando sua resistência e reatância elétrica.

A reatância do capacitor X_c possui valores mais altos nas menores frequências diminuindo com o aumento da frequência, comportamento inverso ao da reatância X_L .

A impedância total considerando todas as resistências e reatâncias a partir dos 700 Hz aumenta com a elevação da frequência fazendo com que a corrente eficaz que circula na carga seja cada vez menor. Observa-se também que a impedância do núcleo de alumínio é muito inferior a dos núcleos de aço fazendo a corrente ser bem mais elevada neste núcleo. No cálculo, que seguiu a equação (50), a resistência medida da bobina + shunt, que consta na Tabela 4, foi somada a resistência equivalente do núcleo R assim como foram somadas as reatâncias X e X_L para compor a reatância indutiva da carga.

As Figuras 43 a 44 ilustram a magnitude das impedâncias e das correntes ao longo da frequência.

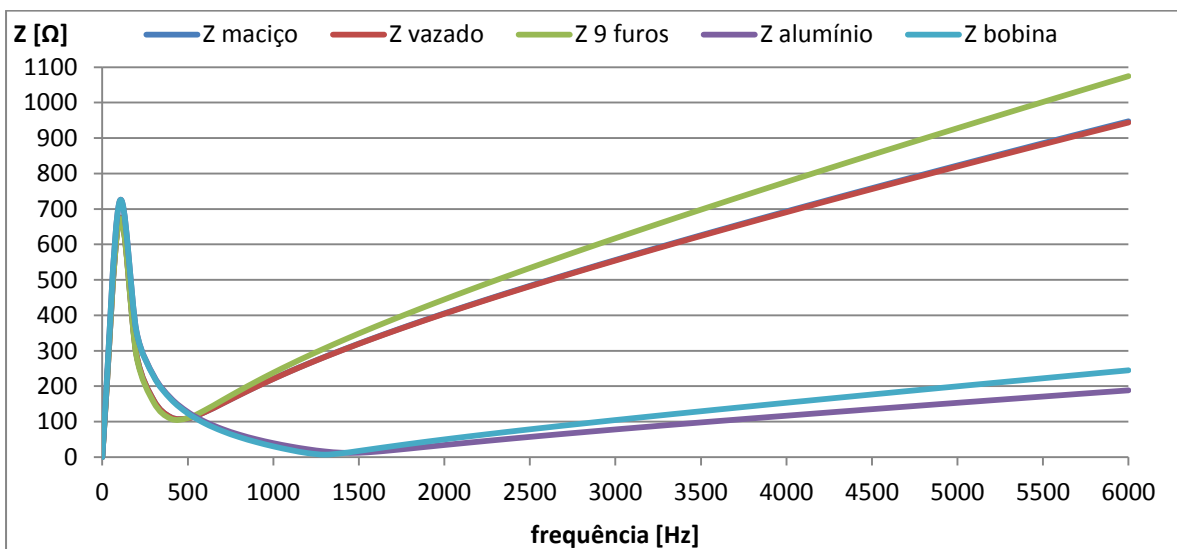


Figura 43 – Impedância total Z .

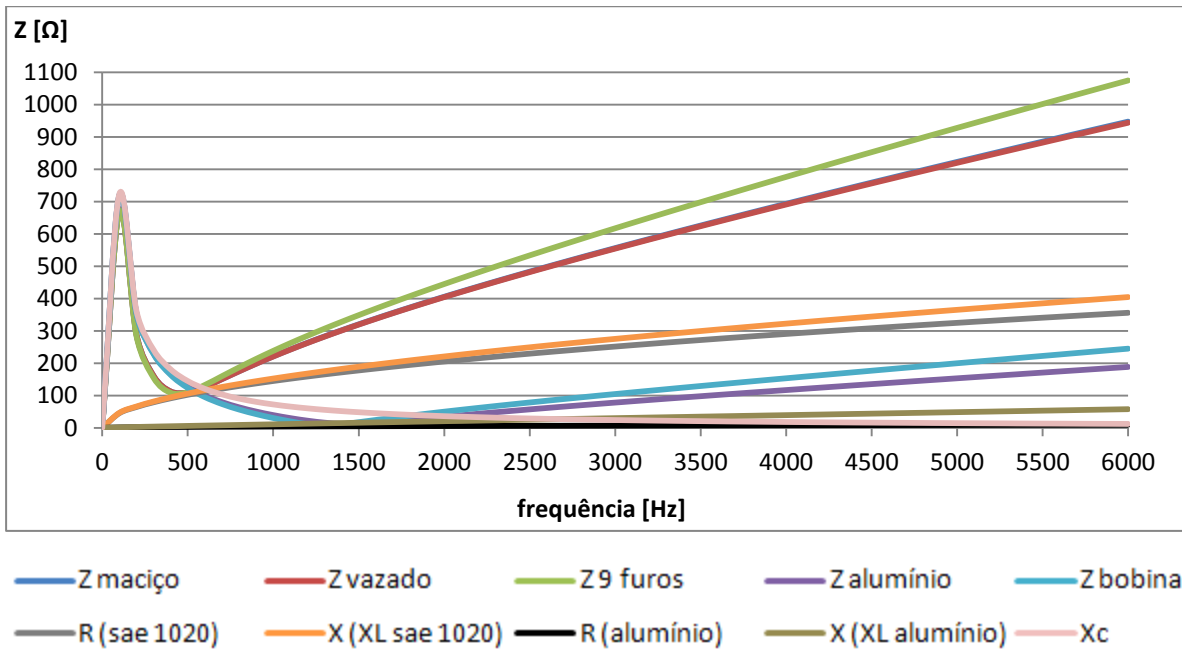


Figura 44 – Impedâncias, resistências e reatâncias da carga.

A Figura 43 mostra que a impedância total RLC possui um pico quando a frequência é baixa, devido à alta impedância do capacitor $C8$. Este pico se dá nas frequências logo acima de zero. No gráfico ele está um pouco afastado do zero devido ao fato de que o primeiro ponto calculado ter sido 100 Hz. Verifica-se que a impedância vai diminuindo até atingir um nível mínimo próximo dos 500 Hz no caso dos núcleos de aço onde a impedância corresponde unicamente à parte puramente resistiva da carga como se vê na Figura 44. Este ponto é a frequência de ressonância do circuito e é onde se dá a maior corrente eficaz da carga. Na frequência de ressonância as reatâncias capacitiva e indutiva possuem a mesma magnitude e se anulam fazendo a impedância ser puramente resistiva. Para o alumínio esta frequência encontra-se por volta de 1500 Hz quando a impedância é quase zero.

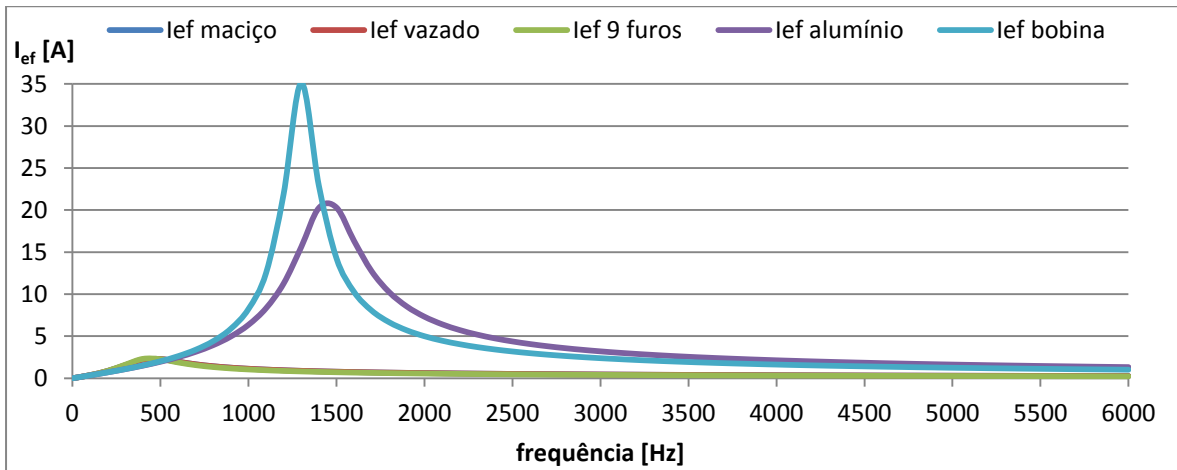


Figura 45 – Corrente eficaz na carga ao longo da frequência.

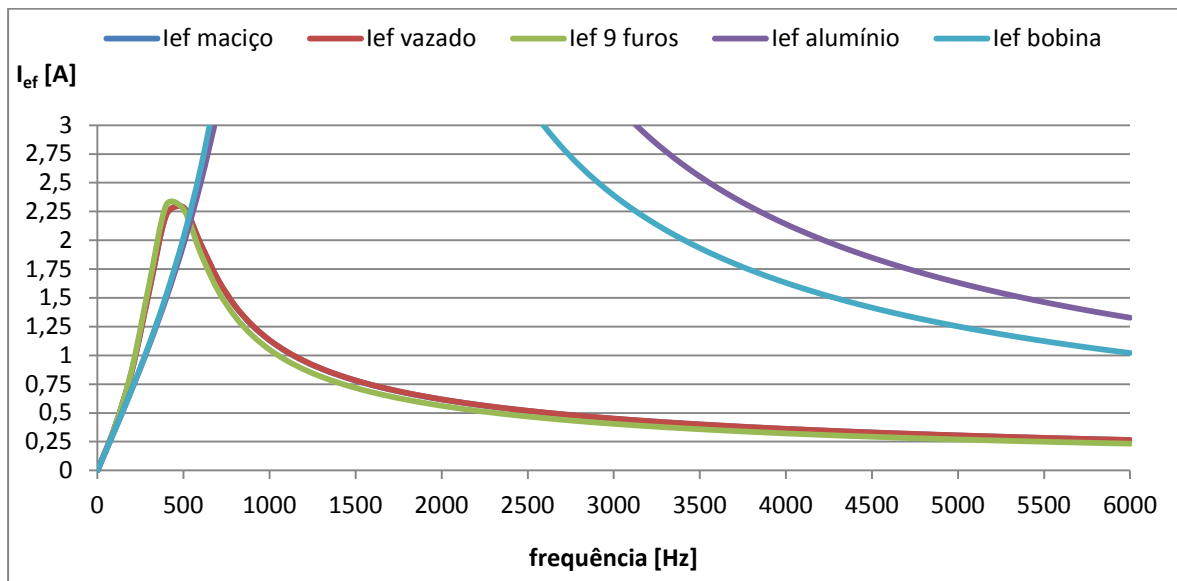


Figura 46 – Detalhe corrente eficaz com núcleos de aço 1020.

A Figura 45 mostra que os picos de corrente nas frequências de ressonância chegam a aproximadamente 35 e 20 ampères na bobina sem núcleo e com núcleo de alumínio respectivamente sendo bem menor com os núcleos de aço 1020. Na Figura 46 pode-se ver que as correntes da carga quando os núcleos de aço estão inseridos na bobina chegam aos valores máximos de pouco mais de 2,25 ampères na frequência próxima de 500 Hz. Na prática a magnitude máxima da corrente foi bem próxima dos valores teóricos, mas na frequência próxima de 700 Hz.

4.4. Cálculo das Resistências Equivalentes e Previsão de Potências Dissipadas

As resistências equivalentes dos núcleos - considerando estes o secundário de um transformador - refletidas ao primário foram calculadas, nesta seção, de

acordo com as equações contidas na referência [12] e apresentadas na seção 2.11 deste documento bem como os valores de potência dissipada nas peças.

Os resultados são apresentados nas tabelas 7 e 8.

Tabela 7 – Resistências equivalentes dos núcleos.

frequência [Hz]	SAE 1020		Alumínio		SAE 1020 e Alumínio			SAE 1020	Alumínio
	$\delta w^{(1)}$ [cm]	$dw/\delta w$	$\delta w^{(1)}$ [cm]	$dw/\delta w$	K _{rw}	dw/dc	K _{sw}	R _{weq} [Ω]	R _{weq} [Ω]
6000	0,0030	1490,99	0,0344	129,29	0,91	0,82	0,72	1249,74	18,96
5000	0,0033	1361,08	0,0377	118,02	0,91	0,82	0,72	1140,85	17,31
4000	0,0037	1217,39	0,0421	105,56	0,91	0,82	0,72	1020,41	15,48
3000	0,0042	1054,29	0,0486	91,42	0,91	0,82	0,72	883,70	13,41
2000	0,0052	860,82	0,0596	74,64	0,91	0,82	0,72	721,54	10,95
1000	0,0073	608,69	0,0842	52,78	0,91	0,82	0,72	510,21	7,74
700	0,0087	509,27	0,1007	44,16	0,91	0,82	0,72	426,87	6,48

⁽¹⁾ calculado conforme fórmula (53).

Da análise da Tabela 7 se conclui que a resistência equivalente do aço SAE 1020 é consideravelmente alta comparando com o alumínio e mesmo quando comparado com os valores de impedância da carga contidos nas tabelas 5 e 6.

Tabela 8 – Potências dissipadas nos núcleos.

frequência [Hz]	P _w [W]			
	maciço	vazado	múltiplos furos	alumínio
6000	43,62	43,70	40,32	19,21
5000	48,87	49,73	46,91	21,74
4000	55,94	57,40	55,22	27,87
3000	66,22	67,94	66,44	-
2000	83,33	84,61	83,77	-
1000	120,78	120,46	120,18	-
700	142,34	143,84	143,68	-

Os dados da Tabela 8 permitem observar que a potência dissipada no alumínio é mais baixa que nos núcleos de SAE 1020. Isso é devido às características de resistência do material que é bem mais baixo que no SAE 1020 e não à corrente circulante na bobina que no caso do alumínio é mais alta para um mesmo valor de frequência.

Nos núcleos de aço, apesar de a resistência diminuir com a frequência a corrente aumenta e esta é mais determinante para o valor da potência, pois influi quadraticamente fazendo então a potência aumentar conforme se diminui a frequência do sinal.

4.5. Resultados Práticos do Aquecimento em Diversas Frequências

Os resultados práticos do aquecimento nos núcleos nas frequências de 6, 5, 4, 3, 2, 1,5, 1 e 0,7 kHz são apresentados a seguir.

Os núcleos maciços tiveram sua temperatura medida apenas na superfície exterior obviamente, o núcleo vazado teve também medida a temperatura da superfície interna e o núcleo de 9 furos teve medida à temperatura da superfície do furo central.

4.5.1. Aço SAE 1020 Maciço

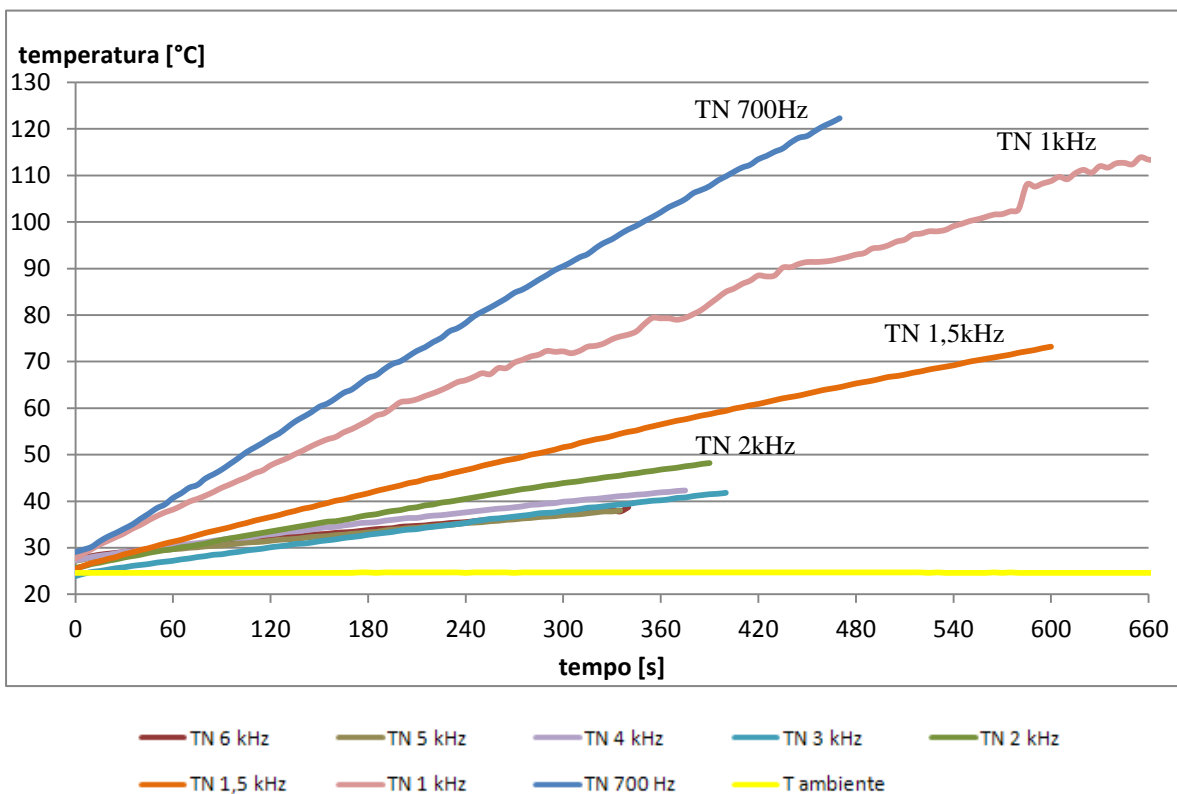


Figura 47 – Ensaio de temperatura à seco no aço SAE 1020 maciço.

massa do núcleo	1,25 Kg
calor específico do aço 1020	486 J/Kg.°C

Tabela 9 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de aço 1020 maciço.

	6 kHz	5 kHz	4 kHz	3 kHz	2 kHz	1,5 kHz	1 kHz	700 Hz
V entrada [V]	250	251	251	251	249	252	252	248
I entrada [A]	0,209	0,235	0,275	0,314	0,419	0,586	0,995	1,317
V carga [V]	150	142	142	141	115	143	148	169
I carga [A]	0,251	0,3	0,347	0,426	0,591	0,859	1,446	1,869
defasagem V, I carga [°]	75	72	36	43	43	43	28,8	63
fator de potência	0,26	0,31	0,81	0,73	0,73	0,73	0,88	0,45
seno do ângulo	0,97	0,95	0,59	0,68	0,68	0,68	0,48	0,89

Tabela 10 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de aço 1020 maciço.

		6 kHz	5 kHz	4 kHz	3 kHz	2 kHz	1,5 kHz	1 kHz	700 Hz
S [VA]	entrada	52,25	58,99	69,03	78,81	104,33	147,67	250,74	326,62
P [W]	carga	9,74	13,16	39,86	43,93	49,71	89,84	187,54	143,40
Qr [Var]	carga	36,37	40,52	28,96	40,96	46,35	83,77	103,10	281,43
ΔT [°C]	núcleo	11,3	10,8	15	17,9	22,5	47,8	86,2	93,2
Q [J]	núcleo	6864,7	6561,0	9112,5	10874,2	13668,7	29038,5	52366,5	56619,0
t (s)	tempo	340	335	375	400	390	600	660	470
P [W]	núcleo	20,19	19,59	24,30	27,19	35,05	48,40	79,34	120,47
η	rendimento	39%	33%	35%	34%	34%	33%	32%	37%

A análise do comportamento do aquecimento no núcleo de aço 1020 maciço através da Figura 47 permite concluir que nas frequências de 6 a 2 kHz o aquecimento evolui de forma parecida, isso é devido aos valores de corrente semelhantes nestas frequências ainda distante da frequência de ressonância do sistema. A reta de tendência de elevação de temperatura possui pouca inclinação nas frequências altas, mas a partir de 1,5 kHz e conforme cai à frequência a inclinação se acentua indicando um aquecimento bem mais elevado chegando a passar dos 120°C em pouco menos de 8 minutos de ensaio a 700 Hz.

Das tabelas verifica-se que tanto a potência aparente de entrada quanto a potência transferida ao núcleo aumentam na direção das menores frequências, esta atingindo 120,47 W em 700 Hz.

O rendimento permanece acima de 30% em todas as frequências testadas com picos de 39% e 37% em 6 kHz e 700 Hz respectivamente.

4.5.2. Aço SAE 1020 Vazado

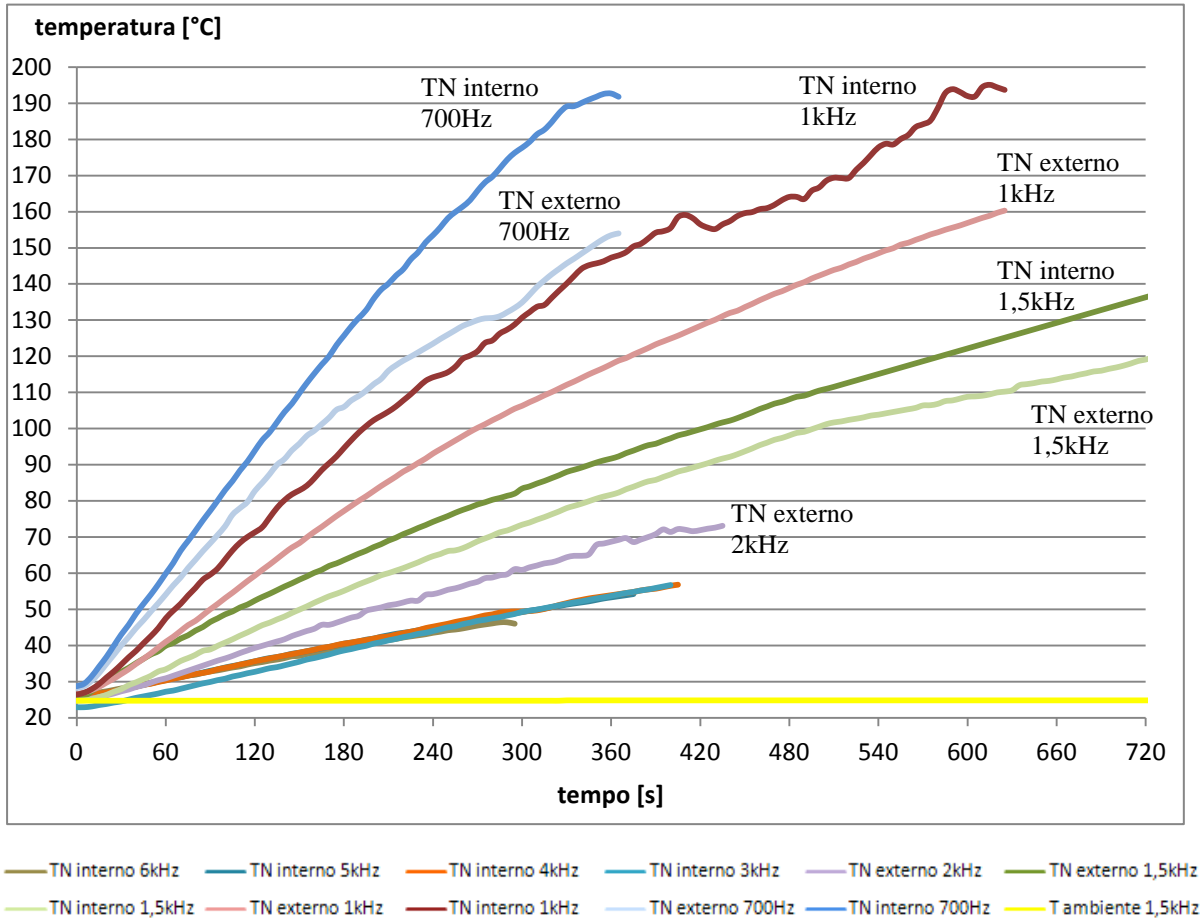


Figura 48 – Ensaios de temperatura à seco no aço SAE 1020 vazado.

massa do núcleo	0,52 Kg
calor específico do aço 1020	486 J/Kg.°C

Tabela 11 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de aço 1020 vazado.

	6 kHz	5 kHz	4 kHz	3 kHz	2 kHz	1,5 kHz	1 kHz	700 Hz
V entrada [V]	248,5	250	250	251	250	251	252	252
I entrada [A]	0,202	0,226	0,265	0,312	0,417	0,574	0,993	1,362
V carga [V]	145	143	145	142	146	147	174	175
I carga [A]	0,243	0,283	0,34	0,43	0,597	0,857	1,466	1,939
defasagem V, I carga [°]	75	76,5	57,6	54	72	46	32	50
fator de potência	0,26	0,23	0,54	0,59	0,31	0,69	0,85	0,64
seno do ângulo	0,97	0,97	0,84	0,81	0,95	0,72	0,53	0,77

Tabela 12 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de aço 1020 vazado.

		6 kHz	5 kHz	4 kHz	3 kHz	2 kHz	1,5 kHz	1 kHz	700 Hz
S [VA]	entrada	50,20	56,50	66,25	78,31	104,25	144,07	250,24	343,22
P [W]	carga	9,12	9,45	26,42	35,89	26,93	87,51	216,32	218,11
Qr [Var]	carga	34,03	39,35	41,63	49,40	82,90	90,62	135,17	259,94
ΔT [°C]	TN interno	20,2	28,3	30,7	33,8	46,2	111,4	168,7	164,0
	TN externo	15,4	20	21,7	29,8	48,2	94,4	133,8	125,8
Q [J]	TN interno	5104,9	7151,9	7758,5	8541,9	11675,6	28160,9	42633,8	41446,0
	TN externo	3891,8	5054,4	5484,0	7531,0	12181,1	23856,7	33813,9	31792,1
t (s)	tempo	295	375	405	400	435	720	625	365
P [W]	TN interno	17,30	19,07	19,16	21,35	26,84	39,11	68,21	113,55
	TN externo	13,19	13,48	13,54	18,83	28,00	33,13	54,10	87,10
η	rendimento	30%	29%	25%	26%	26%	25%	24%	29%

A análise dos resultados da Figura 48 indica, a exemplo do núcleo maciço, que as maiores temperaturas foram atingidas nas menores frequências testadas. A taxa de elevação de temperatura é praticamente igual de 6 a 3 kHz mais cresce a partir de 2 kHz e se acentua bastante nas frequências menores chegando a 190°C em apenas 6 minutos com 700 Hz.

Observa-se que a temperatura na superfície interna do núcleo aquece mais que a externa ao contrário do que sugere a teoria da profundidade de penetração, a qual diz que as a maior parte das correntes parasitas se concentram na superfície exterior da peça de trabalho, logo era de se esperar que a superfície externa aquecesse mais que a interna. Talvez isso se deva ao efeito de irradiação de ondas de calor de um lado a outro no interior do furo que contribuiriam para o aquecimento da superfície em questão. De um modo geral um corpo aquecido emite energia radiante sob forma de ondas eletromagnéticas. Ao incidir sob um corpo estas ondas são parte absorvidas e parte refletidas. Ao irradiarem na parte vazada do núcleo estas ondas seriam parte absorvidas pelo lado oposto do núcleo e parte seria refletida de volta ao ponto de origem também sendo parte absorvida e parte refletida num ciclo de absorção e reflexão que só contribuiria para a elevação da temperatura na superfície interna do núcleo. Este efeito não acontece na superfície exterior onde as ondas de calor irradiam para fora simplesmente.

A potência transferida ao núcleo foi calculada para a superfície interna e externa do núcleo. Ou seja, para a máxima e mínima variação de temperatura. O valor real de potência transferida está em algum ponto entre os calculados o qual refletiria a temperatura média de toda a massa do núcleo. O rendimento foi calculado tomando por base a média entre a temperatura interna e externa do núcleo. O mesmo raciocínio vale para o núcleo com 9 furos.

4.5.3. Aço SAE 1020 9 furos

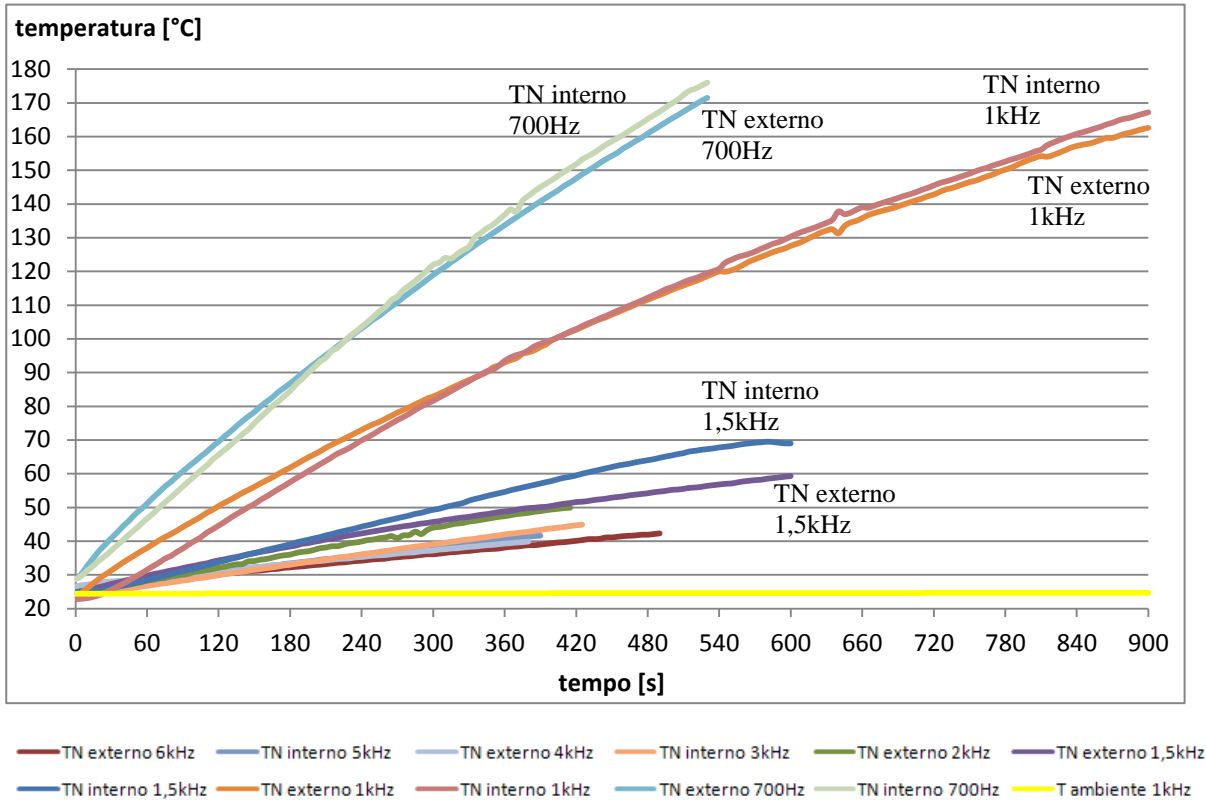


Figura 49 – Ensaio de temperatura à seco no aço SAE 1020 9 furos.

massa do núcleo	0,94 Kg
calor específico do aço 1020	486 J/Kg.°C

Tabela 13 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de aço 1020 9 furos.

	6 kHz	5 kHz	4 kHz	3 kHz	2 kHz	1,5 kHz	1 kHz	700 Hz
V entrada [V]	250	252	252	249	250	250	252	252
I entrada [A]	0,184	0,192	0,238	0,264	0,352	0,491	0,855	1,37
V carga [V]	155	166	147	120	118	159	169	172
I carga [A]	0,214	0,262	0,295	0,369	0,52	0,739	1,304	1,965
defasagem V, I carga [°]	64	81	72	75	57	43	36	56
fator de potência	0,44	0,16	0,31	0,26	0,54	0,73	0,81	0,56
seno do ângulo	0,90	0,99	0,95	0,97	0,84	0,68	0,59	0,83

Tabela 14 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de aço 1020 9 furos.

		6 kHz	5 kHz	4 kHz	3 kHz	2 kHz	1,5 kHz	1 kHz	700 Hz
S [VA]	entrada	46,00	48,38	59,98	65,74	88,00	122,75	215,46	345,24
P [W]	carga	14,54	6,80	13,40	11,46	33,42	85,93	178,29	189,00
Qr [Var]	carga	29,81	42,96	41,24	42,77	51,46	80,14	129,53	280,20
ΔT [°C]	TN interno	17,5	15,2	15,3	20,4	24,3	44,6	144,4	147,3
	TN externo	16,7	8,8	13,4	15,8	25	34,4	139,6	142,7
Q [J]	TN interno	7994,7	6944,0	6989,7	9319,5	11101,2	20375,1	65967,7	67292,5
	TN externo	7629,2	4020,2	6121,7	7218,1	11421,0	15715,3	63774,9	65191,1
t (s)	tempo	490	390	380	425	415	600	900	530
P [W]	TN interno	16,32	17,81	18,39	21,93	26,75	33,96	73,30	126,97
	TN externo	15,57	10,31	16,11	16,98	27,52	26,19	70,86	123,00
η	rendimento	35%	29%	29%	30%	31%	25%	33%	36%

A análise da Figura 49 permite concluir que a exemplo dos outros núcleos de aço SAE 1020, das frequências testadas o aquecimento é mais elevado nas menores frequências onde a corrente eficaz na bobina é maior.

A temperatura na superfície externa permanece mais elevada que a temperatura na superfície do furo central por um período de tempo maior que no núcleo vazado antes de ser ultrapassada. Provavelmente isso se deva ao fato de que na direção do centro do núcleo este se aqueça apenas pelos efeitos da histerese magnética, a qual por natureza tem uma influência baixa no aquecimento, e principalmente por condução térmica e não pelo efeito das correntes parasitas que permanecem junto à superfície externa da peça. Como há muito mais massa a esquentar até o furo central deste núcleo do que no vazado é natural que demore mais para observar-se o suposto efeito da irradiação de calor no furo central do núcleo. Talvez nas superfícies dos demais furos a temperatura ultrapassasse a da superfície externa mais cedo visto que estes furos estão mais próximos da borda do cilindro.

4.5.4. Alumínio Maciço

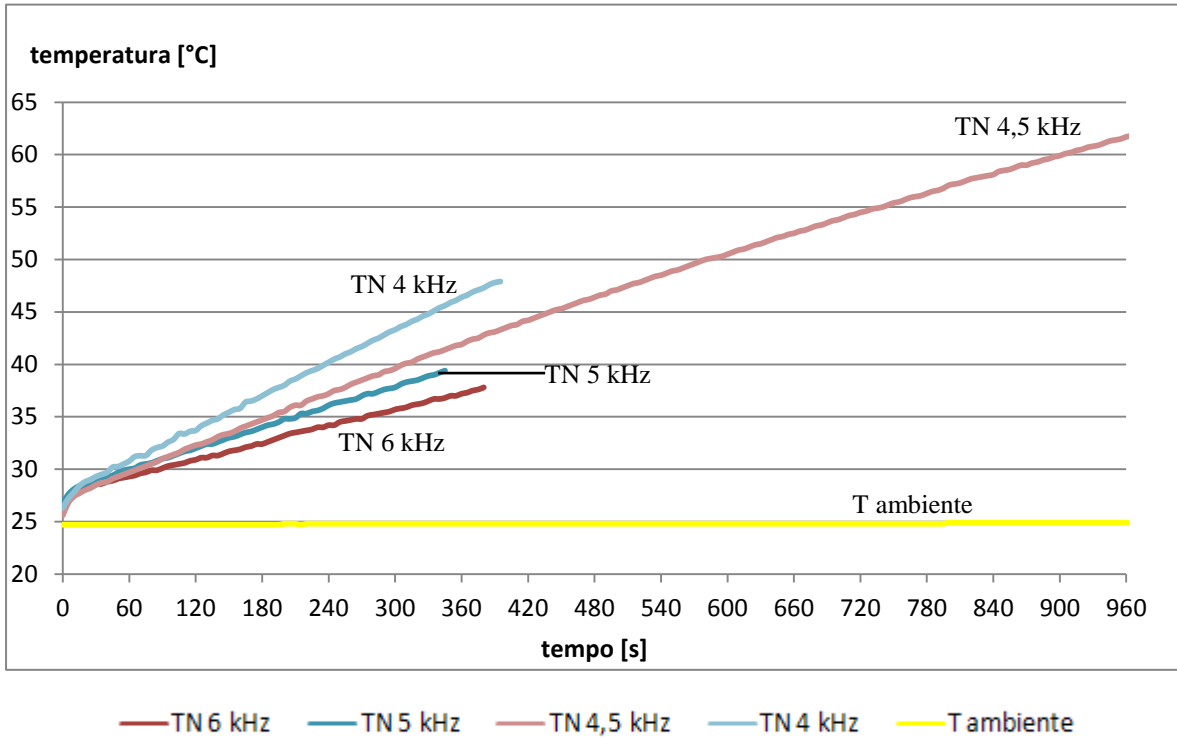


Figura 50 - Ensaios de temperatura à seco no alumínio maciço.

massa do núcleo	0,435 Kg
calor específico do alumínio	896 J/Kg.°C

Tabela 15 – Grandezas medidas dos ensaios com núcleo de alumínio maciço.

	6 kHz	5 kHz	4,5 kHz	4 kHz
V entrada [V]	250	250	248	251
I entrada [A]	0,253	0,318	0,421	0,551
V carga [V]	173	172	157	168
I carga [A]	1,013	1,256	1,44	1,8
defasagem V, I carga [°]	75	72	73	72
fator de potência	0,26	0,31	0,29	0,31
seno do ângulo	0,97	0,95	0,96	0,95

Tabela 16 – Grandezas calculadas dos ensaios com núcleo de alumínio maciço.

		6 kHz	5 kHz	4,5kHz	4 kHz
S [VA]	entrada	63,25	79,50	104,41	138,30
P [W]	carga	45,36	66,76	66,10	93,45
Qr [Var]	carga	169,28	205,46	216,20	287,60
ΔT [°C]	núcleo	11	12,6	36,1	21,6
Q [J]	núcleo	4287,36	4910,976	14070,34	8418,816
t (s)	tempo	380	345	960	395
P [W]	núcleo	11,28	14,23	14,66	21,31
η	rendimento	18%	18%	14%	15%

Analisando os dados e o comportamento do aquecimento do núcleo de alumínio maciço verifica-se que a temperatura atingida nas frequências para as quais ele foi testado ficou entre 35 e 65°C sendo esta última após longo período de ensaio.

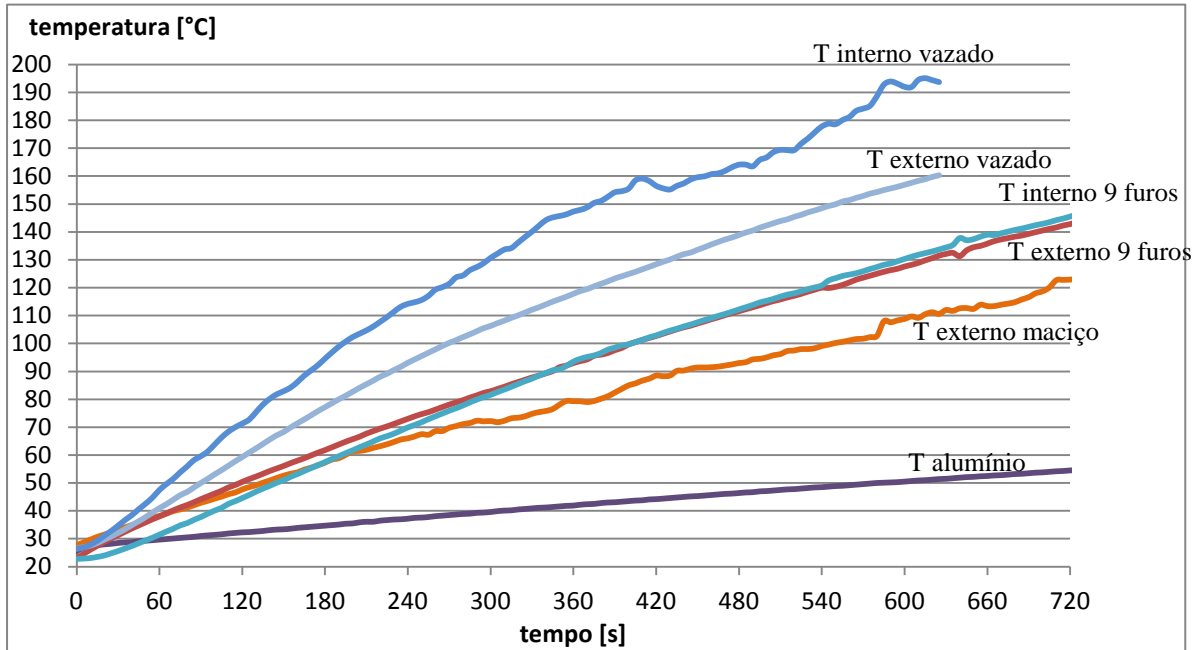
O alto valor de calor específico (o dobro do aço 1020) faz com que muito mais energia tenha que ser entregue para elevar a temperatura do material. A baixa resistividade do alumínio também contribui para a pouca elevação de temperatura uma vez que as correntes parasitas encontram um caminho de menor resistência para circular no núcleo. E por fim podemos citar que o efeito térmico causado pela histerese magnética não se aplica ao alumínio, pois este material não é ferromagnético como é o aço.

Nota-se que o fator de potência na carga é bastante baixo o que também contribui para a baixa potência desenvolvida na bobina apesar de a corrente ser relativamente elevada. O rendimento máximo atingido é de 18% e o mínimo fica em 15%

4.6. Resultados Práticos do Aquecimento a 1kHz e 700 Hz, Comparação entre os Núcleos

Nesta seção será realizado um comparativo entre os quatro núcleos testados. Para isso será avaliado o desempenho deles para as frequências de 1 kHz e 700 Hz, exceto o núcleo de alumínio que será avaliado para as frequências de 4 e 4,5 kHz o que resultou em correntes na carga próximas aos valores dos demais núcleos nas frequências anteriormente citadas. O comportamento das correntes eficazes na carga e de entrada do circuito é ilustrado e comentado no apêndice A.

4.6.1. Comparativo a 1 kHz



— TN externo sae 1020 maciço
 — TN externo alumínio maciço
 — TN externo sae 1020 9 furos
— TN interno sae 1020 9 furos
 — TN externo sae 1020 vazado
 — TN interno sae 1020 vazado

Figura 51 – Comparativo de elevação de temperatura a 1 kHz.

Tabela 17 – Grandezas medidas dos ensaios a 1 kHz.

	maciço	vazado	9 furos	alumínio
V entrada [V]	252	252	252	248
I entrada [A] (médio)	0,995	0,993	0,855	0,421
V carga [V]	148	174	169	157
I carga [A] (médio)	1,446	1,466	1,304	1,44
defasagem V, I carga [°]	28,8	32	36	73
fator de potência	0,88	0,85	0,81	0,29
seno do ângulo	0,48	0,53	0,59	0,96

Tabela 18 – Grandezas calculadas dos ensaios a 1 kHz.

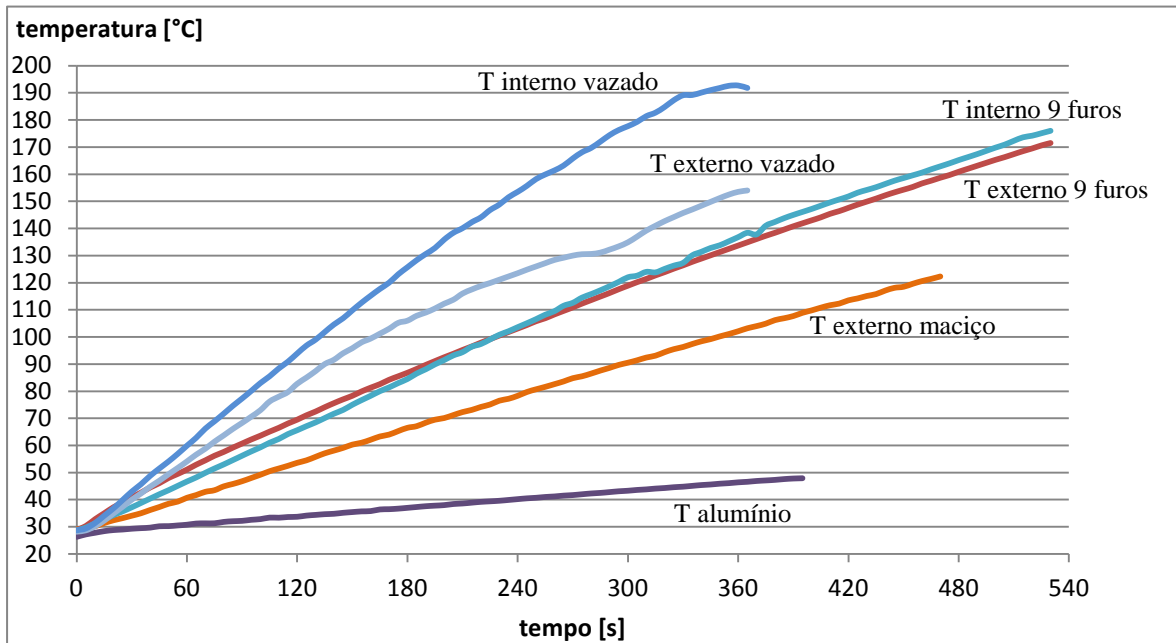
		maciço	vazado	9 furos	alumínio
S [VA]	entrada	250,74	250,24	215,46	104,41
P [W]	carga	187,54	216,32	178,29	66,10
Qr [Var]	carga	103,10	135,17	129,53	216,20
ΔT [°C]	núcleo interno	-	168,7	122,7	-
	núcleo externo	95,2	133,8	119,8	28,9
Q [J]	núcleo interno	-	42633,86	56054,27	-
	núcleo externo	57834	33813,94	54729,43	11264,064
t (s)	tempo	720	625	720	720
P [W]	núcleo interno	-	68,21	77,85	-
	núcleo externo	80,33	54,10	76,01	15,64
η	rendimento	32%	24%	36%	15%

Da comparação dos núcleos a 1 kHz se pode concluir que o núcleo vazado foi o que obteve o maior aquecimento, tanto na superfície externa como na interna, seguido pelo núcleo com 9 furos, pelo maciço de aço 1020 e por último o de alumínio maciço com um aquecimento bem menor que os demais.

Verifica-se na

Tabela 17 que a corrente eficaz possui valor semelhante nos quatro casos, mas que enquanto o fator de potência dos núcleos de aço 1020 fica em torno de 0,8 no alumínio ele cai para 0,29 fazendo despencar a potência ativa da carga e conseqüentemente a potência que pode ser entregue ao núcleo como mostra a Tabela 18.

4.6.2. Comparativo a 700 Hz



— TN externo sae 1020 maciço — TN externo alumínio maciço — TN externo sae 1020 9 furos
 — TN interno sae 1020 9 furos — TN externo sae 1020 vazado — TN interno sae 1020 vazado

Figura 52 – Comparativo de elevação de temperatura a 700 Hz.

Tabela 19 – Grandezas medidas dos ensaios a 700 Hz.

	maciço	vazado	9 furos	alumínio
V entrada [V]	248	252	252	251
I entrada [A]	1,317	1,362	1,37	0,551
V carga [V]	169	175	182	168
I carga [A]	1,869	1,939	1,965	1,8
defasagem V, I carga [°]	63	50	56	72
fator de potência	0,45	0,64	0,56	0,31

seno do ângulo	0,89	0,77	0,83	0,95
----------------	------	------	------	------

Tabela 20 – Grandezas calculadas dos ensaios a 700 Hz.

		maciço	vazado	9 furos	alumínio
S [VA]	entrada	326,62	343,22	345,24	138,30
P [W]	carga	143,40	218,11	199,98	93,45
Qr [Var]	carga	281,43	259,94	296,49	287,60
ΔT [°C]	núcleo interno	-	164	147,3	-
	núcleo externo	93,2	125,8	142,7	21,6
Q [J]	núcleo interno	-	41446,08	67292,53	-
	núcleo externo	56619	31792,18	65191,07	8418,816
t (s)	tempo	470	365	530	395
P [W]	núcleo interno	-	113,55	126,97	-
	núcleo externo	120,47	87,10	123,00	21,31
η	rendimento	37%	29%	36%	15%

O comparativo a 700 Hz segue o comportamento a 1 kHz com os núcleos obtendo a mesma ordem de desempenho, porém com temperaturas superiores alcançadas em menor tempo de ensaio.

O fator de potência nos núcleos de aço caiu bastante, enquanto que no alumínio ele subiu.

Em relação ao teste a 1 kHz observa-se que o rendimento dos núcleos de aço subiu um pouco enquanto que no alumínio ele se manteve em 15%.

Apesar de a potência transferida e o rendimento terem sido maiores nos núcleos de aço 1020 maciço e 9 furos, o núcleo vazado obteve um aquecimento bem maior e em menor tempo devido a sua menor massa e, portanto o melhor desempenho para aquecimento.

4.7. Resultados Práticos do Aquecimento de Água

Os resultados práticos do aquecimento de água são mostrados na Figura 53 e Tabela 21 e 22.

O aquecimento de água foi testado apenas com o núcleo vazado. A frequência utilizada foi 700 Hz.

T2 corresponde à temperatura da água que chegava ao aquecedor medida dentro da mangueira. T1 corresponde à temperatura da água que saía do aquecedor medida dentro da mangueira. A diferença entre as duas temperaturas permaneceu em aproximadamente 0,5°C durante todo o teste. Por meio de um terceiro termopar

ligado a um multímetro próprio para leitura deste sensor verificou-se que a temperatura da água no interior do reservatório seguia aproximadamente a média das temperaturas T1 e T2 durante todo o período de teste. Os cálculos de energia e potência do sistema foram realizados levando em conta a média das temperaturas T1 e T2.

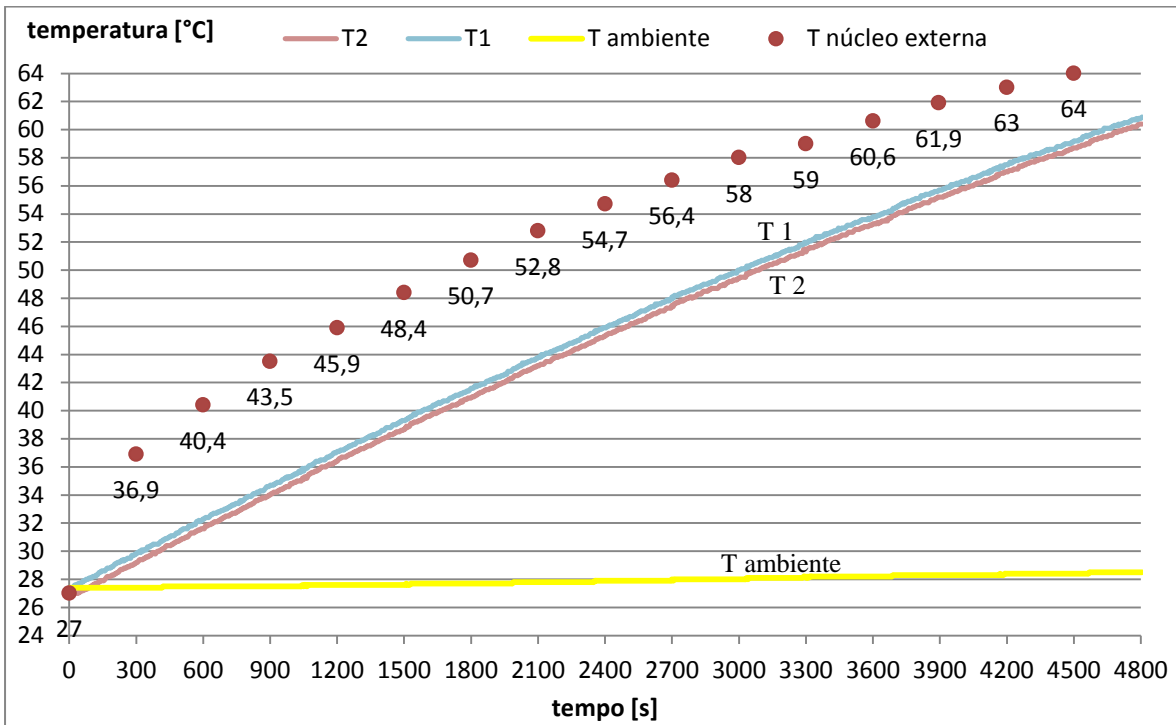


Figura 53 – Aquecimento de massa de água com núcleo vazado.

Tabela 21 – Dados do aquecimento de água.

volume de água	6 L
massa de água	6 Kg
calor específico da água	4186 J/Kg.°C
V entrada	245 V
I entrada	1,51 A
V carga	162,6 V
I carga	2,15 A
defasagem V, I carga	62 °
fator de potência	0,47

Tabela 22 – Grandezas resultantes do aquecimento de água.

	S [VA]	P [W]	Qr [Var]	ΔT [°C]	Q [J]	t [s]	P [W]	η [%]
	entrada	aquecedor	aquecedor	água	transferida para água		transferida para água	rendimento
Temper. média	384,4	174,7	328,28	33,8	848920,8	4805	176,67	45,96

Primeiramente deve-se ressaltar que a análise dos dados foi feita considerando este um modelo estático quando na realidade o modelo está mais para dinâmico, o que torna os valores estimativas e não certezas absolutas.

Pela análise dos resultados se conclui que o desempenho do sistema é lento. A potência efetivamente transferida para a massa de água está acima do esperado, em torno de 100 W, porém esta potência é baixa para aquecer água que possui alto calor específico e, portanto, demanda muita energia para variar sua temperatura.

O rendimento ficou acima de 40%. O sistema não consome muita energia da rede o que gera economia.

Há uma grande quantidade de energia reativa sendo consumida fazendo o fator de potência despencar na carga.

Um ponto que poderia contribuir para aumentar a transferência de calor do núcleo para a água seria fazer tanto a superfície interna como a externa do núcleo ficarem em contato com a água, mais que dobrando a área de contato entre ambos para transferência de calor.

4.8. Simulações

Os resultados das simulações são apresentados das Figuras 54 a 80.

Analisando as simulações, no que diz respeito à densidade de fluxo nos três perfis de núcleo, pode-se dizer que seus comportamentos são muito parecidos. A densidade de fluxo fica concentrada quase que exclusivamente nas bordas dos núcleos indicando que a profundidade de penetração das correntes parasitas é muito pequena. Também se percebe que a profundidade de penetração diminui com o aumento da frequência elétrica do sinal da bobina confinando ainda mais o fluxo magnético nas bordas dos materiais.

Em relação à magnitude das correntes parasitas, analisando as figuras correspondentes as plotagens das magnitudes destas nos núcleos e a Tabela 23 verifica-se que para um mesmo núcleo ela aumenta com o aumento da frequência elétrica. Comparando os núcleos entre si, para o mesmo valor de frequência elétrica o núcleo maciço apresenta valores mais elevados de correntes parasitas que o núcleo vazado que por sua vez apresenta valores muito próximos aos observados no núcleo com 9 furos.

Em teoria, as correntes parasitas são simétricas radialmente aos núcleos. Todas as simulações apresentaram valores de correntes parasitas maiores nas

bordas direitas que nas esquerdas dos cilindros. Provavelmente isto se deveu a algum parâmetro do software e não as condições das simulações.

Vale ressaltar que o núcleo com 9 furos apresentou pequenas amplitudes de correntes parasitas nas bordas dos furos principalmente na frequência de 0,2 kHz (Figura 73) em que o valor da profundidade de penetração de acordo com a equação (49) é menor.

4.6.3. Simulações Núcleo Maciço

Simulação a 0,2kHz

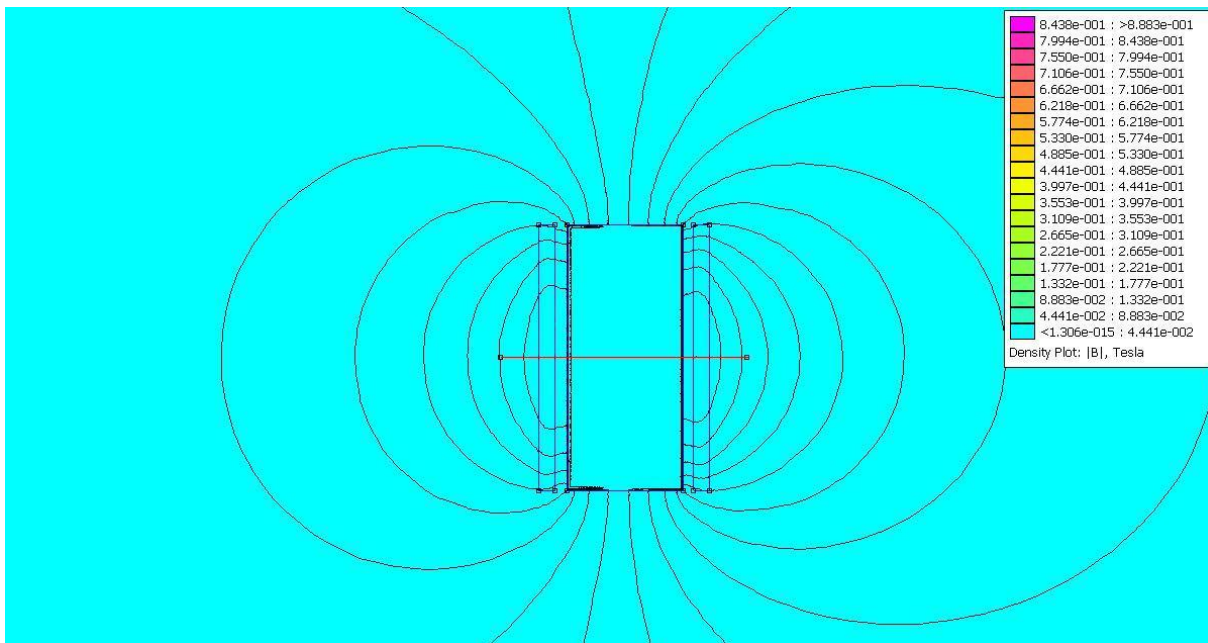


Figura 54 – Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 maciço. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e o retângulo interno ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 56.

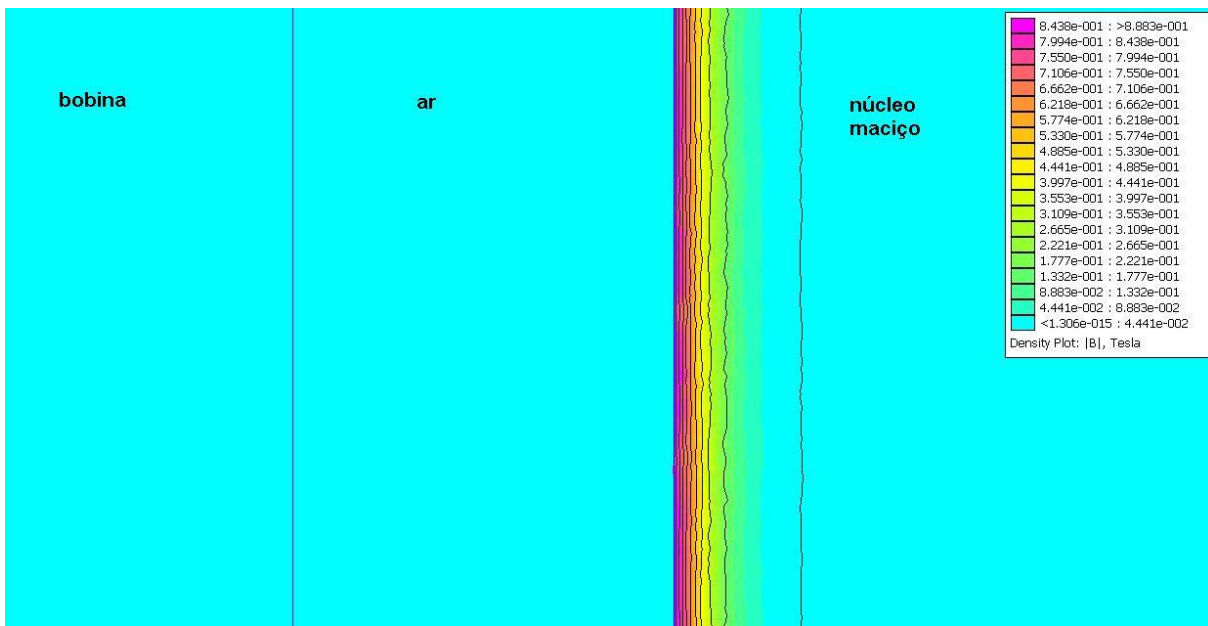


Figura 55 – Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

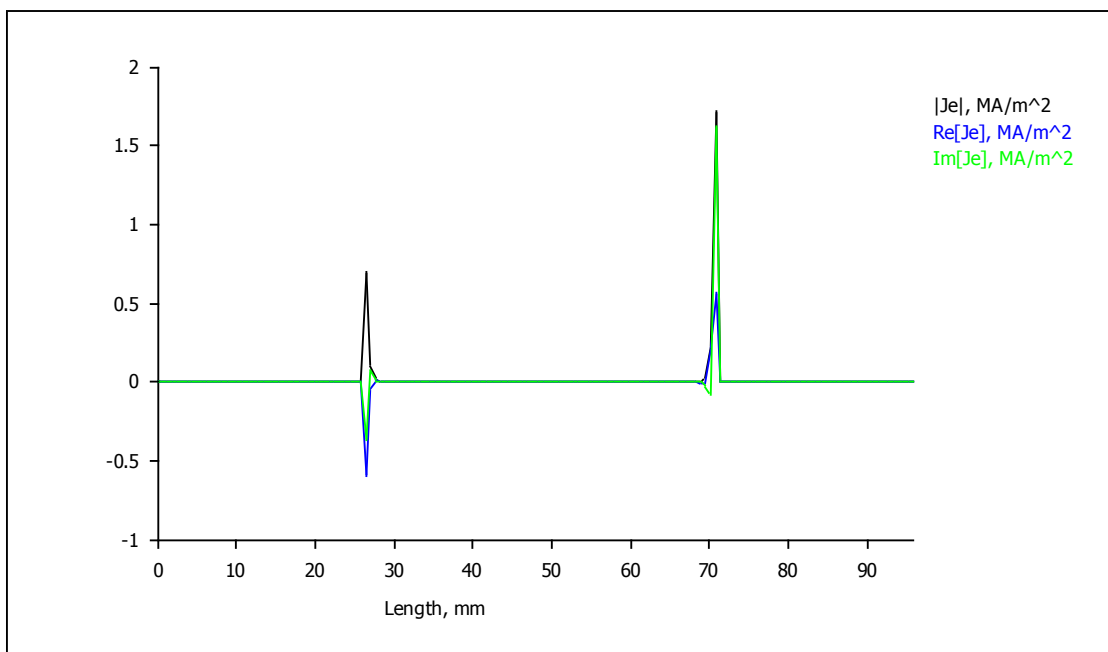


Figura 56 – Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 54 transversalmente ao núcleo.

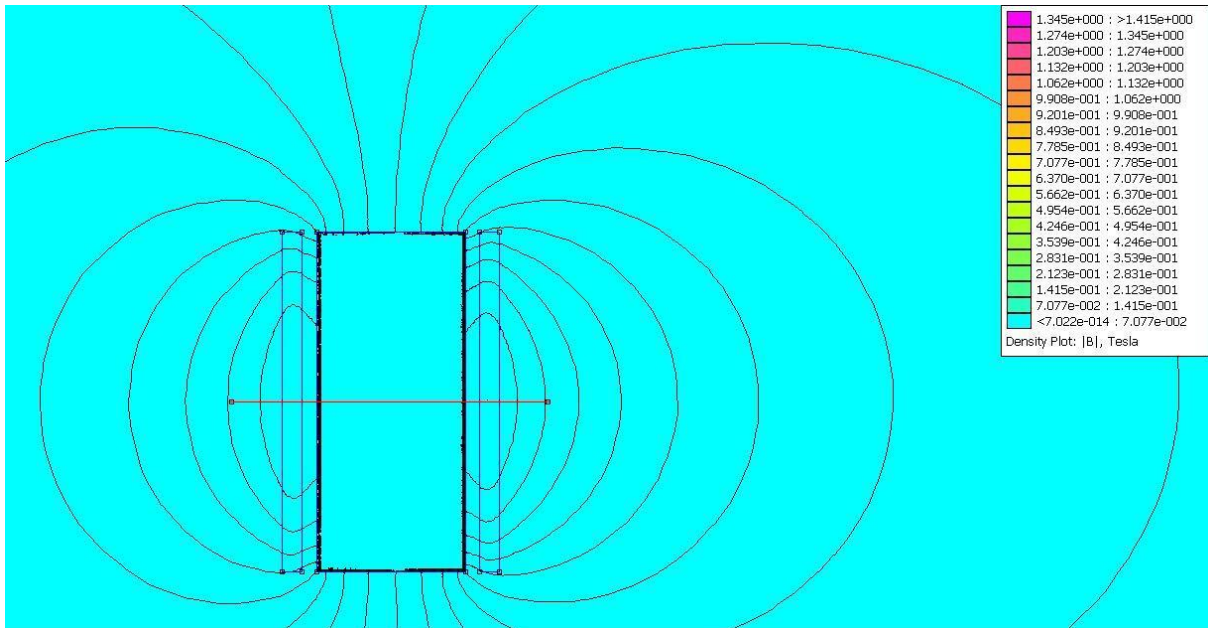
Simulação a 2kHz

Figura 57 – Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 maciço. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e o retângulo interno ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 59.

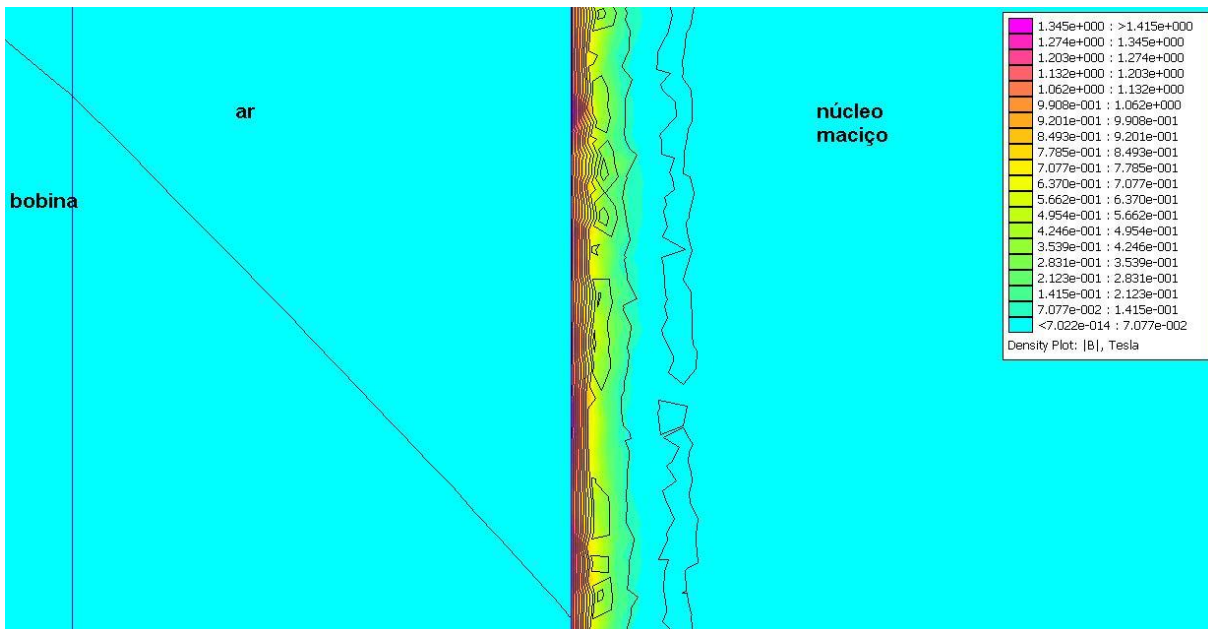


Figura 58- Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

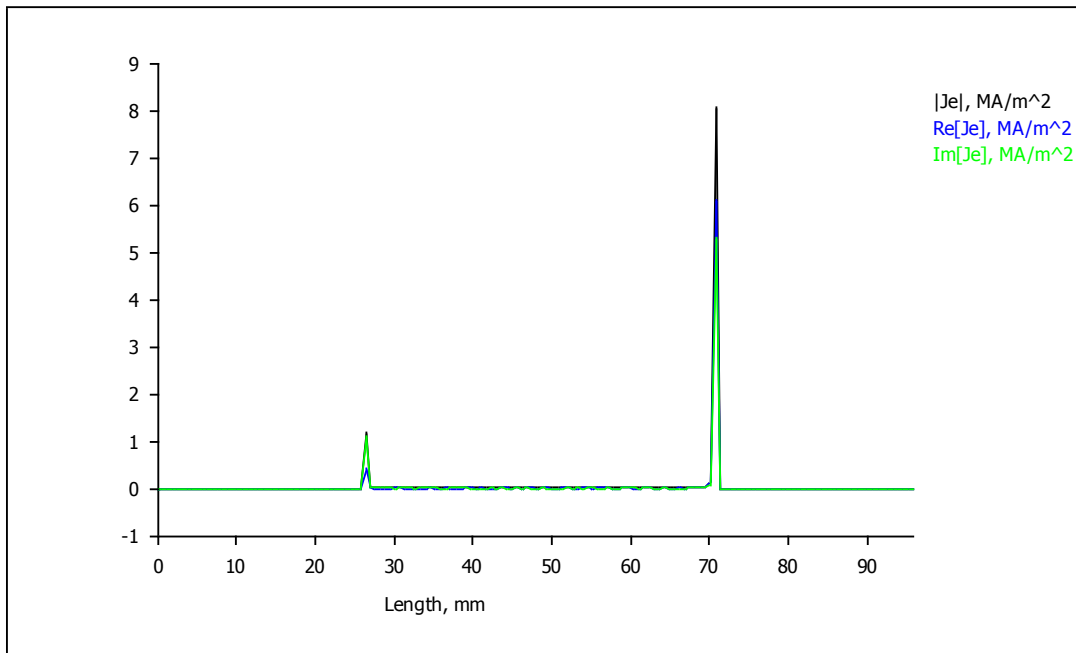


Figura 59 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 57 transversalmente ao núcleo.

Simulação a 20kHz

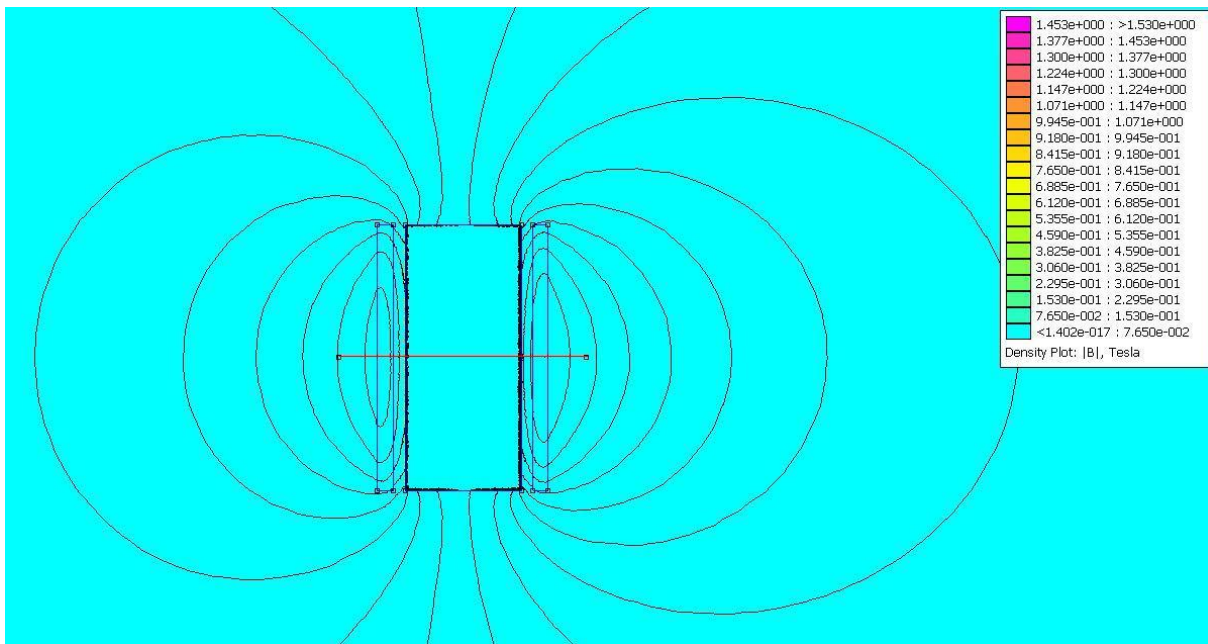


Figura 60 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 maciço a 20kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e o retângulo interno ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 62.

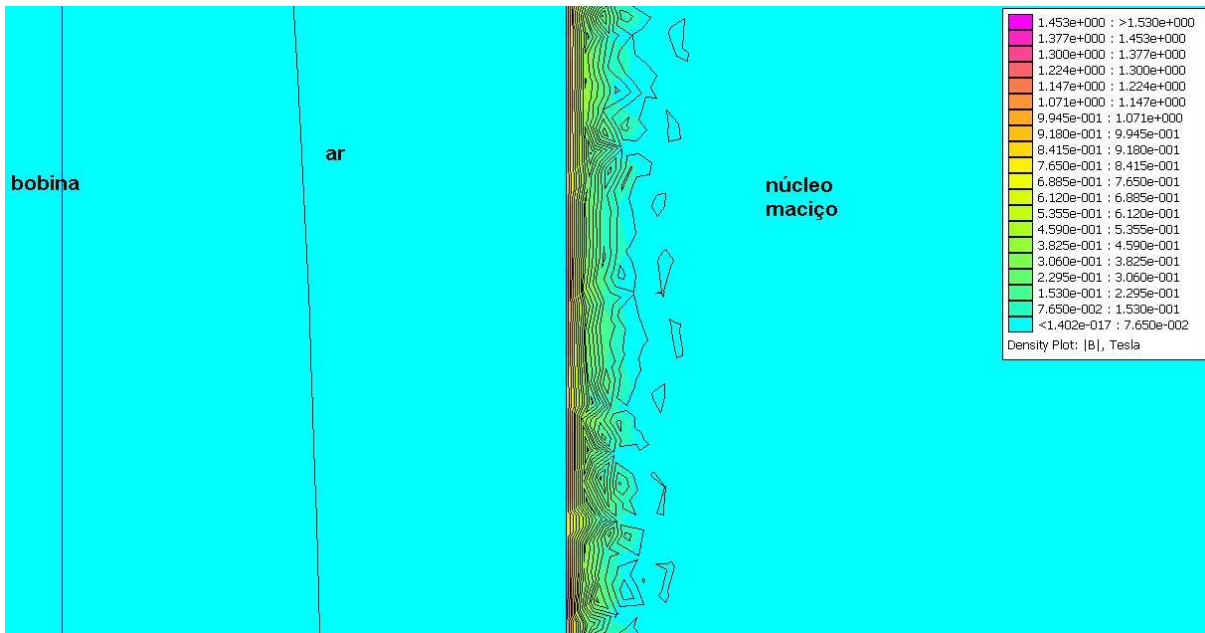


Figura 61 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

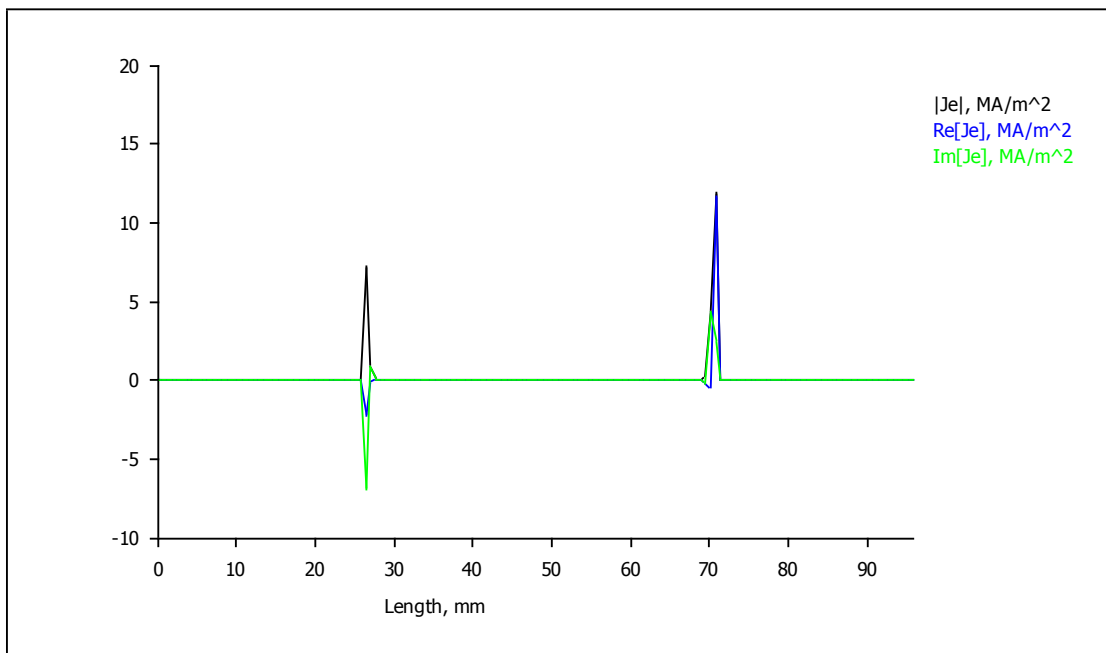


Figura 62 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 60 transversalmente ao núcleo.

4.6.1. Simulações Núcleo Vazado

Simulação a 0,2kHz

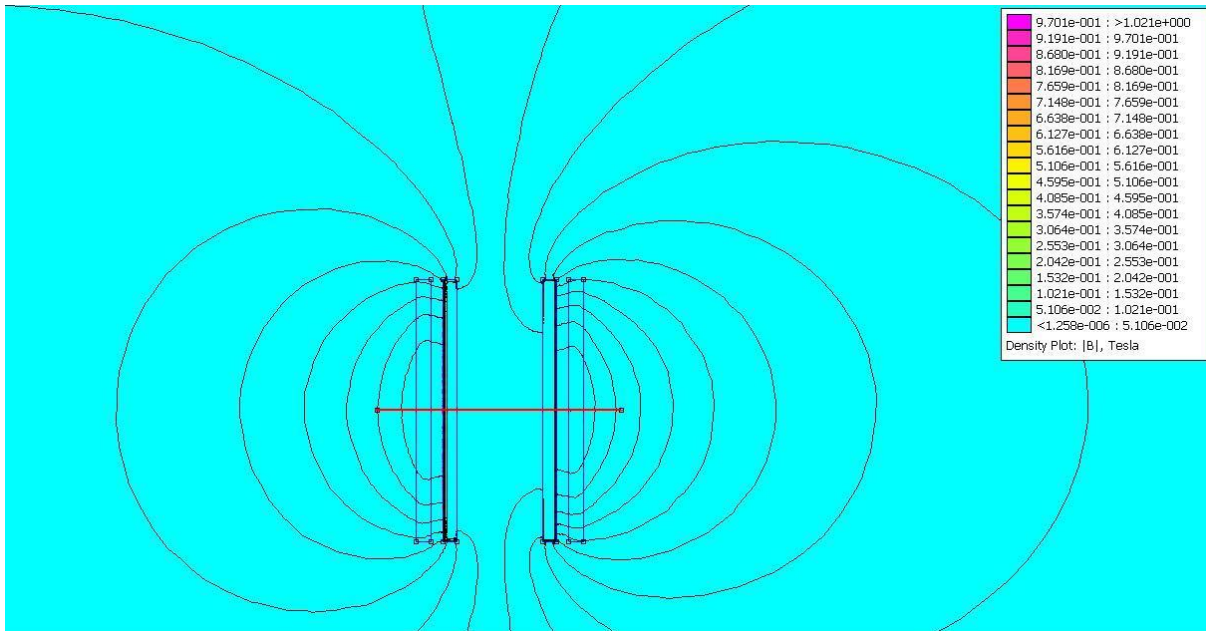


Figura 63 – Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 vazado a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 65.

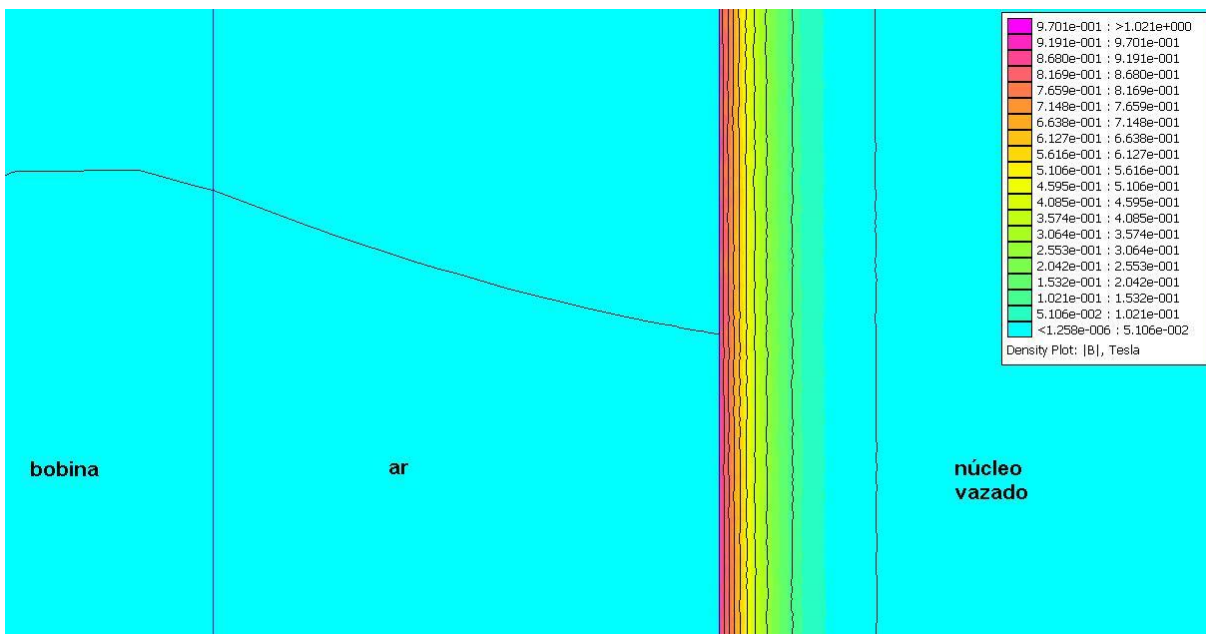


Figura 64 – Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

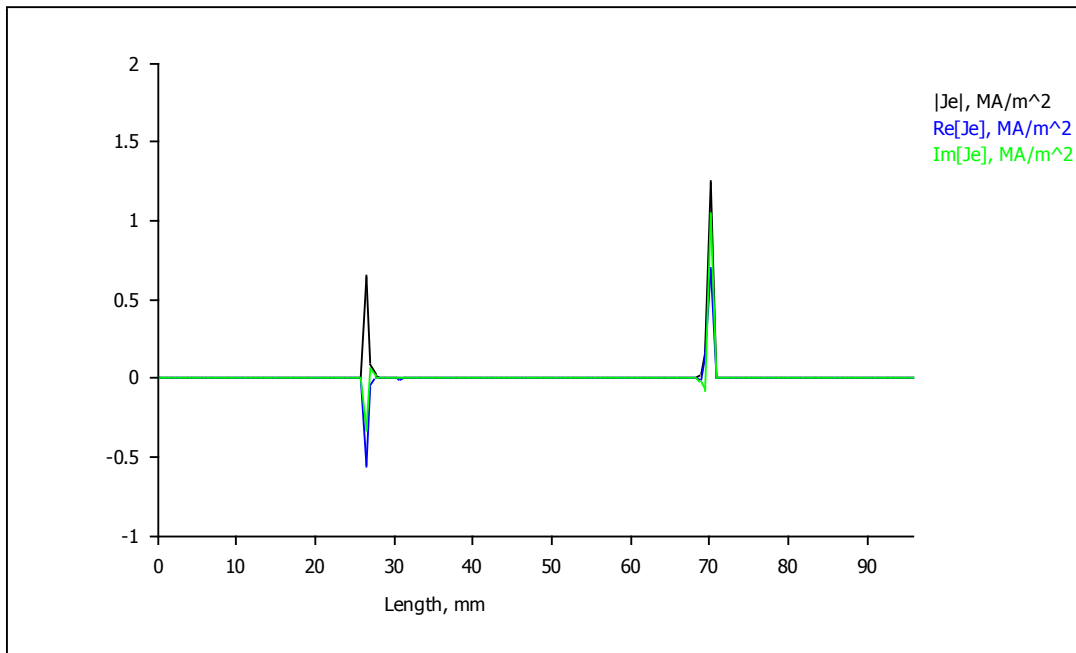


Figura 65 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 63 transversalmente ao núcleo.

Simulação a 2kHz

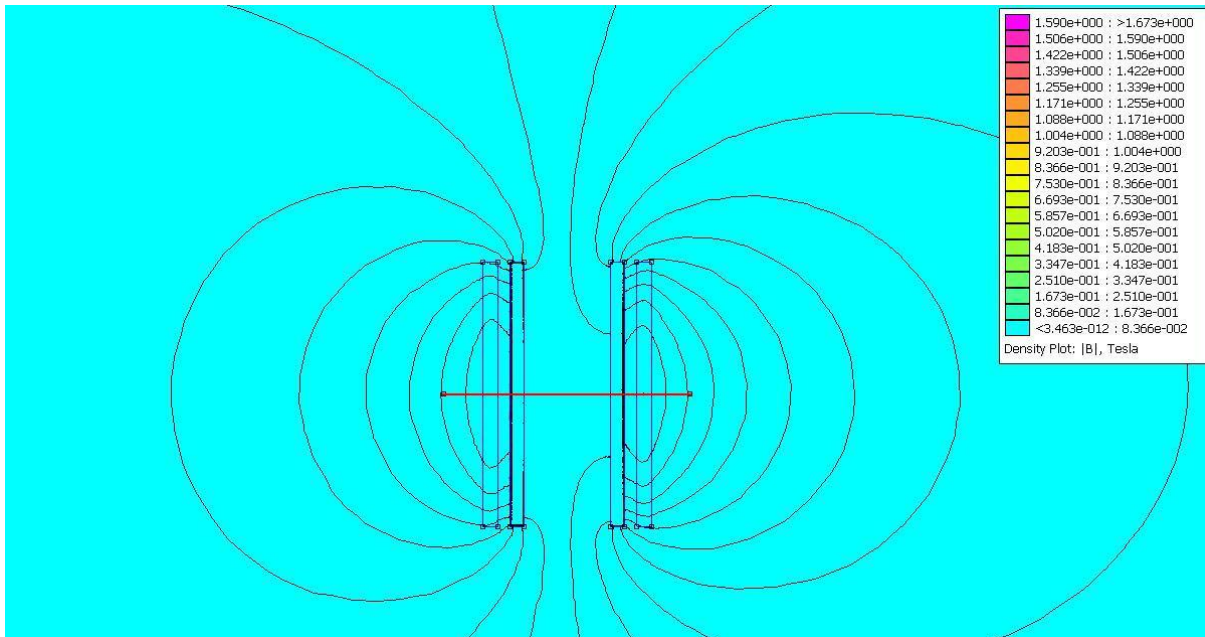


Figura 66 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 vazado a 2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 68.

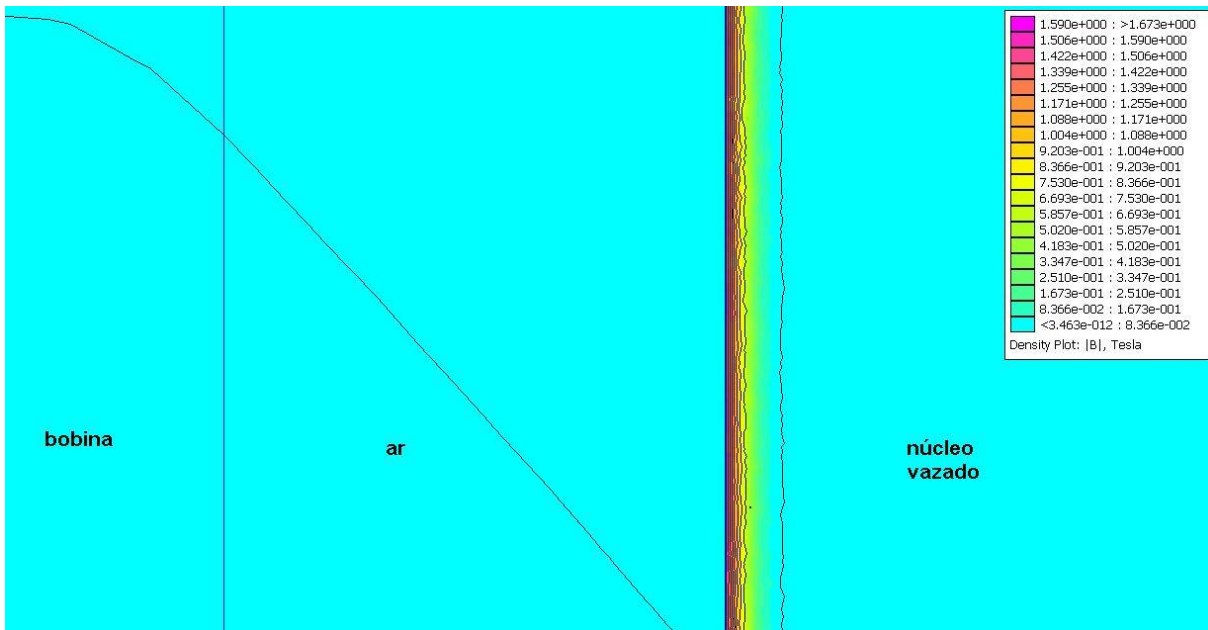


Figura 67 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

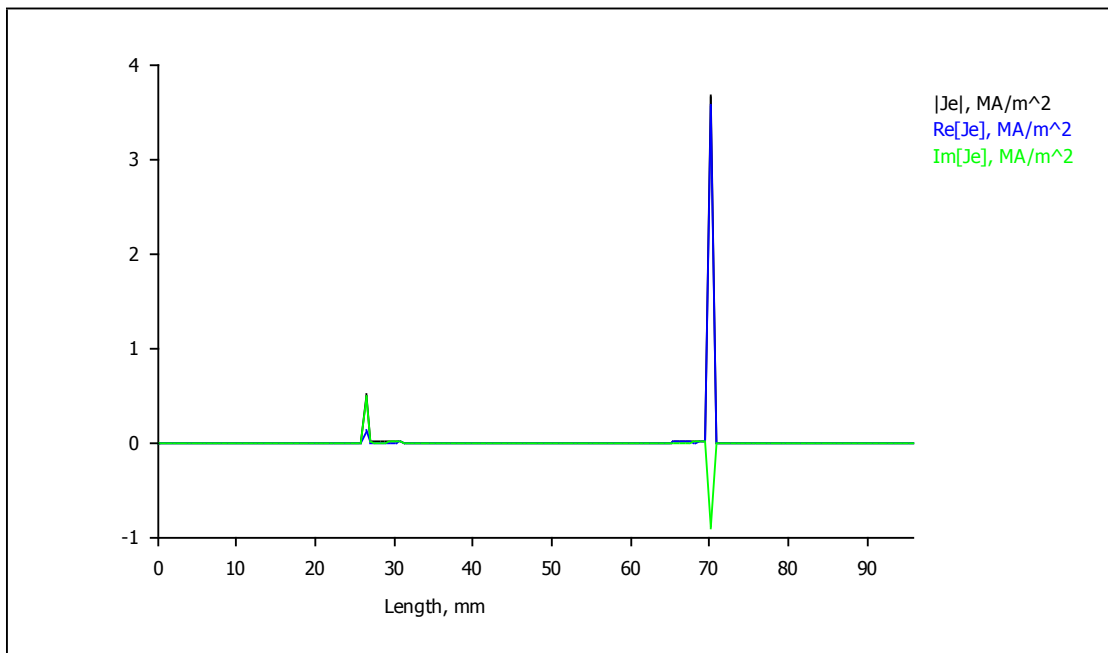


Figura 68 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 66 transversalmente ao núcleo.

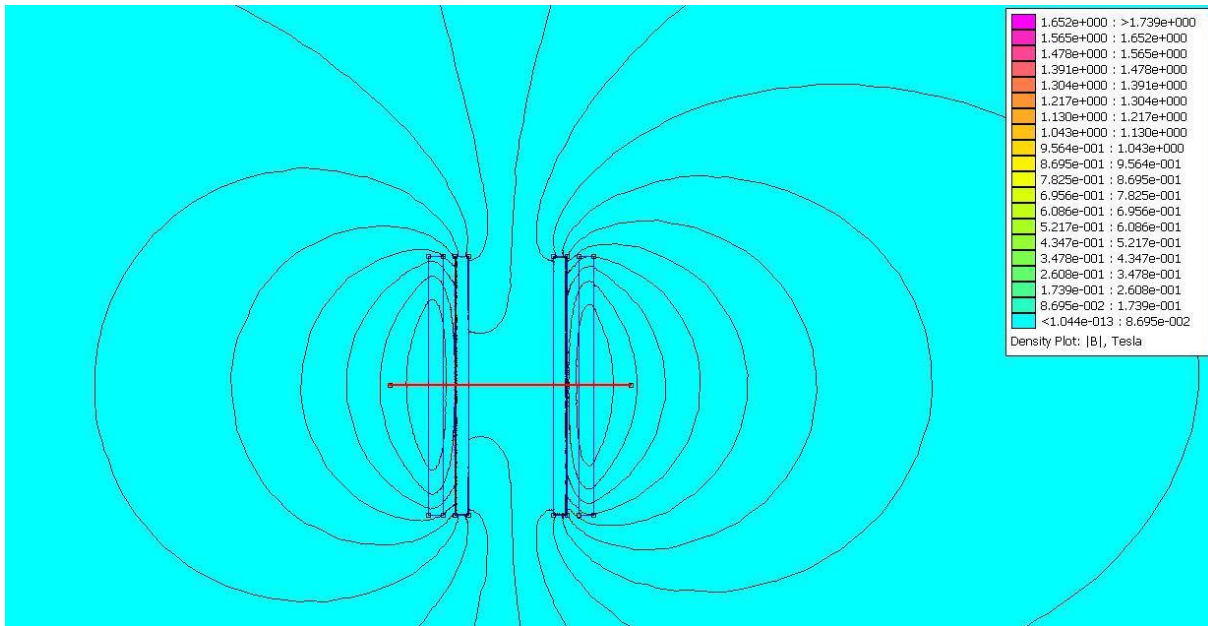
Simulação a 20kHz

Figura 69 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 vazado a 20kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 71.

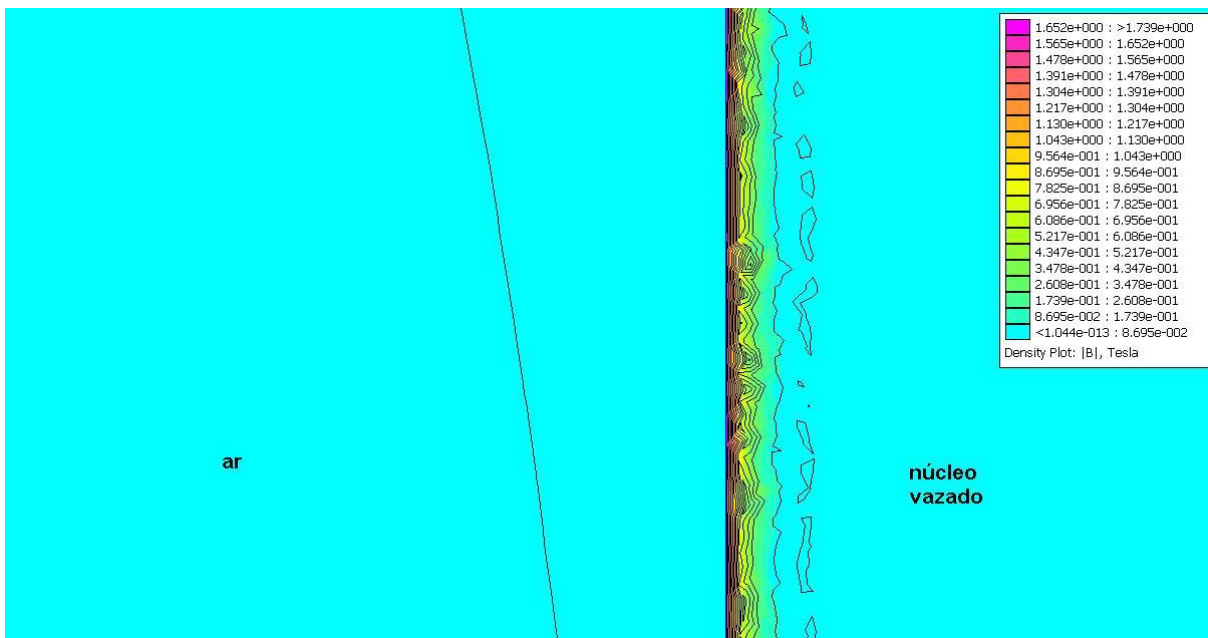


Figura 70 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

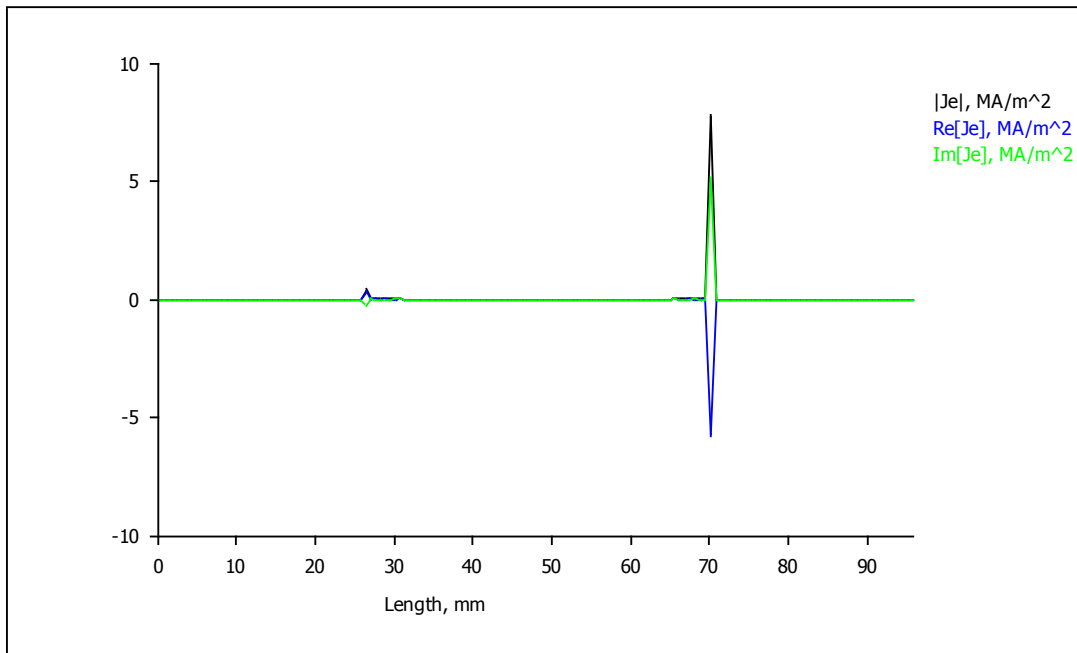


Figura 71 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 69 transversalmente ao núcleo.

4.6.2. Simulações Núcleo 9 Furos

Simulação a 0,2kHz

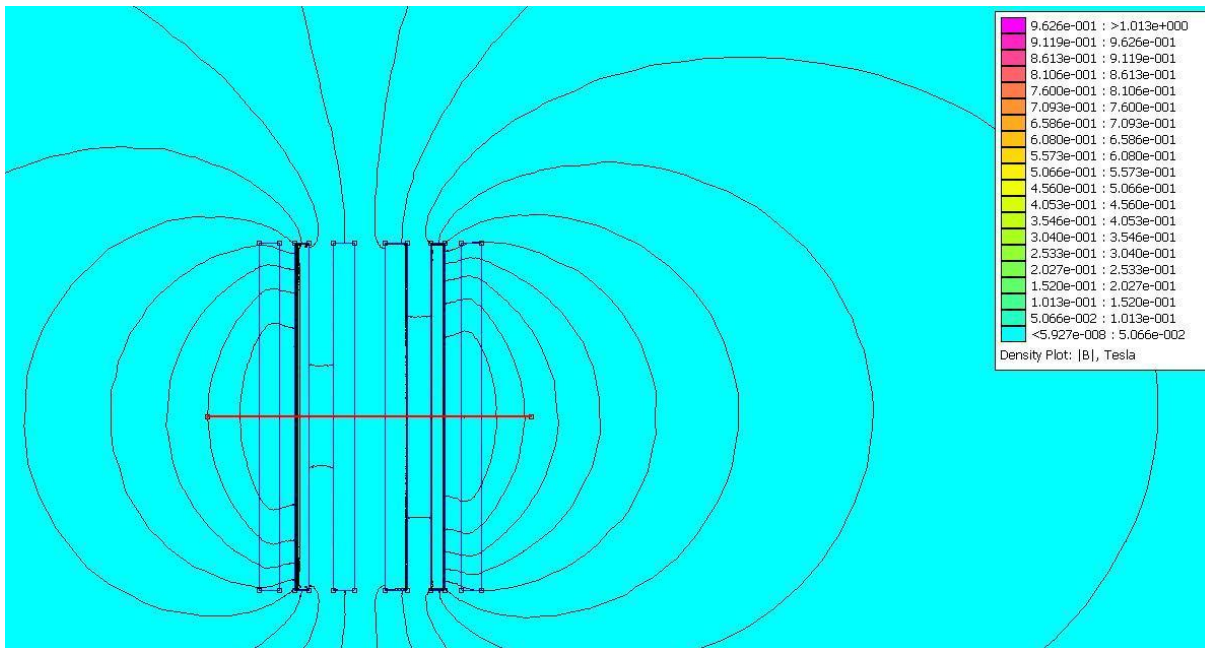


Figura 72 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 9 furos a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os 4 retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 74.

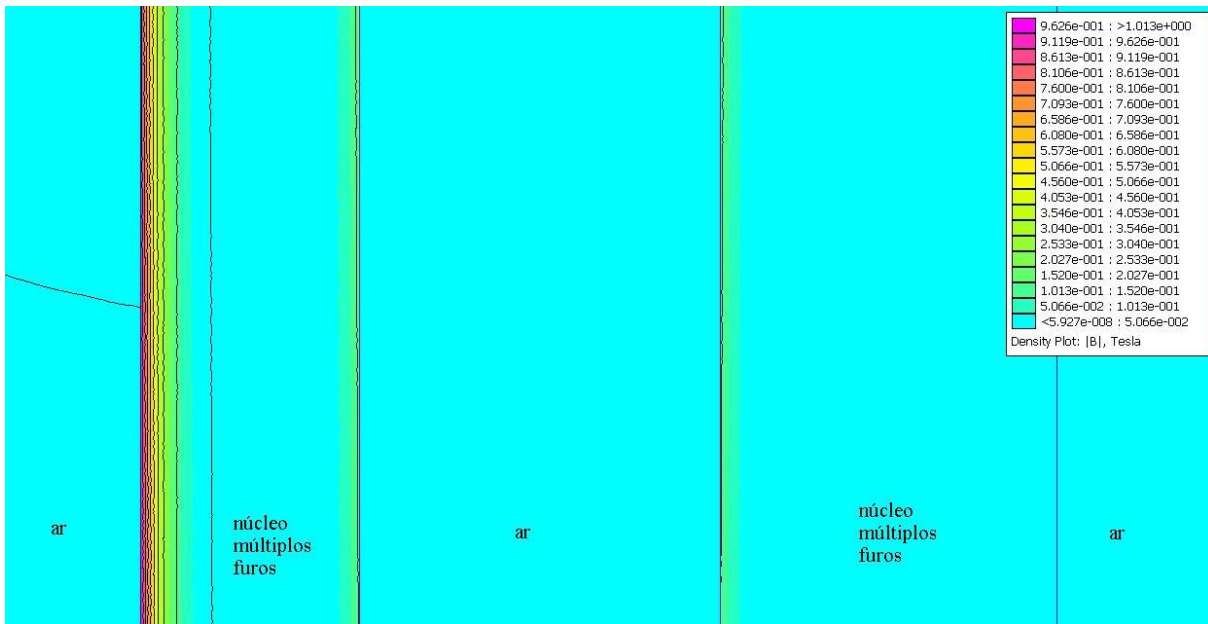


Figura 73 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

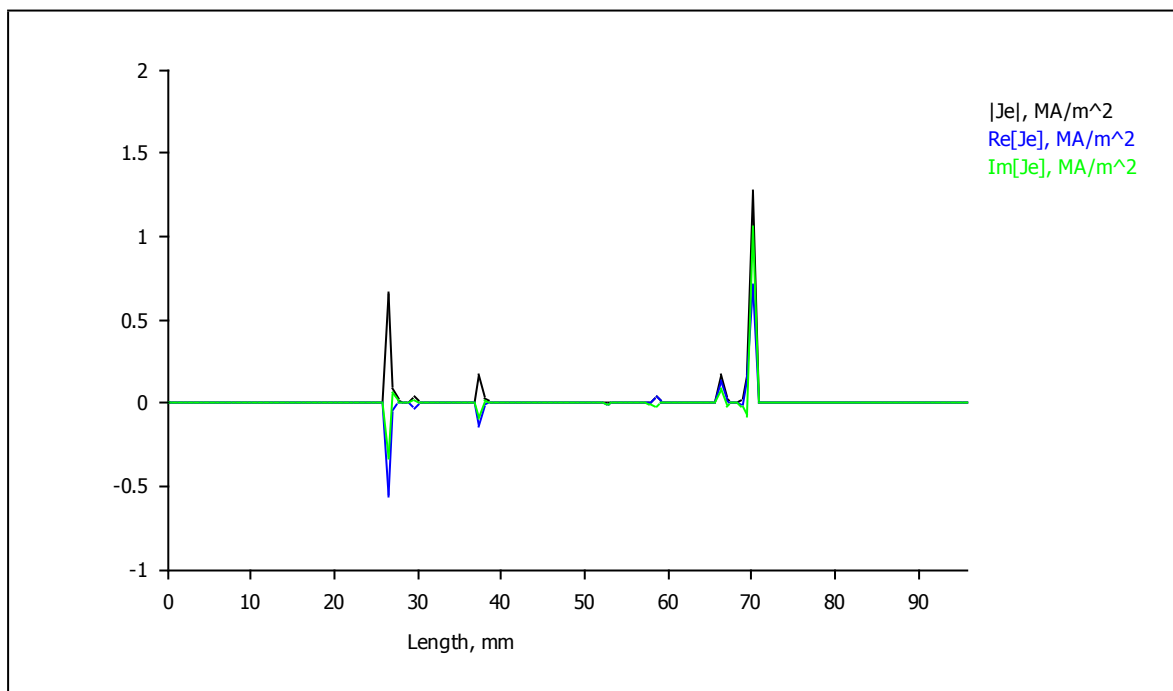


Figura 74 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 72 transversalmente ao núcleo.

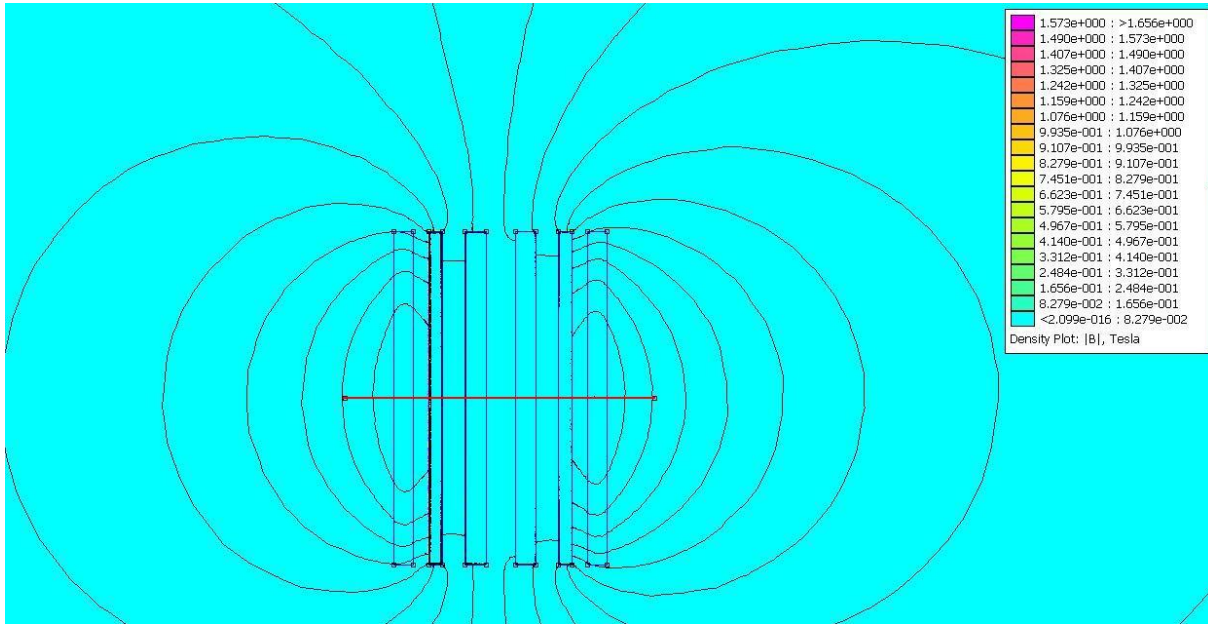
Simulação a 2kHz

Figura 75 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 9 furos a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os 4 retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 77.

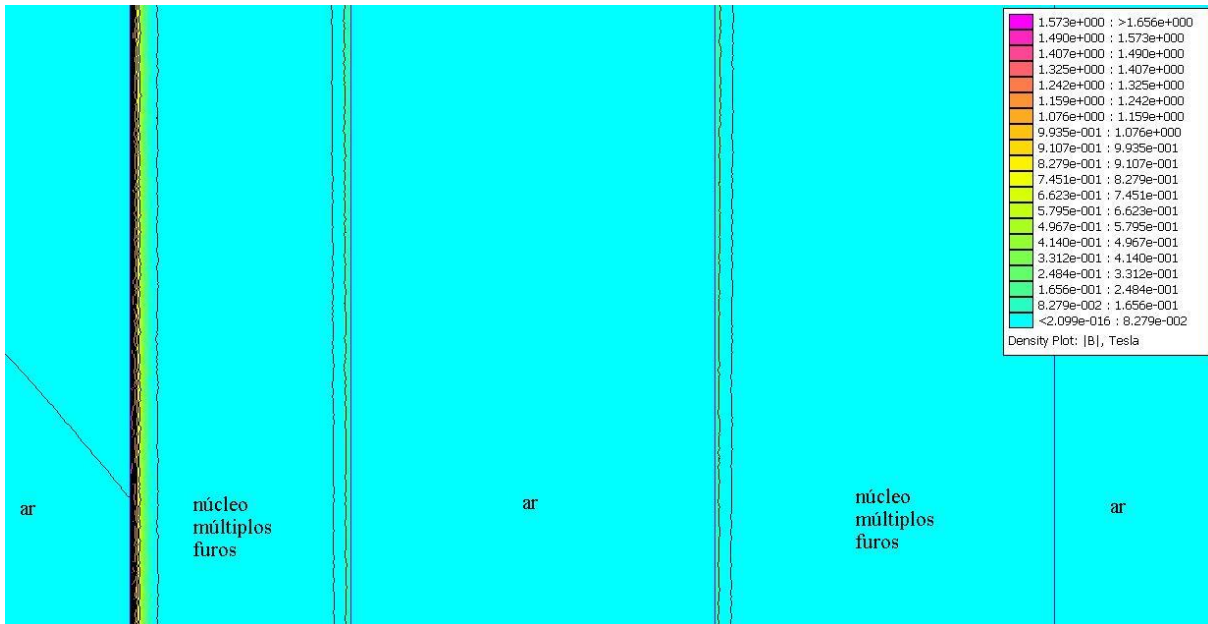


Figura 76 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

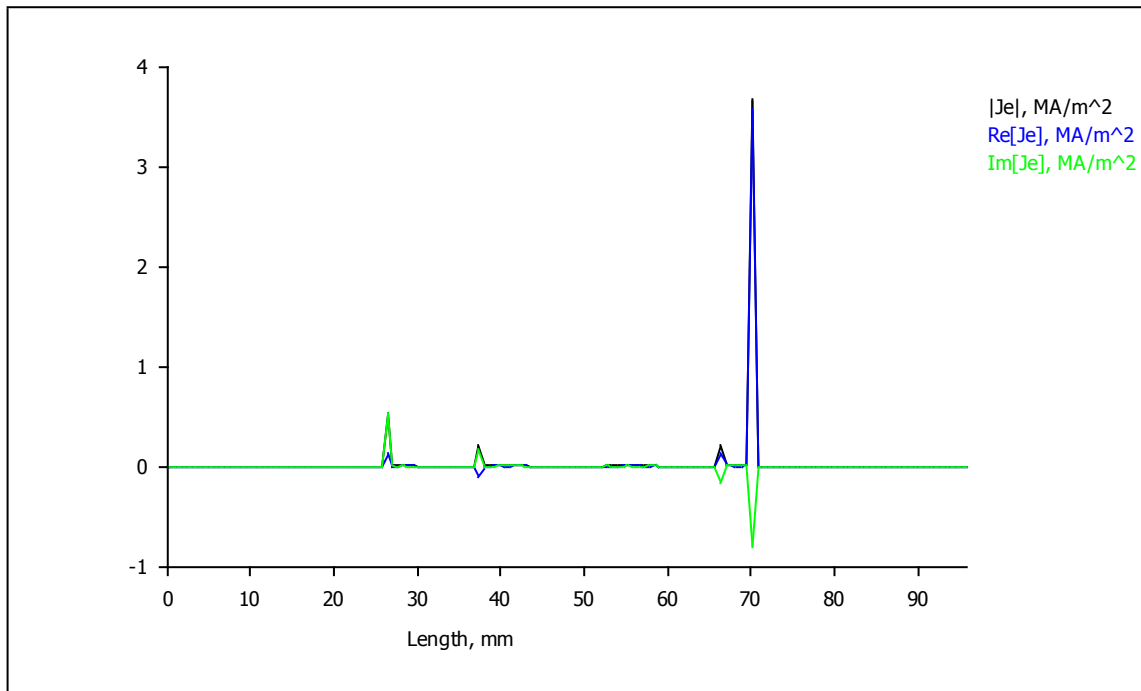


Figura 77 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 75 transversalmente ao núcleo.

Simulação a 20kHz

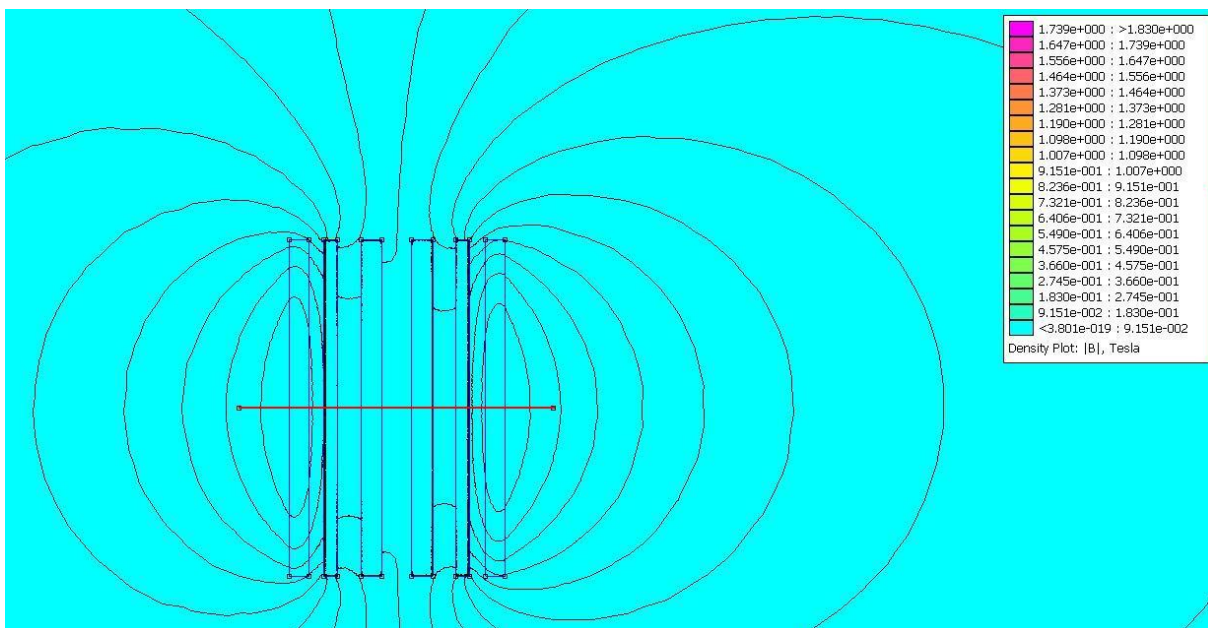


Figura 78 - Corte longitudinal com visão geral das linhas de fluxo magnético no SAE 1020 9 furos a 0,2kHz. Os dois retângulos externos correspondem à bobina e os 4 retângulos internos ao núcleo. A linha vermelha horizontal é uma linha auxiliar para a plotagem das correntes parasitas da Figura 80.

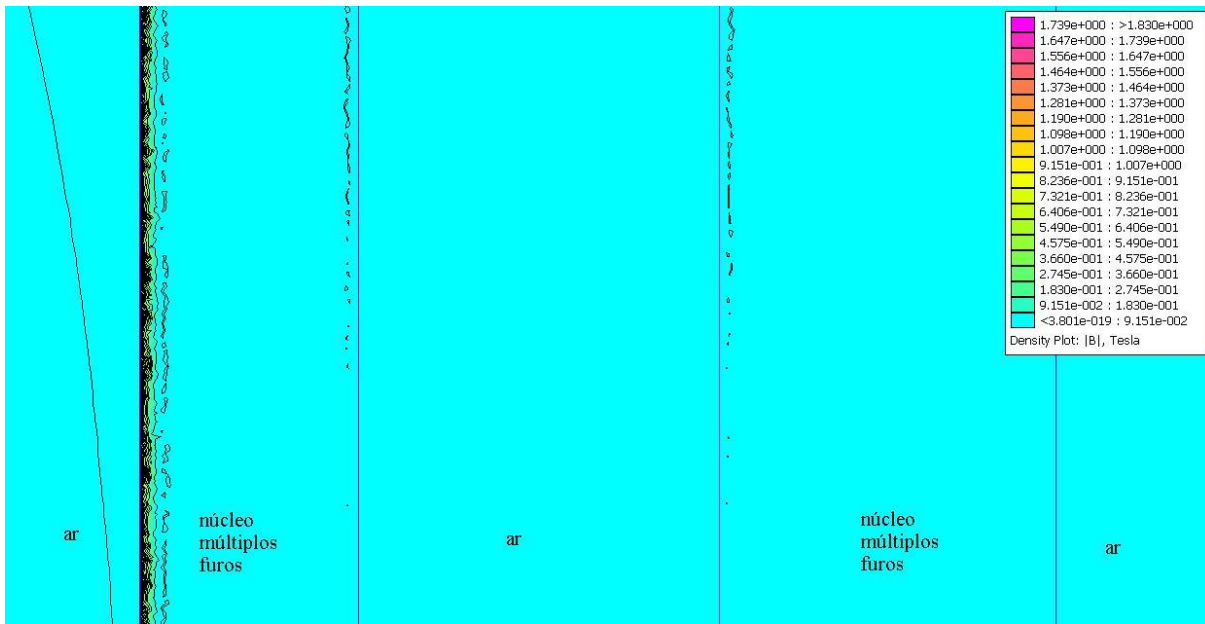


Figura 79 - Aproximação da borda esquerda do núcleo mostrando em escala de cores a densidade de fluxo magnético no material.

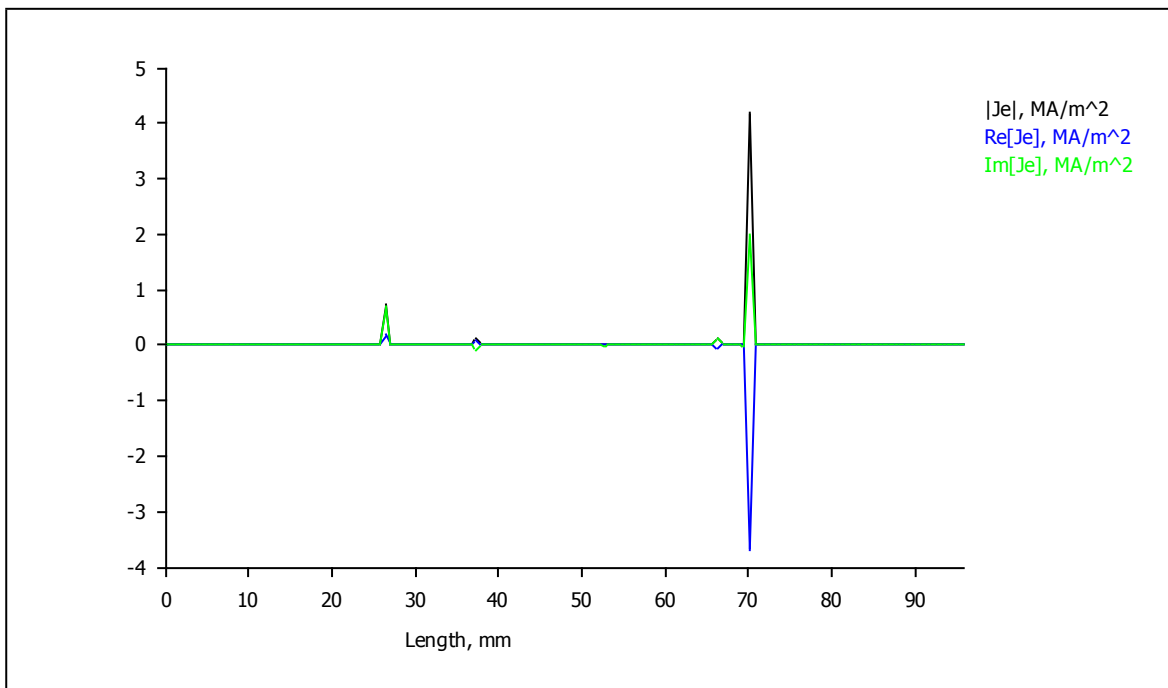
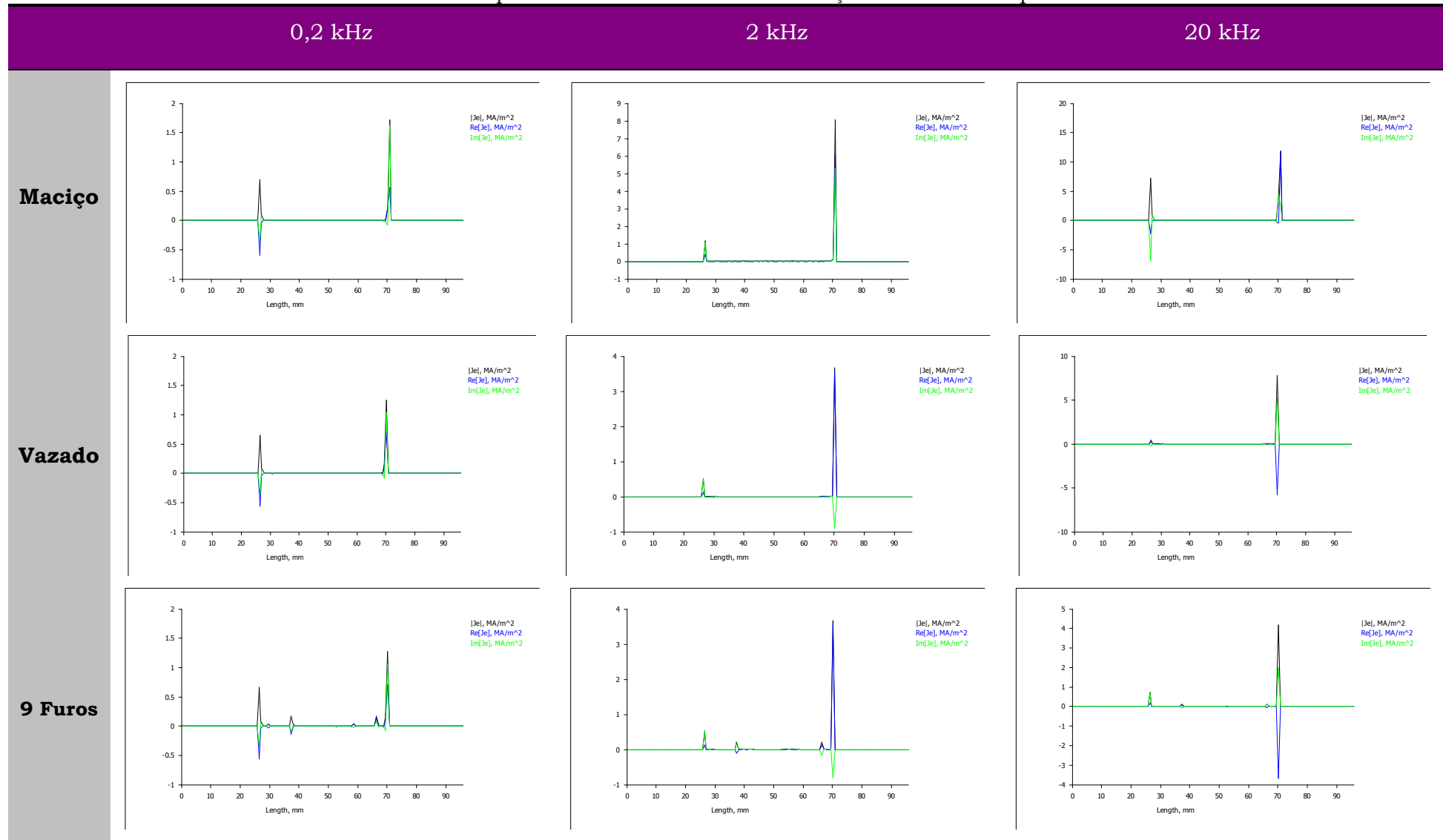


Figura 80 - Plotagem da magnitude das correntes parasitas ao longo da linha vermelha da Figura 78 transversalmente ao núcleo.

4.6.1. Resumo e Análise das Simulações

A Tabela 23 mostra as magnitudes das correntes parasitas das simulações lado a lado a fim de estabelecer uma comparação visual entre elas.

Tabela 23 – Comparativo dos resultados das simulações das correntes parasitas.



4.9. Comparações dos Resultados das Simulações, Modelos e o Sistema Real

A modelagem matemática da impedância da carga permitiu realizar uma previsão da corrente eficaz que circularia na bobina indutora ao longo da gama de frequências de interesse. Através desse conhecimento pode-se excursionar por vários valores de frequência elétrica, inclusive na frequência de ressonância do sistema sabendo o quão alto a corrente poderia chegar permitindo tomar as devidas precauções de segurança para que não houvesse perigo de queima de componentes ou da isolamento da bobina. Na prática verificou-se que os valores medidos de corrente eficaz na carga ficaram muito próximos aos calculados como mostra a Figura 81 onde se pôde ver a curva teórica da corrente para o núcleo maciço e seu correspondente prático medido nas frequências testadas bem como os valores correspondentes ao núcleo de alumínio.

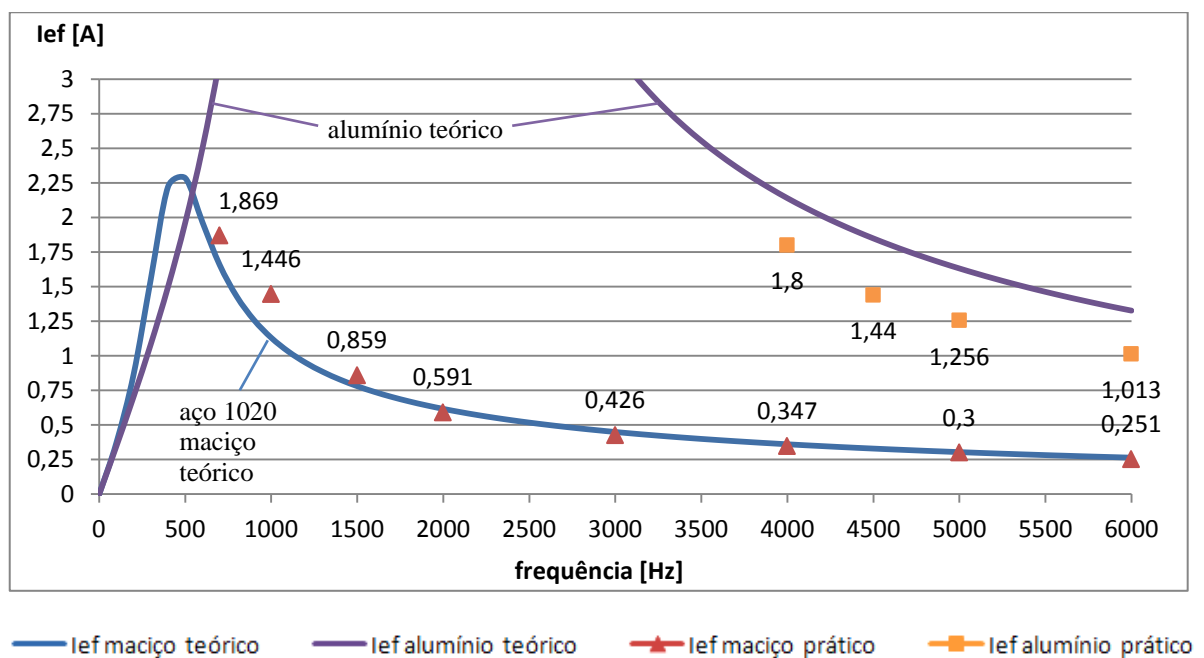


Figura 81 – Curvas teóricas e valores práticos de I_{ef} nos núcleos maciços de alumínio e aço 1020.

Os dados das simulações permitiram visualizar a concentração do fluxo magnético e das correntes parasitas nas bordas dos núcleos de aço 1020, conforme prevê a teoria da profundidade de penetração. O principal dado revelado pelas



simulações é a densidade de fluxo levemente concentrada na borda dos furos menores do núcleo de 9 furos, mostrado na Figura 73, isto indica que um pequeno pico de corrente parasita se forma neste local. A teoria prevê que em um núcleo maciço a formação de correntes parasitas apenas decresce na direção do centro da peça.

Pelas simulações pôde-se comparar o efeito da frequência na geração de correntes parasitas isoladamente uma vez que todas as simulações foram realizadas para a mesma corrente circulante na bobina. Verificou-se que, para um mesmo valor de I_{ef} a magnetização, e por conseguinte a magnitude das correntes parasitas, é maior nas frequências mais altas. Na prática esta comparação não pôde ser realizada pois a I_{ef} variava seu valor de acordo com a frequência do sinal utilizado resultado das diferentes reatâncias e resistência equivalente do núcleo que dependem desta variável.

A teoria utilizada explica o aquecimento inicialmente maior na borda externa dos núcleos, mas não considera os efeitos de condução térmica nos núcleos nem o possível efeito da irradiação de calor que faz com que as superfícies internas dos núcleos ultrapassem a temperatura externa após certo período de tempo.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo trata das considerações finais a respeito do sistema de aquecimento desenvolvido, desde a avaliação dos objetivos propostos, conclusões, dificuldades encontradas e sugestões para a continuidade deste trabalho.

5.1. *Avaliação dos Objetivos Propostos*

O sistema de aquecimento foi implementado e amplamente testado. O gerador de sinal alternado (inversor) permitiu a realização do estudo do comportamento do aquecimento nos quatro tipos de núcleos utilizados em função da frequência do sinal aplicado à bobina de maneira comparativa e qualitativa.

A influência da frequência do sinal para o aquecimento pôde ser observada de forma clara e os resultados apresentados de forma objetiva.

A potência originalmente objetivada para conversão em calor na peça de trabalho, 100 W, foi atingida e ultrapassada quando aplicado sinal elétrico de 700 Hz à carga que correspondeu ao maior valor de corrente eficaz possível do sistema.

Tendo isto em consideração, pode-se afirmar que os objetivos propostos foram alcançados.

5.2. *Conclusões*

Mediante a análise dos resultados obtidos conclui-se que o desempenho dos núcleos de material ferromagnético (aço SAE 1020) é muito mais favorável ao aquecimento indutivo que o do núcleo não magnético (alumínio). Um dos motivos que explicam isso é que no material não magnético apenas o efeito das correntes parasitas atuam para o aquecimento enquanto que no ferromagnético há também o efeito da inversão dos domínios magnéticos.

Os fatores que mais influenciaram para o aquecimento dos núcleos foram:

1 - **Fatores relacionados à natureza do material do núcleo.** Uma alta **resistividade** significa que as correntes parasitas geradas no núcleo terão um caminho de maior resistência para circularem gerando maiores perdas por calor que é o objetivo de um aquecedor. Baixo **calor específico** significa que menos energia é necessária para elevar a temperatura da peça de trabalho, ou seja, aquecer o núcleo com baixo calor específico se torna mais fácil e rápido comparado a um material de alto calor específico como é o caso da água.

2 - **Massa e dimensional da peça.** Dos núcleos de aço 1020, o que apresentou melhor desempenho foi o núcleo vazado seguido pelo de 9 furos e, por fim, o maciço. Pela ordem verifica-se que se trata, analisando a massa de cada um do menor para o maior. Isso tem lógica, uma vez que o calor inicialmente gerado nas bordas externas dos núcleos pelas correntes parasitas acaba irradiando por convecção para o restante da peça. Se há menos massa a esquentar mais concentrado fica este calor e mais rápido ele irradia para toda a peça.

Além disso, ficou claro nos testes que as superfícies internas dos núcleos vazados e 9 furos esquentam mais que as externas contrariando o pensamento inicial que sugeria o contrário devido a concentração das correntes parasitas no exterior da peça. Uma hipótese que pode explicar este fenômeno é que o calor ao irradiar na direção do centro do núcleo, ao chegar à superfície interna irradia para o lado oposto do núcleo contribuindo para aquecê-lo. Uma certa lógica neste raciocínio pode ser vista quando comparado os desempenhos dos núcleos vazado e 9 furos entre si numa mesma frequência. No núcleo vazado a temperatura da borda interna logo no início do ensaio supera a temperatura externa enquanto que no outro núcleo isto demora mais acontecer. No núcleo vazado a borda interna está mais próxima da externa fazendo o calor irradiado chegar mais rapidamente que no caso do núcleo com 9 furos onde há um caminho maior e com mais massa a esquentar e “roubar” energia até chegar ao furo central.

3 - **A corrente circulante na bobina de trabalho** influencia diretamente o aquecimento da peça em seu interior. Quanto maior é a corrente eficaz maior é a magnetização gerada pela bobina aumentando consideravelmente o aquecimento. O inconveniente é o aumento da bitola do fio com o qual é construída a bobina encarecendo o projeto e tornando-o mais pesado limitando sua aplicação.

4 - **A frequência do sinal** influencia aumentando ou diminuindo a impedância da carga limitando os valores de corrente possíveis. No caso deste trabalho procurou-se avaliar o aquecimento em diferentes frequências concluindo

que as maiores potências transferidas aos núcleos ocorreram próximo as frequências de ressonância onde as correntes na bobina foram maiores. Neste ponto a natureza e dimensões do núcleo influem significativamente devido a resistência e reatância equivalentes refletidas ao primário (bobina) aumentando a impedância da carga e alterando a frequência de ressonância. Trabalhando fora da frequência de ressonância o fator de potência diminui bastante aumentando as perdas com energia reativa na bobina.

Conclui-se também, que é possível a utilização do sistema para aquecimento de fluidos como demonstrou o teste de aquecimento de água. O sistema ainda precisa ser aperfeiçoado de modo que a potência transferida ao fluido seja maior resultando num aquecimento mais elevado e rápido. A potência objetivada para transferência ao fluido que era de 100 W foi alcançada mas diante dos resultados obtidos afirma-se que é um valor baixo para aquecer um volume razoável de água, líquido este que possui um alto valor de calor específico e necessita de muita energia para elevar sua temperatura.

5.3. Problemas Encontrados

O primeiro problema técnico encontrado foi o mau funcionamento do Data Logger “MyPCLab” da fabricante Novus utilizado para o acompanhamento em tempo real da evolução da temperatura nos núcleos e na água. O dispositivo, pertencente à Ulbra, desconectava do computador interrompendo as leituras de dados e inutilizando o teste em andamento. O problema persistiu por dias e só foi solucionado quando a assistência técnica da fabricante reinstalou todos os *drivers* e software do dispositivo e trocou o cabo de dados do mesmo.

Diversos ensaios tiveram que ser repetidos em virtude do problema acima relatado e também por desprendimento dos termopares dos núcleos quando estes atingiam temperaturas acima de 130°C. A esta temperatura a fita isolante que prendia o termopar ao núcleo começava a perder sua aderência e o termopar muitas vezes perdia contato com o núcleo prejudicando a leitura de temperatura.

O teste com água precisou ser repetido algumas vezes devido a vazamentos abundantes no reservatório feito de isopor o que prejudicava o dado referente a massa de água que diminuía com o tempo devido ao vazamento. O problema foi resolvido forrando-se a caixa de isopor internamente com um plástico espesso e



utilizando silicone para vedar qualquer fresta nas conexões das mangueiras onde pudesse vazar água.

No teste com água o tempo excessivo para que a massa de água atingisse a uniformidade de temperatura impossibilitou que conclusões precisas fossem obtidas. Além disso, por limitação de variáveis como vazão de líquido que passava pelo núcleo durante o circuito que a água percorria impediram o tratamento do sistema como dinâmico.

5.4. Sugestões para Trabalhos Futuros

- Realizar o controle de temperatura do núcleo mediante variação da frequência elétrica do sinal de excitação;
- Tornar o fator de potência unitário na carga aumentando assim a potência ativa do sistema. A colocação de um capacitor variável em paralelo com a carga pode realizar esta função para diversas frequências;
- Utilizar um perfil de núcleo que tenha a maior área possível de contato para aquecimento de água ou outro fluido;
- Utilizar um circuito do tipo fonte de corrente para a excitação da bobina.

6. REFERÊNCIAS

- [1] KRAUS, John D., CARVER, Keith R. – **Eletromagnetismo** – 2ª. Ed – Rio de Janeiro:Guanabara, 1978
- [2] LORO, Guilherme Schneider – **Sistema de Aquecimento de Água por Indução Eletromagnética**, 2008
- [3] Shadiku, Matthew N.O – **Elementos de Eletromagnetismo**, 3ª edição, Bookman 1998
- [4]http://minerva.ufpel.edu.br/~egcneves/disciplinas/mte/caderno_mte/circ_mag_n.pdf
- [5] <http://webspaces.webring.com/people/bt/tjaco/tesla2/tesla2.html>
- [6]http://www.hipermetal.com.br/site/produtos/plasticos_industriais/POLIACETA_L.pdf
- [7] DI STASI, Luigi – **Fornos Elétricos** - 1a. Ed. - Brasil:Hemus, 1981
- [8] GATTI, Henriques Frandini – **Aquecimento por Indução** – disponível em: <http://professor.ufabc.edu.br/~leigui/disciplinas/grad/fenomenosondulatorios/apres/diurno/heriques.pdf>
- [9] ASM International, Materials Park, - **Theory of Heating Induction** - Ohio, USA
- [10] RASHID, Muhammad H. – **Eletrônica de Potência, Circuitos Dispositivos e Aplicações** – 1ª Ed. – Makron Books, 1999
- [11] ALVES, Mário Ferreira - **ABC dos circuitos elétricos em corrente alternada** – 1999, disponível em http://ave.dee.isep.ipp.pt/~mjf/PubDid/ABC_CECA.PDF
- [12] JUNIOR, Rubens Nunes de Faria, - **Purificação e Crescimento de LiF em Forno de Aquecimento por Indução com Controle Eletrônico de Temperatura** – Brasil, 1985, disponível em http://pelicano.ipen.br/PosG30/TextoCompleto/Rubens%20Nunes%20de%20Faria%20Junior_M.pdf
- [13]http://minerva.ufpel.edu.br/~egcneves/disciplinas/mte/caderno_mte/circ_mag_n.pdf



OBRAS CONSULTADAS

http://chuveiro-eletrico.info/mos/view/Origem_dos_chuveiros_eletricos/
www.knoow.net/cienciasexactas/fisica/solenoides.htm
<http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>

APÊNDICE A – COMPARATIVO CORRENTE EFICAZ A 1 kHz E 700 Hz.

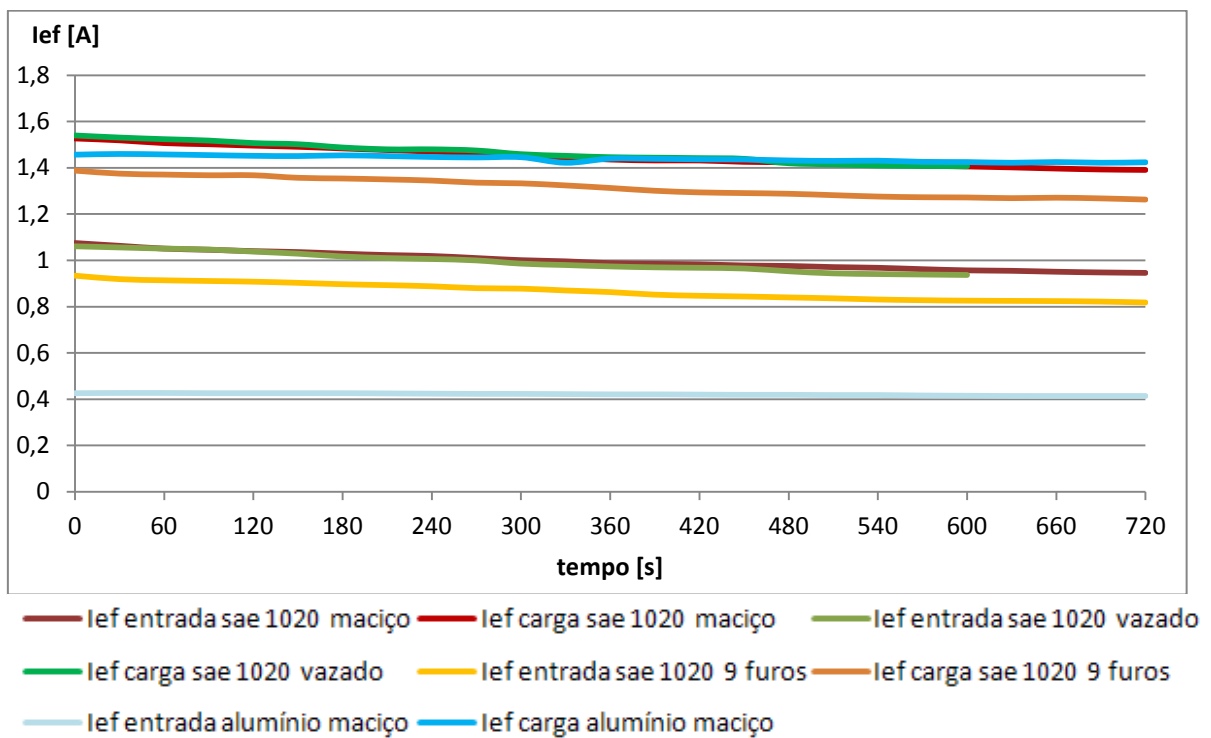


Figura 82 – Corrente eficaz na entrada e na carga a 1 kHz.

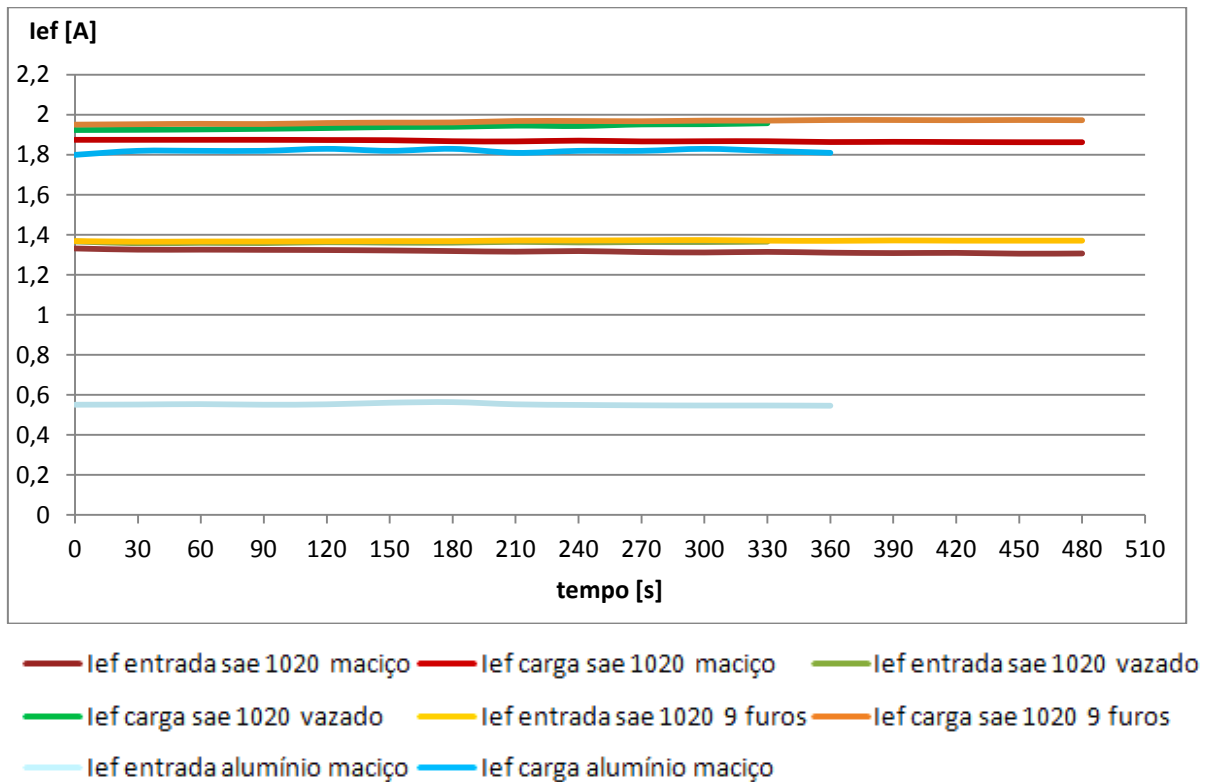


Figura 83 - Corrente eficaz na entrada e na carga a 700 Hz.

As Figuras 82 e 83 acima mostram a magnitude da corrente eficaz na entrada e na carga nos testes comparativos a 1 kHz e 700 Hz. Nota-se que com 1 kHz as correntes têm um leve decréscimo devido ao aumento da resistividade do núcleo e da bobina resultante de seus aquecimentos. Interessante observar que a 700 Hz, onde o aquecimento foi mais elevado, as correntes se mantiveram mais constantes e em alguns casos tiveram até um leve acréscimo de valor.

As figuras também mostram que a corrente de entrada do circuito quando utilizado núcleo de alumínio é bem inferior as dos outros núcleo porém sua corrente na carga supera as dos núcleos de aço para uma mesma frequência. Lembrando que os valores de I_{ef} nas figuras dizem respeito a frequência de 1 kHz e 700 Hz para os núcleos de aço 1020 e 4,5 e 4 kHz para o alumínio.



ANEXO A – CARACTERÍSTICAS BITOLAS AWG

Número AWG	Diâmetro (mm)	Secção (mm ²)	Número de espiras por cm	Kg por Km	Resistência (ohms/Km)	Capacidade (A)
0000	11,86	107,2			0,158	319
000	10,40	85,3			0,197	240
00	9,226	67,43			0,252	190
0	8,252	53,48			0,317	150
1	7,348	42,41		375	1,40	120
2	6,544	33,63		295	1,50	96
3	5,827	26,67		237	1,63	78
4	5,189	21,15		188	0,80	60
5	4,621	16,77		149	1,01	48
6	4,115	13,30		118	1,27	38
7	3,665	10,55		94	1,70	30
8	3,264	8,36		74	2,03	24
9	2,906	6,63		58,9	2,56	19
10	2,588	5,26		46,8	3,23	15
11	2,305	4,17		32,1	4,07	12
12	2,053	3,31		29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63		23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7
17	1,150	1,04	8,4	9,26	16,34	3,2
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,15	2,0
20	0,8118	0,52	11,6	4,61	32,69	1,6
21	0,7230	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92
23	0,5733	0,26	16,0	2,29	56,4	0,73
24	0,5106	0,20	18,0	1,82	85,0	0,58
25	0,4547	0,16	20,0	1,44	106,2	0,46
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37
27	0,3606	0,10	25,6	0,91	170,0	0,29
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23



29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18
30	0,2546	0,051	35,6	0,45	333,3	0,15
31	0,2268	0,040	39,8	0,36	425,0	0,11
32	0,2019	0,032	44,5	0,28	531,2	0,09
33	0,1798	0,0254	56,0	0,23	669,3	0,072
34	0,1601	0,0201	56,0	0,18	845,8	0,057
35	0,1426	0,0159	62,3	0,14	1069,0	0,045
36	0,1270	0,0127	69,0	0,10	1338,0	0,036
37	0,1131	00100	78,0	0,089	1700,0	0,028