

TESE

1182

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

TRAÇADOR DE CURVAS DE HISTERESE MAGNÉTICAS
DE BAIXO CUSTO

Carlo José Rissardi Sperandeo

ITAJUBÁ - MG

2002



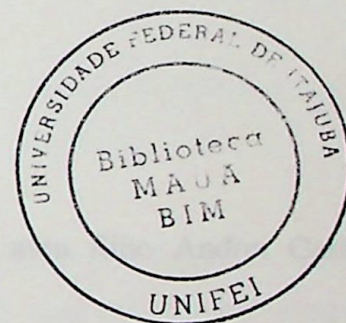
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Traçador de curvas de histerese magnéticas de baixo custo

Carlo José Rissardi Sperandeo



Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial à obtenção do título de **Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Carlos Augusto Ayres, Dr.

Itajubá, março de 2002

CLASS.	527.226.3(OAB. 2)
CL. TI. R.	57496
TOMBO.	1182



Caro José Kestel, obrigado

Trabalho realizado no âmbito do curso de Engenharia de Física, sob a orientação do Prof. Dr. José Kestel, no âmbito do curso de Engenharia de Física, sob a orientação do Prof. Dr. José Kestel.

Orientador: Prof. Dr. José Kestel

Rio de Janeiro, maio de 2002

Dedicatória

À minha esposa, Cimali Carli Brandão Sperandeo e ao meu filho Andrei Carli Brandão que sempre me apoiaram.

Aos meus falecidos pais Massimo Sperandeo e Maria Therezinha Rissardi Sperandeo que sempre se fizeram presentes a meu lado em todas as decisões de minha vida, pela formação e caráter a mim ensinados, sempre aconselhando e incentivando, ao meu irmão Fábio Ítalo Sperandeo que por diversas vezes se privou em meu favor.

Agradecimentos

Agradeço a *Deus* por mais essa conquista. Sua presença me confortou nas horas difíceis e sempre me transmitiu a força necessária para continuar...

Ao meu orientador, Prof. Carlos Augusto Ayres.

Aos professores Francisco Martins Portelinha, José Antonio Justino Ribeiro, Kazuo Nakashima e Paulo Cesar Rosa pelo apoio durante a elaboração dos trabalhos.

Aos colegas de trabalho da EFEI, engenheiros Júlio Arlindo P. Azevedo, José Feliciano Adami, Paulo Cesar Crepaldi e Robson Luiz Moreno que de alguma forma contribuíram na elaboração deste trabalho.

Ao Sr. Wladimir Brandão e sua indústria, WB Indústria e Comércio de Transformadores, que sempre estiveram prontos para a construção dos transformadores utilizados neste trabalho e os forneceram sem custo algum.

Resumo

Este trabalho apresenta a implementação de um protótipo de baixo custo para levantamento das características magnéticas de materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos empregados em transformadores, solenóides e toróides através da curva de histerese magnética. Mostra também o funcionamento de um programa empregando o software Matlab desenvolvido para o cálculo da perda por histerese magnética, localização e valores dos pontos de campo magnético, saturação de campo magnético, força coercitiva, densidade de fluxo magnético, saturação de fluxo magnético e indução residual ou qualquer ponto dentro da curva de histerese magnética. Os resultados obtidos nas amostras empregadas estão de acordo com as folhas de dados dos fabricantes, comprovando o desempenho esperado.

Abstract

This work presents the implementation of an prototype of low cost for survey of the magnetic features of used ferromagnetics or ferrimagnetics materials in transforming, solenoids and toroids through the curve of magnetic hysteresis. It also shows the operation of an program in Matlab software developed for the calculation of the loss for magnetic hysteresis, location and values of the points of magnetic field, saturation of magnetic field, coercitive force, density of magnetic stream, saturation of magnetic stream and vestigial induction or any point inside of the curve of magnetic hysteresis. The results obtained in the employed samples are in accordance with the manufacturers data sheet, corroborating the expected performance.

Índice

Capítulo 1

Introdução	1
1.1 Introdução	1
1.2 Apresentação do problema	2
1.3 Estrutura de trabalho	3

Capítulo 2

Revisão dos conceitos de eletromagnetismo	4
2.1 Introdução	4
2.2 Campo elétrico	4
2.3 Campo magnético	6
2.4 Lei de Biot-Savart	6
2.5 Lei circuital de Ampère	7
2.6 Densidade de fluxo magnético B	8
2.7 Equações de Maxwell	8
2.8 Ferromagnetismo	9
2.9 Curva de histerese magnética	10
2.10 Solenóide	14
2.11 Toróide	14
2.12 Transformador	15

Capítulo 3

Proposta de um circuito para o traçador de histerese magnética de baixo custo ...	17
3.1 Introdução	17
3.2 Proposta de circuito	17

3.2.1 Gerador PWM	20
3.2.2 Integrador	23
3.2.3 Amplificador	25
3.2.4 Osciloscópio	28
Capítulo 4	
Implementação e testes	29
4.1 Introdução	29
4.2 Implementação do gerador PWM	29
4.3 Implementação do integrador	37
4.4 Amplificador	49
4.5 Montagem dos circuitos para levantamento das curvas de histerese magnética	49
4.6 Levantamento das curvas de histerese magnética	51
4.6.1 Curva de histerese magnética para aço silício com grão não orientado	51
4.6.2 Curva de histerese magnética para aço silício com grão orientado	56
4.6.3 Curva de histerese magnética para transformador de ferrite	59
4.7 Cálculo das perdas por histerese magnética	63
4.7.1 Software	64
4.7.2 Cálculo da perda por histerese magnética em lâmina GNO	67
4.7.3 Cálculo da perda por histerese magnética em lâmina GO	68
4.7.4 Cálculo da perda por histerese magnética em ferrite IP6	69
Capítulo 5	
Conclusões e propostas	71
5.1 Introdução	71
5.2 Conclusões	71
5.3 Propostas	73
Anexos	74

Anexo A – Listagem do programa para cálculo da perda por histerese e localização dos pontos B e H74

Referências bibliográficas76

Fig. 1.1 Diagrama vetorial e representação de campo elétrico de cargas positivas 3

Fig. 1.2 Diagrama vetorial e representação de campo elétrico de cargas opostas 3

Fig. 1.3 Representação gráfica da Lei de Biot-Savart 7

Fig. 1.4 Representação da Lei Circuital de Ampère - corrente e percursos 8

Fig. 1.5 (a) Princípios dos momentos em um cristal de ferro não magnetizado 11

Fig. 1.5 (b) Realização da alinhamento exercido por um campo externo 11

Fig. 1.6 Ciclo de histerese magnética no caso de histerese magnética 12

Fig. 1.7 Ciclo de histerese em materiais duros e moles 12

Fig. 1.8 Momento dipolativo de N espiras uniformemente espaçadas e enroladas em um comprimento l 14

Fig. 1.9 Torção, enroladas curvas fechadas sobre si mesmas 15

Fig. 1.10 Histerese magnética por um núcleo magnético 16

Capítulo 3

Fig. 3.1 Diagrama em plano de circuito sugerido para levantamento de curva de histerese magnética 17

Fig. 3.2 Diagrama em plano de circuito construído para levantamento de curva de histerese magnética 19

Fig. 3.3 Circuito de potência 21

Fig. 3.4 Waveform de V_c na saída do oscilador PWM - $X_{pwm}(t)$ 21

Fig. 3.5 Diagrama sugerido PWM para 50Hz 23

Fig. 3.6 Diagrama de histerese obtido no circuito 23

Fig. 3.7 Curva calculada para o magnetizador ideal 23

Índice de figuras

Capítulo 2

Fig.2.1: Diagrama vetorial e mapeamento de campo elétrico de cargas positivas	5
Fig.2.2: Diagrama vetorial e mapeamento de campo elétrico de cargas opostas	5
Fig.2.3: Representação gráfica da Lei de Biot-Savart	7
Fig.2.4: Representação da Lei Circuital de Ampère - corrente e percursos	8
Fig.2.5 (a): Polaridade dos momentos em um cristal de ferro não magnetizado	11
Fig.2.5 (b): Condição de saturação exercida por um campo externo	11
Fig.2.6: Ciclo de histerese magnética ou curva de histerese magnética	12
Fig.2.7: Ciclos de histerese em materiais duro e mole	12
Fig.2.8: Solenóide, dispositivo de N espiras uniformemente espaçadas e enroladas em uma forma cilíndrica	14
Fig.2.9: Toróide, solenóide curvo fechado sobre si mesmo	15
Fig.2.10: Bobinas acopladas por um núcleo magnético	16

Capítulo 3

Fig.3.1: Diagrama em bloco do circuito sugerido para levantamento da curva de histerese magnética	17
Fig.3.2: Diagrama em bloco do circuito construído para levantamento da curva de histerese magnética	19
Fig.3.3: Oscilador de relaxação	21
Fig.3.4: Sinal esperado na saída do oscilador PWM – $X_{PWM}(t)$	21
Fig.3.5: Projeto do oscilador PWM para 50Hz	22
Fig.3.6: Integrador, fluxímetro utilizado no circuito	23
Fig.3.7: Curva característica do integrador ideal	23

Fig.3.8: Circuito do integrador	25
Fig.3.9: Amplificador inversor	26
Fig.3.10: Aspecto do circuito final contendo oscilador, integrador e amplificador	27
Fig.3.11: Fontes de alimentação contínua para o circuito integrado V_1 e V_2	27

Capítulo 4

Fig.4.1: Circuito oscilador PWM para 50Hz	29
Fig.4.2: Saída do gerador PWM	30
Fig.4.3: FFT da saída do gerador	30
Fig.4.4: FFT da saída do gerador para $R_3=2k4\Omega$	31
Fig.4.5: Saída do gerador PWM 60Hz	31
Fig.4.6: FFT da saída do gerador 60Hz	31
Fig.4.7: Saída do gerador PWM 70Hz	32
Fig.4.8: FFT da saída do gerador 70Hz	32
Fig.4.9: Saída do gerador 48Hz	32
Fig.4.10: FFT da saída do gerador 48Hz	33
Fig.4.11: Saída do gerador 78Hz	33
Fig.4.12: FFT da saída do gerador 78Hz	33
Fig.4.13: Saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência mínima	34
Fig.4.14: FFT da saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência mínima	34
Fig.4.15: Saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência máxima	34
Fig.4.16: FFT da saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência máxima	35
Fig.4.17: Saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência mínima	35
Fig.4.18: FFT da saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência mínima	35
Fig.4.19: Saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência máxima	36
Fig.4.20: FFT da saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência máxima	36
Fig.4.21: Inversor implementado	37
Fig.4.22: Máximo sinal alcançado na saída do integrador	38
Fig.4.23: Comportamento em frequência da saída do integrador – simulador 50Hz	38
Fig.4.24: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 50Hz	39

Fig.4.25: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 50Hz	39
Fig.4.26: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 60Hz	40
Fig.4.27: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 60Hz	40
Fig.4.28: Comportamento em frequência da saída do integrador para 60Hz	40
Fig.4.29: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 500Hz	41
Fig.4.30: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 500Hz	41
Fig.4.31: Comportamento em frequência da saída do integrador para 500Hz	42
Fig.4.32: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 600Hz	42
Fig.4.33: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 600Hz	42
Fig.4.34: Comportamento em frequência da saída do integrador para 600Hz	43
Fig.4.35: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 5KHz	43
Fig.4.36: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 5KHz	43
Fig.4.37: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 6KHz	44
Fig.4.38: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 6KHz	44
Fig.4.39: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 50KHz	45
Fig.4.40: Curvas de entrada e saída do integrador com Ca – simulador 50KHz	45
Fig.4.41: Curvas de entrada e saída do integrador sem Ca – osciloscópio 50KHz	46
Fig.4.42: Curvas de entrada e saída do integrador com Ca – osciloscópio 50KHz	46
Fig.4.43: Curvas de entrada e saída do integrador sem Ca – simulador 50KHz	47
Fig.4.44: Curvas de entrada e saída do integrador com Ca – simulador 50KHz	47
Fig.4.45: Curvas de entrada e saída do integrador sem Ca – osciloscópio 50KHz	48
Fig.4.46: Curvas de entrada e saída do integrador sem Ca – osciloscópio 60KHz	48
Fig.4.47: Circuito a ser implementado	49
Fig.4.48: Circuito final implementado para frequências de 50Hz a 60kHz	50
Fig.4.49: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 2V	51
Fig.4.50: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 4V	52
Fig.4.51: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 6V	52
Fig.4.52: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 8V	53
Fig.4.53: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 3V	54
Fig.4.54: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 6V	54
Fig.4.55: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 9V	55

Fig.4.56: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 12V	55
Fig.4.57: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 2V	56
Fig.4.58: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 4V	56
Fig.4.59: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 6V	57
Fig.4.60: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 8V	57
Fig.4.61: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 3V	58
Fig.4.62: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 6V	58
Fig.4.63: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 9V	59
Fig.4.64: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 12V	59
Fig.4.65: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 2V	60
Fig.4.66: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 4V	60
Fig.4.67: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 6V	61
Fig.4.68: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 8V	61
Fig.4.69: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 3V	62
Fig.4.70: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 6V	62
Fig.4.71: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 9V	63
Fig.4.72: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 12V	63
Fig.4.73: Curvas plotadas pelo Matlab em referência aos dados de entrada	65
Fig.4.74: Período definido pelo usuário para a curva de histerese	66
Fig.4.75: Curva de histerese Matlab	66
Fig 4.76: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GNO. 60Hz – senoidal - Matlab	67
Fig 4.77: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GNO. 60Hz – quadrada – Matlab	67
Fig.4.78: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GO. 60Hz – senoidal – Matlab	68
Fig.4.79: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GO. 60Hz – quadrada –	

Matlab68

Fig.4.80: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese ferrite. 200Hz – senoidal – Matlab69

Fig.4.81: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para ferrite. 200Hz – quadrada – Matlab .69

Capítulo 3

Tabela 3.1: Resultados dos cálculos do oscilador PWM22

Tabela 3.2: Valores dos componentes calculados para o integrador23

Capítulo 4

Tabela 4.1: Resultado dos testes nos transformadores GND68

Tabela 4.2: Resultado dos testes nos transformadores GO69

Tabela 4.3: Resultado dos testes nos transformadores de ferrite70

Índice de Tabelas

Capítulo 2

Capítulo 2

Equação 2.1 – Taxação do campo elétrico 4

Tabela 2.1: Relação de permeabilidade relativa de alguns materiais 10

Equação 2.2 – Tensão de ruptura do Ar 11

Capítulo 3

Equação 3.1 – Perda por histerese 11

Tabela 3.1: Resultados dos cálculos do oscilador PWM 22

Tabela 3.2: Valores dos componentes calculados para o integrador 25

Equação 3.2 – Perda por correntes de Foucault 12

Equação 3.3 – Perda por efeito Joule 16

Capítulo 4

Equação 4.1 – Relação do número de espiras de um transformador ideal 16

Tabela 4.1: Resultado dos testes nos transformadores GNO 68

Tabela 4.2: Resultado dos testes nos transformadores GO 69

Tabela 4.3: Resultado dos testes nos transformadores de ferrite 70

Equação 4.2 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.3 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.4 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.5 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.6 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.7 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.8 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.9 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.10 – Fluxo em função da densidade e área 18

Equação 4.11 – Fluxo em função da densidade e área 18

Índice de Equações

Capítulo 2

Equação 2.1 – Equação do campo elétrico	6
Equação 2.2 – Lei de Biot – Savart	7
Equação 2.3 – Lei circuital de Ampère	7
Equação 2.4 – Equação da permeabilidade	9
Equação 2.5 – Perda por histerese	13
Equação 2.6 – Perda por histerese em watts	13
Equação 2.7 – Densidade de fluxo B em um solenóide	14
Equação 2.8 – Fem induzida no secundário do transformador	15
Equação 2.9 – Força contra eletro-motriz	16
Equação 2.10 – Relação de tensão e número de espiras de um transformador ideal	16

Capítulo 3

Equação 3.1 – Fluxo em função da tensão	18
Equação 3.2 – Fluxo em função da densidade e área	18
Equação 3.3 – Cálculo de B referente ao circuito integrador	18
Equação 3.4 – Cálculo de H referente ao circuito	18
Equação 3.5 – Período do gerador PWM	20
Equação 3.6 – Freqüência de integração	24
Equação 3.7 – Freqüência de corte	24
Equação 3.8 – Ganho do amplificador inversor	26
Equação 3.9 – Freqüência de corte para o amplificador inversor	26

Símbolos

- α – Coeficiente de Steinmetz
 ϕ - Fluxo magnético
 μ - Permeabilidade
 μ_0 – Permeabilidade no vácuo
 μ_r – Permeabilidade relativa
 a - Raio
 A – Ganho do amplificador inversor
 A_e – Área efetiva do transformador
 A/m – Unidade do campo magnetizante do SI, Ampére por metro
 a_R – Vetor unitário da direção entre o elemento diferencial e o ponto
 B – Densidade de fluxo magnético
 $B_{m\acute{a}x}$ - Densidade de fluxo magnético máxima
 B_r – Densidade de fluxo residual
 dL – Comprimento diferencial
 $d\phi/dt$ – Taxa de variação do fluxo magnético
 E – Campo elétrico
 f – Freqüência
 f_c – Freqüência de corte
 f_i – Freqüência de integração
 ΔF – Variação da força que atua sobre a carga
 Fe – Símbolo químico do ferro
 F_{em}, fem – Força eletromotriz
 FFT – Transformada de Fourier
 GO – Grão orientado
 GNO – Grão não orientado
 H - Campo magnético
 H_c – Campo magnético coercitivo
 $H_{m\acute{a}x}$ - Campo magnético máximo

- I - Corrente
- IP6 – Tipo de ferrite
- I_{RMS} – Valor médio quadrático da corrente
- K – Densidade de corrente laminar
- l - Comprimento
- l_e – Comprimento efetivo do núcleo do transformador
- M – Momento magnético
- m - metro
- N – Número de espiras
- O – Símbolo químico do oxigênio
- P – Ponto no espaço
- PWM – Modulação por largura de pulso
- ΔQ – Carga de prova
- Q1 e Q2 – Cargas elétricas
- SI – Sistema internacional de unidades
- T – Período do sinal
- V – Volume do material
- V_{RMS} Valor médio quadrático da tensão
- W – Energia
- W_h – Perda por histerese
- Z – Fração de realimentação

Capítulo 1

O conhecimento das propriedades magnéticas associadas às propriedades elétricas teve uma importante contribuição para o desenvolvimento da humanidade. Desde 1821, quando Ampère sugeriu que o magnetismo era devido a correntes microscópicas, até hoje. Em toda esta evolução, estudou-se o ferromagnetismo que trata de um grupo específico de materiais.

Este trabalho apresenta uma proposta para a elaboração de um dispositivo capaz de mensurar perdas por histerese, localização de pontos de densidade de fluxo máxima, $B_{\text{máx}}$, e campo magnético máximo, $H_{\text{máx}}$, e outras grandezas magnéticas em transformadores com núcleos compostos por materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos utilizando-se da curva de histerese resultante da aplicação de um sinal de entrada e seu correspondente sinal de saída.

1.1 Introdução

No desenvolvimento de dispositivos de conversão de energia um dos principais elementos é o transformador, basicamente formado por dois enrolamentos, o primário e o secundário. No primário é aplicada a tensão de entrada e no secundário será induzida uma tensão proporcional a tensão de entrada. Os dois enrolamentos são montados sobre um núcleo, que pode ser não magnético, um material ferromagnético¹, ou ferrimagnético² ou até mesmo o ar. Quando este núcleo é fabricado com substâncias tais como ferro silício e ferrites, ambos compostos por associações de componentes metálicos como ferro, silício, manganês, magnésio, zinco, níquel, etc, são chamados de materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos. Estes materiais passam a obter características magnéticas quando sob influência de um campo externo.

Uma representação das propriedades magnéticas destes materiais é a curva de histerese magnética, onde se pode determinar algumas características tais como permeabilidade³, coercividade⁴, remanência⁵ e as perdas magnéticas [1].

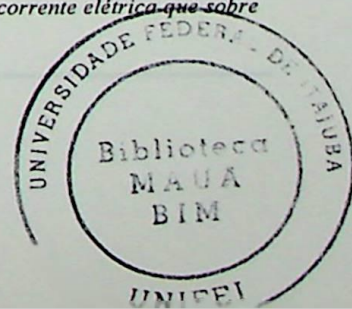
1 - Designativo das substâncias cuja permeabilidade magnética é muito grande e variável com a intensidade do campo, tais como ferro, níquel etc.

2 - Designativo das substâncias cuja permeabilidade magnética é muito pequena.

3 - Propriedade de uma substância magnetizável que determina o grau em que esta modifica o fluxo magnético na região ocupada pelo seu campo magnético; especificamente, a razão da indução para a força magnetizante na substância; também chamada permeabilidade magnética.

4 - Capacidade de um elemento em resistir à reorientação de suas partículas.

5 - Indução magnética residual; magnetismo que permanece em um material, depois de cessados os efeitos da corrente elétrica que sobre ele atuou.



É possível obter curvas de histerese magnética submetendo amostras do material a um campo magnetizante (H) de intensidade variável. A indução magnética (B) ou momento magnético (M) são determinados através de medidores de fluxo ou de momento. A curva de indução descreve o comportamento de B em função de H em um sistema de eixos cartesianos.

1.2 Apresentação do Problema

Uma das propostas desta dissertação é desenvolver um dispositivo para se levantar curvas de histerese magnética de uma forma automática a um baixo custo, utilizando recursos de laboratório tais como osciloscópio e gerador de funções. Tem por objetivo a implementação em laboratórios de ensino de escolas técnicas, faculdades e de universidades onde alunos poderão notar as diferenças entre vários materiais ferromagnéticos pela observação da curva de histerese. Com este equipamento, pode-se comparar a curva de histerese magnética dos diversos materiais atualmente empregados no desenvolvimento de transformadores, tais como ferrites, aço silício, aço silício tratado (recozido). Pode-se verificar e comparar, por exemplo, que a ferrite apresenta uma área de histerese magnética menor que a do aço silício não tratado, que por sua vez também difere do aço silício tratado. E também fazer o levantamento das medidas indiretas de indução magnética B e do campo magnetizante H.

O dispositivo é capaz de traçar curvas de histerese magnética em transformadores de aço silício ou ferrites submetidos a excitações de ondas senoidais ou quadradas. A escolha de uma excitação como esta é justificada pelo fato de as ondas quadradas serem muito utilizadas em fontes chaveadas, reatores eletrônicos e inversores.

Outra proposta é a medida das perdas por histerese no núcleo ferromagnético excitado com formas de ondas senoidais ou quadradas. Para isto, utilizar-se-ão de recursos matemáticos que fornecerão valores como os correspondentes à saturação magnética tais como $B_{m\acute{a}x}$ e $H_{m\acute{a}x}$ de saturação.

Salienta-se ainda a necessidade de um dispositivo capaz de caracterizar perdas magnéticas causadas por excitação de forma de onda quadrada [2].

Na prática, encontram-se vários equipamentos e processos para levantamento da curva de histerese, através do processo de aquisição de dados e processamento digital de sinal. Há maior dificuldade para a implementação de instrumentos e circuitos específicos em todos os processos observados. Em geral, os sistemas utilizam placas de aquisição de dados [3] [4], conversores análogos digitais [5] e processos computacionais [3] [4] [5], também foi empregado o instrumento de Epstein [4]. Nos anexos A, B e C ilustram-se três equipamentos diferentes utilizando os mesmos processos mencionados acima. O dispositivo apresentado neste trabalho é bem simples. O circuito eletrônico conta com um integrador, uma fonte de alimentação, um gerador de funções, um osciloscópio digital para compor a curva de histerese e um micro computador equipado com o programa Matlab, para cálculos de área, e localização dos pontos $B_{máx}$ e $H_{máx}$.

1.3 Estrutura de Trabalho

Esta dissertação será desenvolvida em mais quatro capítulos além deste. No capítulo II faz-se uma revisão de conceitos de eletromagnetismo de uma forma sistemática, para facilitar o acesso às informações mais relevantes como campo elétrico, campo magnético, ferromagnetismo, densidade de fluxo magnético e outros. No terceiro capítulo, são apresentados as propostas e os cálculos para a elaboração de projeto. No capítulo IV, mostra-se a implementação do circuito, as comparações entre simulações e medidas efetivas e resultados dos testes realizados em três amostras de materiais ferromagnéticos em transformadores (Ferrite, Aço Silício com grão não orientado e Aço Silício com grão orientado). Neste capítulo, encontra-se também a descrição do software elaborado para o cálculo da perda por histerese e localização dos pontos de $B_{máx}$ e $H_{máx}$. No quinto capítulo são apresentados as conclusões e os comentários sobre os objetivos alcançados e as aplicações do dispositivo, com algumas propostas para a elaboração de novos circuitos.

Capítulo 2

Revisão dos conceitos de eletromagnetismo

2.1 Introdução

Faz-se neste capítulo uma revisão dos princípios de eletromagnetismo, abordando o campo eletromagnético, lei de Biot-Savart, lei de Ampère, equações de Maxwell, campo magnético, etc. Objetiva-se com este capítulo fornecer uma referência e recurso de consulta rápida aos princípios eletromagnéticos.

2.2 Campo Elétrico

Na antiguidade, onde talvez mesmo sem se saber, começava-se a observar o “*magnetismo induzido*”, o que na verdade era um rearranjo de cargas em determinados materiais produzidos pelo atrito entre ambos, como por exemplo, a ebonite¹ com lã. Durante o atrito, a lã cede elétrons à ebonite, ficando esta negativamente e em contra partida, a lã por ter cedido tais elétrons, ficará positivamente carregada. Lembra-se ainda que não se criou carga, pois a soma das cargas totais dos elementos continua a mesma, enfatiza-se que foram citados os materiais acima como exemplos clássicos e alerta-se para o fato de que todos os elementos da natureza possuem cargas e em sua grande maioria equilibradas, ou seja, prótons, elétrons e nêutrons em concordância com sua estrutura.

Somente ao final do século XVIII foram observadas as propriedades de atração e repulsão entre cargas elétricas e geraram três afirmativas:

- Existem duas e somente duas espécies de cargas elétricas.
- Duas cargas pontuais exercem entre si, forças que atuam ao longo da linha que as une e que são inversamente proporcionais ao quadrado da distância entre elas.
- Estas forças são também proporcionais ao produto das cargas; são repulsivas para cargas de mesmo sinal e atrativas para cargas de sinais opostos.

As duas últimas afirmativas, com a primeira como preâmbulo, são conhecidas como *lei de Coulomb* em homenagem a Charles Augustin de Coulomb (1736-1806). [6]

¹ – Substância dura e negra obtida pela vulcanização de borracha com excesso de enxofre.

Conforme observado, cada elemento da natureza possui cargas. Faz-se agora uma observação puntual em uma carga positiva colocada na origem de um sistema de coordenadas polares, aproxima-se primeiramente outra carga positiva e logo em seguida uma carga negativa. Estas cargas se interagem e estas interações, para uma melhor compreensão, estão representadas em um diagrama vetorial, fig.2.1 e 2.2, onde está ilustrado o mapeamento de um campo elétrico com auxílio de linhas de força.

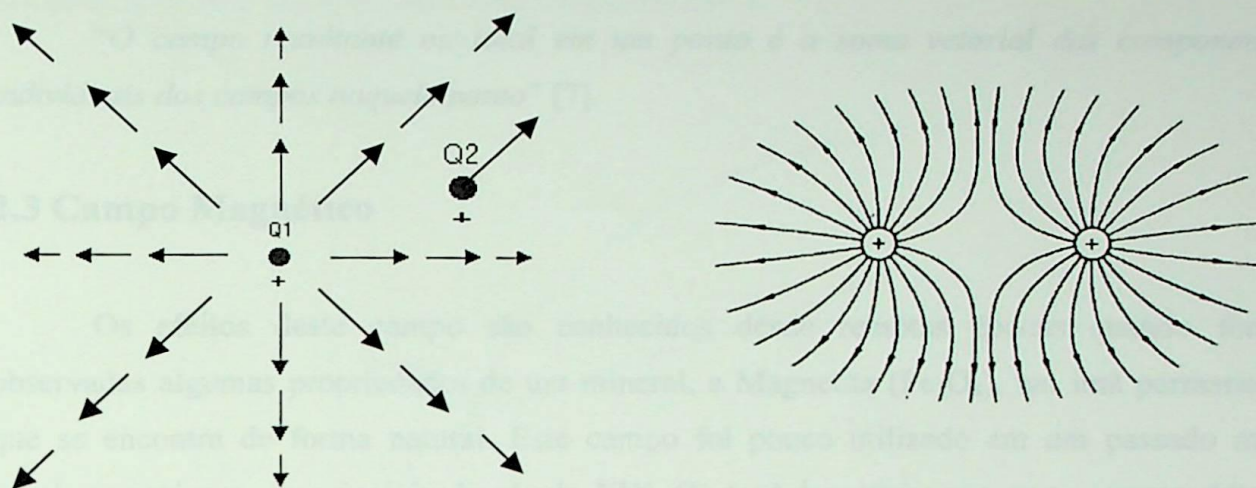


Fig.2.1 – Diagrama vetorial e mapeamento de campo elétrico de cargas positivas

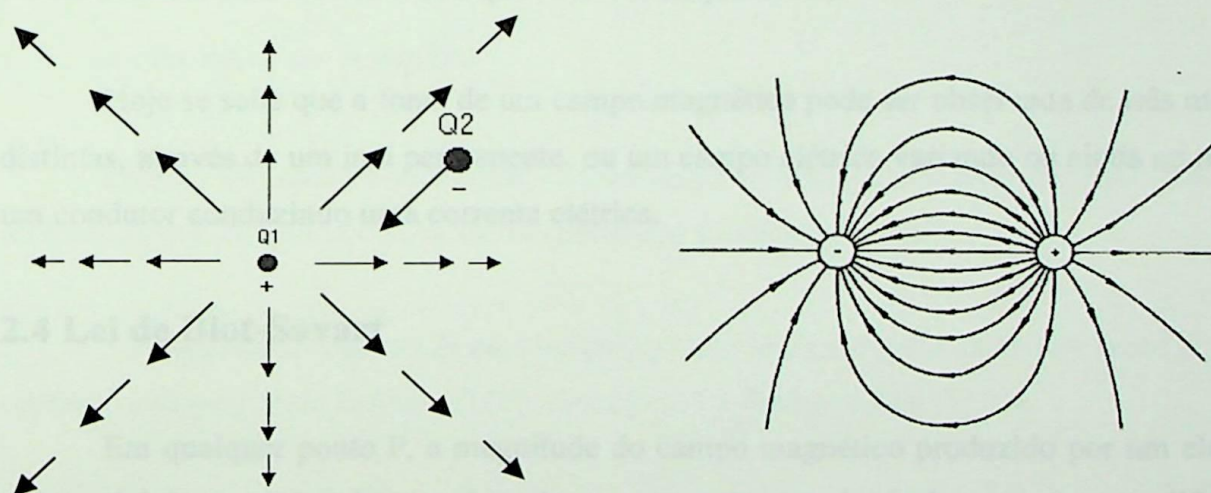


Fig.2.2 – Diagrama vetorial e mapeamento de campo elétrico de cargas opostas

As interações destas cargas definem o campo elétrico resultante, como descrito na equação 2.1.

$$E = \lim_{\Delta Q \rightarrow 0} \frac{\Delta F}{\Delta Q} \quad (2.1)$$

onde, E é o campo elétrico resultante das variações de força ΔF que atua sobre a carga de prova positiva ΔQ dividida pela carga ΔQ [7]. Quando observamos várias cargas pontuais agindo sobre uma mesma carga, podemos estabelecer o *princípio da superposição*, aplicado ao campo elétrico como segue:

“O campo resultante ou total em um ponto é a soma vetorial das componentes individuais dos campos naquele ponto” [7].

2.3 Campo Magnético

Os efeitos deste campo são conhecidos desde remotas épocas quando foram observadas algumas propriedades de um mineral, a Magnetita (Fe_3O_4), um ímã permanente que se encontra de forma natural. Este campo foi pouco utilizado em um passado mais longínquo até que, no princípio do século XIX, Oesterd descobriu que uma corrente elétrica produzia um campo magnético e a partir daí com os estudos realizados por cientistas como Gauss, Henry, Faraday, entre outros, associou-se o campo elétrico ao campo magnético. Posteriormente Maxwell mostrou que esta associação é real.

Hoje se sabe que a fonte de um campo magnético pode ser observada de três maneiras distintas, através de um ímã permanente, ou um campo elétrico variando ou ainda ao redor de um condutor conduzindo uma corrente elétrica.

2.4 Lei de Biot-Savart

Em qualquer ponto P , a magnitude do campo magnético produzido por um elemento diferencial é proporcional ao produto da corrente pela magnitude do comprimento diferencial e pelo seno do ângulo que liga o filamento e a linha que conecta o filamento ao ponto P [8], a representação gráfica é ilustrada pela fig.2.3, e a representação em notação vetorial pela equação 2.2.

$$dH = \frac{IdL \times a_R}{4\pi R^2} \quad (2.2)$$

onde tem-se IdL igual à corrente em um determinado comprimento diferencial de um vetor unitário da direção entre o elemento diferencial e o ponto P representado por a_R a uma distância R entre o ponto de observação e a corrente.

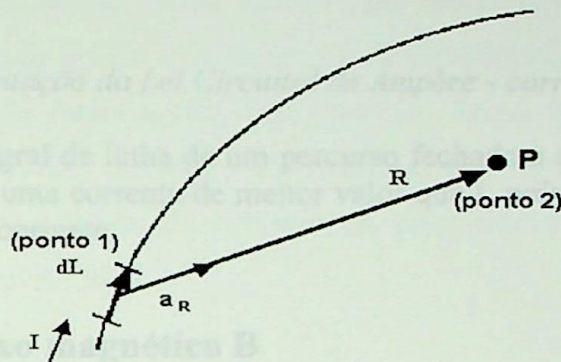


Fig.2.3: Representação gráfica da Lei de Biot-Savart

2.5 Lei circuital de Ampère

Esta lei não ajuda a solucionar os problemas de magnetismo mais facilmente que a lei de Biot-Savart mesmo podendo ser sua derivada, e estabelece que:

“A integral de linha de H em qualquer percurso fechado é exatamente igual à corrente enlaçada pelo percurso” [8], equação 2.3 e ilustrada pela fig.2.4.

$$\oint H \cdot dL = I \quad (2.3)$$

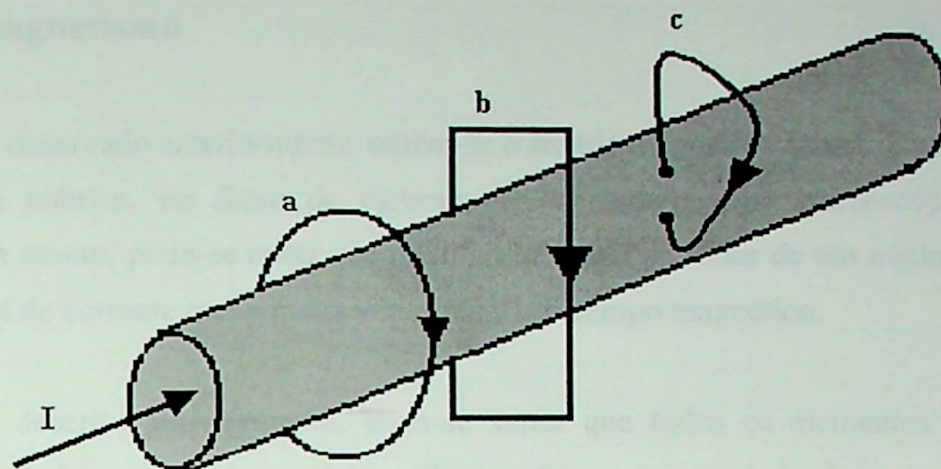


Fig.2.4: Representação da Lei Circuital de Ampère - corrente e percursos

Na fig. 2.4, a integral de linha de um percurso fechado a ou b é igual a I , e a integral do percurso c resulta em uma corrente de menor valor que I , pois, seu percurso não circunda totalmente o percurso da corrente.

2.6 Densidade de fluxo magnético B

Representa a densidade de fluxo magnético ou indução magnética na seção de uma amostra ou dispositivo. Este fluxo pode ser produzido por um campo magnetizante externo ou pelo momento magnético do material [1]. Tem-se que para o vácuo $B = \mu_0.H$, onde B é medido em weber por metro quadrado (Wb/m^2), ou na unidade do Sistema Internacional de Unidades, tesla (T), pode-se ainda encontrar em algumas literaturas o gauss, onde 1 Wb/m^2 é igual a 10.000 gauss.

2.7 Equações de Maxwell

O desenvolvimento das equações de Maxwell como generalizações das relações do circuito envolve tanto o raciocínio indutivo como o físico. Isto não implica que a obtenção destas equações seja rigorosa. As equações de Maxwell justificam-se pelo fato de que as conclusões baseadas nelas mostraram em inúmeros casos estar em excelente harmonia com a experimentação. [7]

As equações podem ser obtidas de várias maneiras e, como é de conhecimento universal, conclui-se serem melhores ilustradas em tabelas e estão mostradas no apêndice D.

2.8 Ferromagnetismo

Como observado anteriormente, obtém-se o campo magnético quando da circulação de uma corrente elétrica, ou fluxo de elétrons. E em uma análise microscópica, quando observado um átomo, pode-se notar que circulam elétrons ao redor de um núcleo, formando assim um anel de corrente que por sua vez produz um campo magnético.

Como descrito anteriormente, pode-se supor que todos os elementos da natureza possuem magnetismo, entretanto esses efeitos são muito minimizados na maioria das substâncias existentes. Existe porém uma variedade de substâncias onde os efeitos magnéticos de seus átomos são muito fortes como, por exemplo, Ferro, Níquel, Cobalto, etc. Esses materiais são conhecidos como “*Materiais Ferromagnéticos*” e são utilizados para aumentar o fluxo magnético de um circuito de corrente ou para servirem como fontes do campo magnético (ímãs permanentes) [6].

A permeabilidade dessas substâncias não é constante, é função tanto do campo aplicado como também de seu estado anterior, e é dada pela equação 2.4:

$$\mu = \frac{B}{H} = \mu_0 \mu_r \quad (2.4)$$

onde, B é a grandeza da densidade de fluxo magnético dado em Tesla (T), H é a grandeza do campo magnético dado em Ampère por metro (A/m), μ_0 é a permeabilidade no vácuo onde seu valor é de $4\pi \times 10^{-7}$ H/m e μ_r é a permeabilidade relativa da substância em relação ao vácuo, sendo adimensional. Além dos materiais ferromagnéticos, as substâncias podem ser classificadas de duas outras formas, dependendo de seu comportamento magnético, *diamagnéticas* (materiais que possuem permeabilidade um pouco menor que a do vácuo) e *paramagnéticas* (materiais que possuem permeabilidade um pouco maior que a do vácuo, porém não muito alta). Para altos valores de permeabilidade, estes materiais adquirem características ferromagnéticas. A seguir é apresentada uma tabela com diversas substâncias onde se classificam de acordo com suas características magnéticas e sua permeabilidade [7], onde pode-se observar os saltos nos valores da permeabilidade quando se muda de uma classificação para outra.

Substância	Tipo do grupo	Permeabilidade relativa μ_r
Bismuto	Diamagnético	0,99983
Prata	Diamagnético	0,99998
Chumbo	Diamagnético	0,999983
Cobre	Diamagnético	0,999991
Água	Diamagnético	0,999991
Vácuo	Não magnético	1*
Ar	Paramagnético	1,0000004
Alumínio	Paramagnético	1,00002
Paládio	Paramagnético	1,0008
Pó de permalloy 2-81 (2 Mo, 81 Ni)**	Ferromagnético	130
Cobalto	Ferromagnético	250
Níquel	Ferromagnético	600
Ferroxcube 3 (pó de ferrite MnZn)	Ferromagnético	1.500
Aço doce (0,2 de carbono)	Ferromagnético	2.000
Ferro (0,2 de impureza)	Ferromagnético	5.000
Ferro-silício (4Si)	Ferromagnético	7.000
Permalloy 78 (78,5 Ni)	Ferromagnético	100.000
Mumetal (75 Ni, 5 Cu, 2 Cr)	Ferromagnético	100.000
Ferro purificado (0,05 de impureza)	Ferromagnético	200.000
Supermalloy (5 Mo, 79 Ni)***	Ferromagnético	1.000.000

* Por definição

** Composição em porcentagem, o restante é ferro e impurezas.

*** Utilizado em transformadores de núcleos contínuos (sem entreferro).

Tabela 2.1: Relação de permeabilidade relativa de alguns materiais [7]

2.9 Curva de histerese

Uma representação eficiente das propriedades de substâncias ferromagnéticas é dada pela curva de histerese. A partir do levantamento desta curva, pode-se determinar vários valores magnéticos, tais como permeabilidade, coercividade, remanência e perdas magnéticas.

Foi observado que o estado anterior de magnetização para materiais ferromagnéticos é muito importante e fica evidenciado com o levantamento da curva, onde se observa que os tempos de magnetização e desmagnetização são diferentes.

Na fig.2.5 ilustram-se duas estruturas, a primeira com uma estrutura com seus momentos magnéticos (orientação dos dipolos magnéticos) em repouso, de forma natural e sem influência de campos magnéticos (a). Outra quando esta estrutura foi colocada sobre efeito de um campo magnetizante até levá-lo à sua saturação magnética, ou seja, quando todos os momentos magnéticos desta substância estão voltados para o mesmo sentido (b).

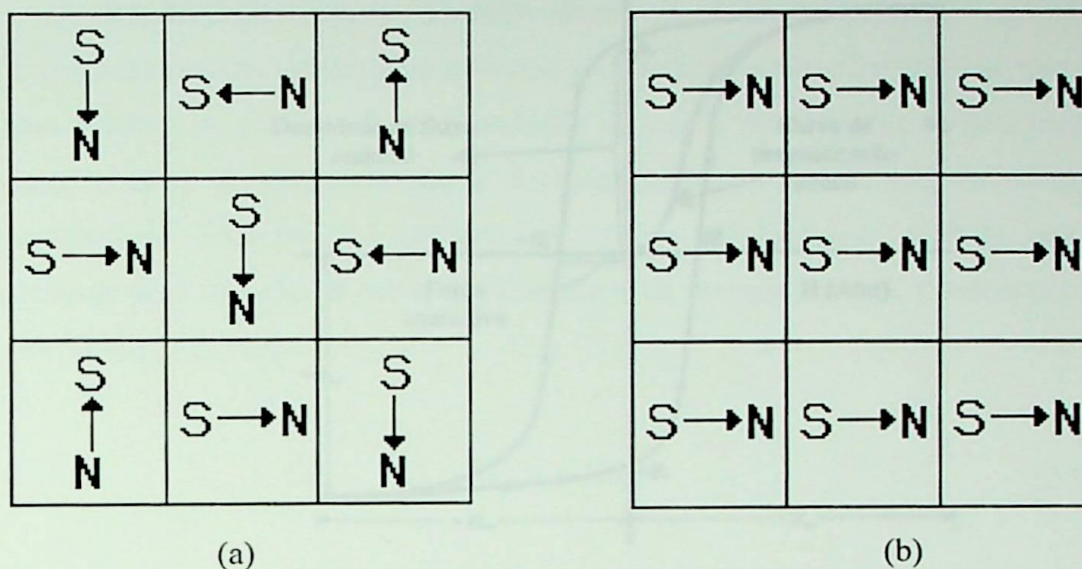


Fig.2.5.(a) Polaridade dos momentos em um cristal de ferro não magnetizado
(b) Condição de saturação exercida por um campo externo.

Quando se diminuir o campo magnético externo aplicado, a densidade de fluxo B diminui mais lentamente do que foi concebido. Assim, irá existir um ponto onde o campo magnético H se tornará zero e ainda existirá uma densidade residual ou remanência, B_r , ilustrada na fig.2.6.

Para reduzir B a zero, aplica-se um campo com sentido contrário ao inicial, ou seja, $-H$. Quando B torna-se zero, H atinge o valor conhecido como “Força Coercitiva” ou $-H_c$. Aumentando ainda mais o campo $-H$, chega-se novamente a saturação, agora oposta à primeira. Ao se reduzir o campo novamente para zero, restará ainda uma densidade de fluxo residual, porém em outro sentido, $-B_r$. Para reduzir B a zero deve-se agora aplicar um campo $+H$ até se obter B igual a zero, ponto conhecido como força coercitiva $+H_c$. Se o aumento do campo magnético continuar neste sentido, alcança-se novamente a saturação. A partir deste ponto toda inversão de campo magnético fará com que se repita o mesmo ciclo.

O fenômeno que causa o atraso de B em relação a H, de modo que as curvas de magnetização e desmagnetização sejam diferentes, é denominada “*Histerese*”, do grego “*vir atrás*”, e o ciclo completo com o campo variando de um sentido para outro é denominado “*ciclo de histerese*” ou “*curva de histerese*”. Este ciclo está ilustrado na fig.2.6.

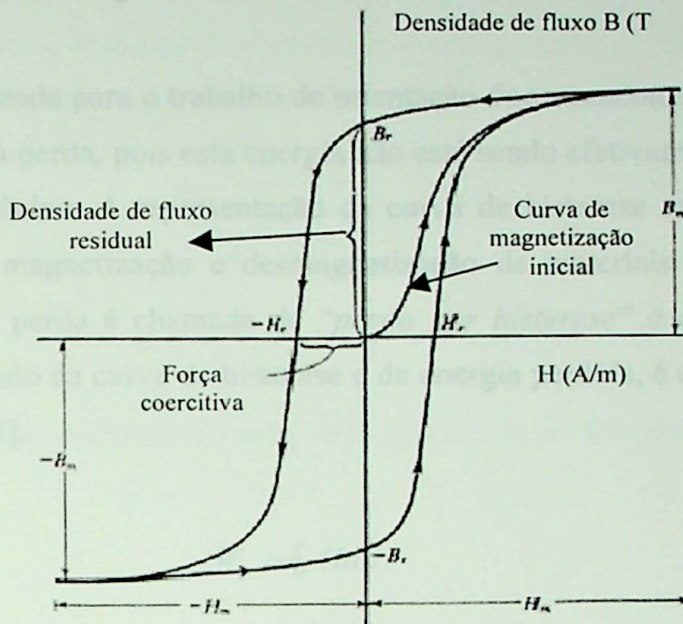


Fig.2.6: Ciclo de histerese magnética ou curva de histerese magnética

Na fig.2.7 ilustram-se dois ciclos de histerese, um em um material de fácil magnetização e denominado “Doce ou Macio” e outro em um material de difícil magnetização, material “Duro”.

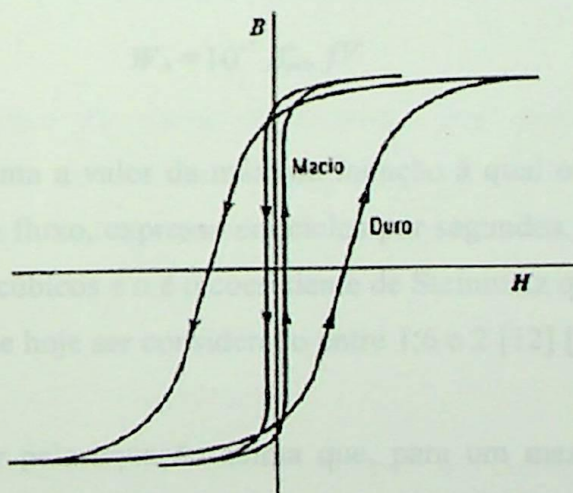


Fig.2.7: Ciclos de histerese magnéticas em materiais duro e mole

A curva de histerese não depende somente da natureza da substância, dependendo também do valor máximo de H a qual está submetida. Em geral, a permeabilidade μ somente deve ser observada na curva de magnetização inicial, pois não estará sob influência de nenhum estado anterior de magnetização.

A energia utilizada para o trabalho de orientação dos momentos magnéticos dentro do núcleo representa uma perda, pois esta energia não está sendo efetivamente transferida para o sistema externo ao núcleo. A representação da curva de histerese mostra esta perda, pois descreve o ciclo de magnetização e desmagnetização de materiais ferromagnéticos e ou ferrimagnéticos. Esta perda é chamada de “perda por histerese” é dada pela área interna apresentada pelo traçado da curva de histerese e de energia perdida, é calculada pela equação 2.5 [6] [7] [8] [12] [13].

$$W_h = \oint H dB \quad (2.5)$$

Esta energia se apresenta em forma de calor gerado pelo material ferromagnético e provem das variações irreversíveis na estrutura de domínios do material.[6].

A potência em watts perdida por efeito da histerese pode ser calculada pela fórmula de Steinmetz [12]:

$$W_h = 10^{-7} B_{m\acute{a}x}^{\alpha} fV \quad (2.6)$$

onde $B_{m\acute{a}x}$ representa a valor da máxima indução à qual o núcleo é solicitado, f é a frequência de variação do fluxo, expressa em ciclos por segundos, V é o volume do material expresso em centímetros cúbicos e α é o coeficiente de Steinmetz que, segundo fabricantes de chapas de aço silício, pode hoje ser considerado entre 1,6 e 2 [12] [13].

Podemos observar pela equação acima que, para um mesmo material, sua perda é diretamente proporcional ao volume de seu núcleo e a frequência que está submetido o dispositivo.

2.10 Solenóide

O solenóide pode ser descrito como um dispositivo de N espiras uniformemente espaçadas e enroladas em uma forma cilíndrica de raio a e comprimento l , podendo em seu núcleo se ter o ar ou um material ferromagnético como ilustra a fig.2.8. Ao circular uma corrente i aparecerá uma densidade de fluxo B representado pela equação 2.7 [7].

$$B = \frac{\mu Ni}{l} = \mu K \quad (2.7)$$

onde μ é a permeabilidade do meio e K densidade de corrente laminar definida por Ni/l .

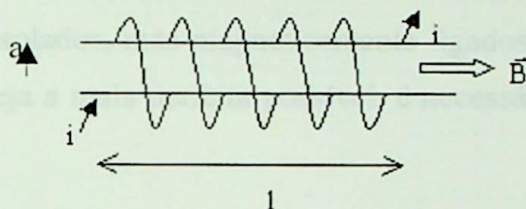


Fig.2.8: Solenóide, dispositivo de N espiras uniformemente espaçadas e enroladas em uma forma cilíndrica.

Para o levantamento da curva de histerese dos materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos no núcleo do solenóide, este dispositivo deverá também conter um enrolamento secundário, que atuará como elemento sensor (sonda).

2.11 Toróide

Quando um solenóide é longo e curvo formando um círculo fechado sobre si mesmo, obtém-se o chamado toróide ou solenóide de núcleo toroidal, fig.2.9. Quando o toróide possui um enrolamento uniforme com muitas espiras, as linhas de fluxo magnético estão quase inteiramente confinadas no interior do enrolamento, sendo B substancialmente zero no

exterior deste toróide [7]. Novamente será necessária a utilização de um sensor para que se possa levantar a curva de histerese relativa ao núcleo deste toróide.

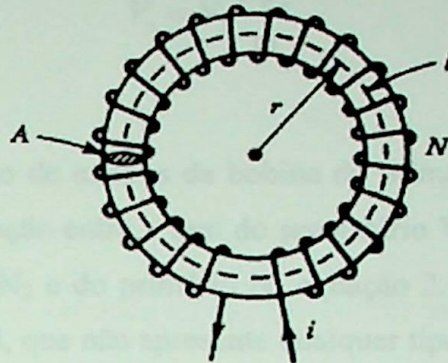


Fig.2.9: Toróide, solenóide curvo fechado sobre si mesmo

2.12 Transformador

O transformador baseia-se nos fenômenos de mútua indução entre dois ou mais circuitos eletricamente isolados, mas magneticamente ligados. Para que a ligação magnética entre os enrolamentos seja a mais perfeita possível, é necessário que estes estejam sobre um núcleo magnético [12].

Suponha-se um arranjo de duas bobinas, conforme ilustra a fig.2.10. Observa-se a bobina do secundário N_2 aberta, e a bobina do primário conectada a uma força eletromotriz (fem) alternada V_1 . A fem V_2 que aparece nos terminais do secundário possui um valor dado pela equação 2.8 [7].

$$V_2 = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (2.8)$$

onde N_2 é o número de espiras do secundário e $d\phi_m/dt$ é a taxa de variação do fluxo magnético através do núcleo do transformador.

Se a resistência do primário for desprezível, a força contra-eletromotriz nos terminais do primário é igual em grandeza à força eletromotriz aplicada V_1 , equação 2.9 [7]

$$V_1 = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (2.9)$$

sendo N_1 o número de espiras da bobina do primário. Dividindo a equação 2.8 pela equação 2.9, tem-se a relação entre a fem do secundário V_2 e do primário V_1 igual à relação de espiras do secundário N_2 e do primário N_1 equação 2.10: uma relação verdadeira apenas para o transformador ideal, que não apresente qualquer tipo de perda.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.10)$$

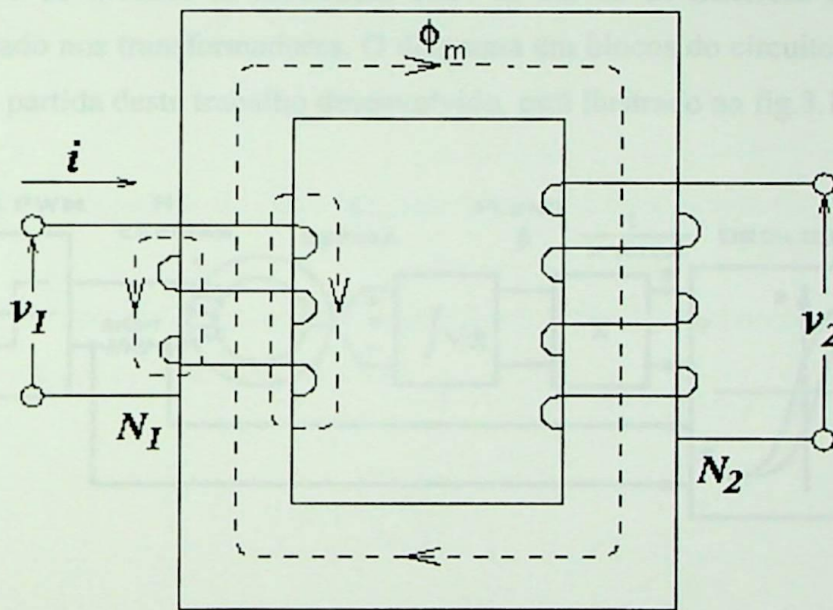


Fig.2.10: Bobinas acopladas por um núcleo magnético

Capítulo 3

Proposta de um circuito para o traçador de histerese de baixo custo

3.1 Introdução

Apresentam-se neste capítulo a proposta de um circuito para o traçador de curvas de histerese, seus cálculos e simulações.

3.2 Proposta de circuito

Tem-se como proposta a implementação de um circuito de baixo custo e fácil operação com o objetivo de mostrar as diferenças entre as curvas de histerese conforme o tipo de material utilizado nos transformadores. O diagrama em blocos do circuito sugerido [2], e que foi o ponto de partida deste trabalho desenvolvido, está ilustrado na fig.3.1

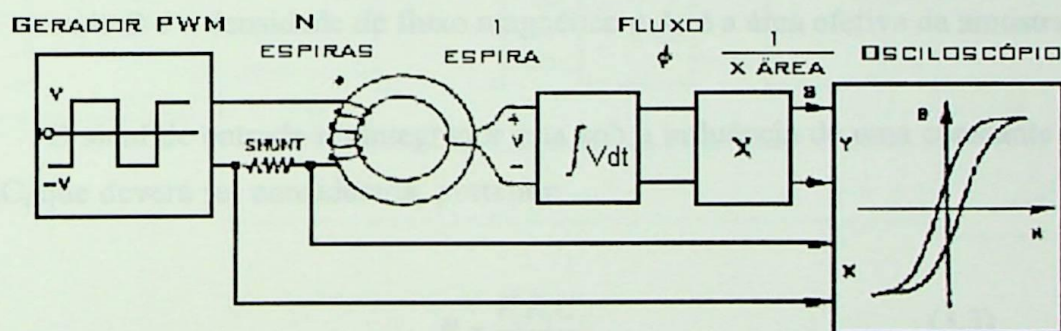


Fig.3.1: Diagrama em bloco do circuito sugerido para levantamento da curva de histerese magnética

O equipamento sugerido conta com um gerador de sinais com modulação em largura de pulso (PWM) de onda quadrada, utilizado para induzir um campo no circuito magnético do dispositivo sob teste (constituído pelo transformador toroidal). Um integrador receberá o sinal induzido no enrolamento sensor (secundário), que foi produzido pela excitação do gerador

PWM de onda quadrada. Este sinal será proporcional a AN_2dB/dt , onde A equivale à área da seção da bobina sensor com N_2 espiras e dB/dt à variação da indução magnética em função do tempo [1]. Após sua integração, tem-se um comportamento equivalente ao fluxo. Este último circuito é denominado fluxímetro. Um amplificador será o responsável pelo ganho no sinal de saída do fluxímetro. Vale a pena observar que o ganho do inversor varia com a frequência. A informação do campo magnético foi obtida através da medida da corrente do primário, que é diretamente proporcional ao mesmo, através de um resistor shunt. Finalmente, através de um osciloscópio com o campo magnético conectado na entrada X e a indução magnética no eixo Y pode-se visualizar a curva BxH do material ensaiado. E espera-se que esta composição seja a representação mais próxima possível da curva de histerese do núcleo empregado [2].

O embasamento teórico é mostrado a seguir:

$$-N\phi = \int V_2 dt \quad (3.1)$$

onde N é o número de espiras, ϕ é o fluxo magnético e V_2 é a tensão na saída do dispositivo amostrado [14], tem-se também que:

$$\phi = BA_e \quad (3.2)$$

onde B é a densidade de fluxo magnético e A_e é a área efetiva da amostra.

O sinal de entrada no integrador está sob a influência de uma constante de integração $1/R_iC_i$ que deverá ser considerada, portanto:

$$B = \frac{V_i R_i C_i}{A_e N} \quad (3.3)$$

Para o cálculo de H, tem-se

$$H = \frac{NI}{L_e} \Rightarrow H = \frac{NV_1}{L_e R_s} \quad (3.4)$$

onde N é o número de espiras do secundário da amostra, V_1 é o valor da tensão sob o R_{shunt} referente ao canal 1 e L_e é comprimento específico do núcleo.

Para o cálculo da perda por histerese aplica-se a equação 2.6.

3.2.1 O conhecimento da característica indução \times campo - $B \times H$ ou fluxo \times força eletromotriz - $\phi \times Ni$ do núcleo magnético é de importância no projeto de dispositivos e circuito eletrônicos. Em fontes chaveadas, por exemplo, onde as características necessárias para projeto são em maior número, ou com menores tolerâncias, do que aquelas fornecidas pelos fabricantes [2].

Serão utilizados transformadores com núcleos E e toróides, construídos com aço silício e ferrites como dispositivos sob teste. O número de bobinas em cada teste pode variar, sugerimos a utilização de uma quantidade de bobinas capaz de completar todo o núcleo, para que se tenha um campo magnetizante mais uniforme dentro da amostra.

Apresenta-se na fig.3.2 o diagrama em blocos do sistema a ser implementado.

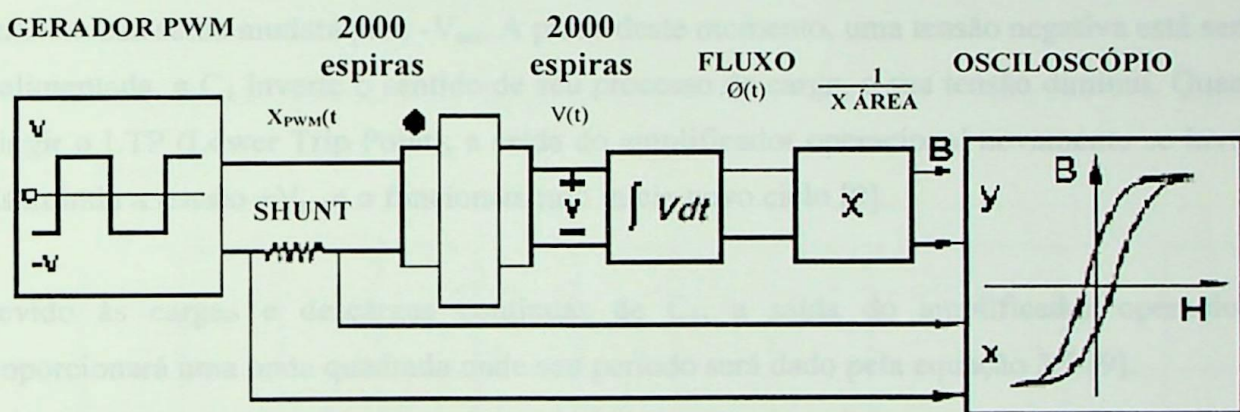


Fig.3.2: Diagrama em bloco do circuito construído para levantamento da curva de histerese magnética

3.2.1 Gerador PWM

Necessita-se de um gerador que forneça forma de onda quadrada com valores de tensão entre +V e -V e ciclo de trabalho de 50% em diversas frequências diferentes para se produzir um campo resultante na amostra de material ferromagnético. Optou-se pela implementação de um oscilador PWM (oscilador de relaxação) mostrado na fig.3.3, onde se obtém onda quadrada variando de 50Hz a 100KHz, com intuito de observarem-se materiais compostos utilizados para altas frequências.

O oscilador de relaxação é um circuito que gera uma onda quadrada em sua saída sem ter nenhum sinal aplicado à sua entrada. O nível de tensão de saída é muito próximo do nível de tensão de alimentação do amplificador operacional, que neste caso é de +15V e -15V. Suponha que a saída esteja na saturação positiva V_{sat} . O capacitor C_1 se carregará exponencialmente em direção a V_{sat} . O ponto de UTP (Upper Trip Point) do amplificador operacional LM324 deve ser alcançado antes que a tensão em C_1 chegue a V_{sat} , com isto, o sinal em sua saída mudará para $-V_{sat}$. A partir deste momento, uma tensão negativa está sendo realimentada, e C_1 inverte o sentido de seu processo de carga, e sua tensão diminui. Quando atingir o LTP (Lower Trip Point), a saída do amplificador operacional novamente se inverte assumindo a tensão $+V_{sat}$ e o funcionamento inicia novo ciclo [9].

Devido às cargas e descargas contínuas de C_1 , a saída do amplificador operacional proporcionará uma onda quadrada onde seu período será dado pela equação 3.5 [9].

$$T = 2R_3C_1 \ln \frac{1+Z}{1-Z} \quad (3.5)$$

onde, R_3 é a resistência de realimentação, C_1 é o capacitor de carga e descarga e Z é a fração de realimentação dada por $R_2/(R_1+R_2)$.

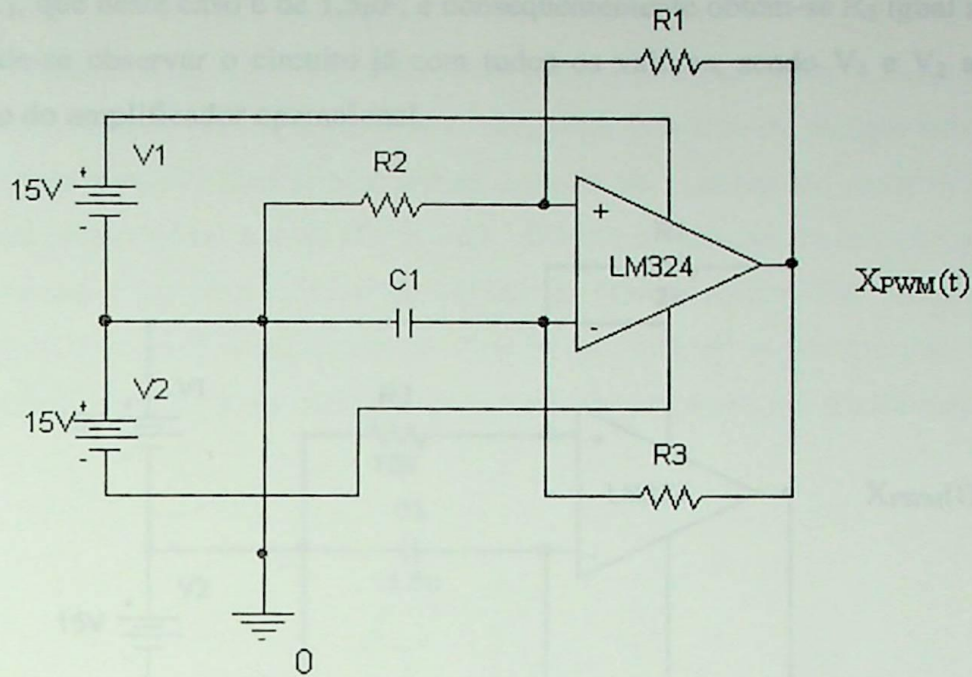


Fig.3.3: Oscilador de relaxação

Saída do oscilador o sinal $X_{PWM}(t)$ descrito anteriormente e ilustrado pela fig.3.4.

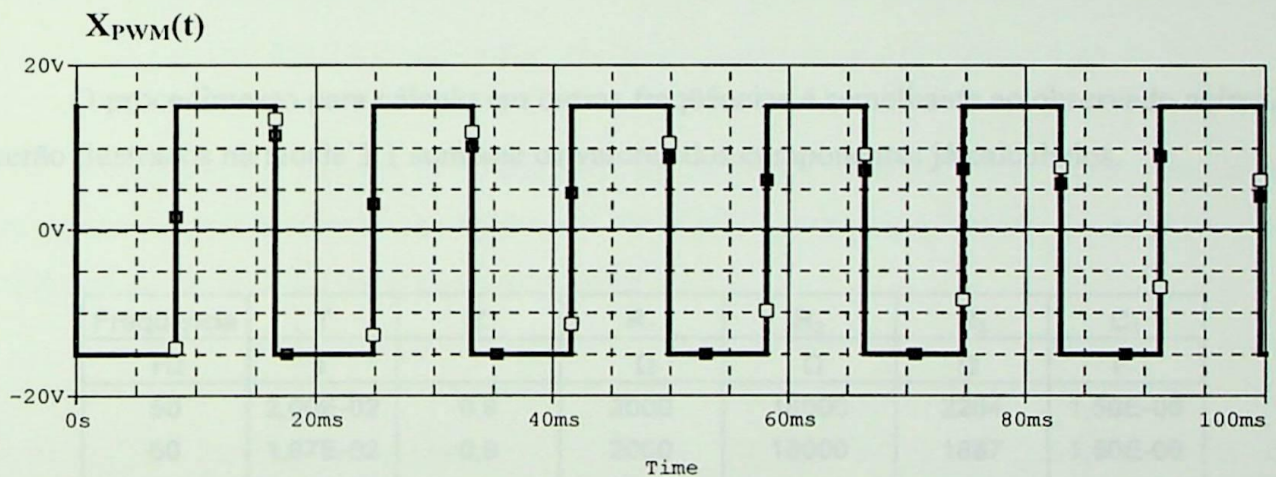


Fig.3.4: Sinal esperado na saída do oscilador PWM – $X_{PWM}(t)$

Utilizaram-se valores de resistores e de capacitores com precisão de 1% e 5% respectivamente e os mais próximos possíveis de valores comerciais. Para a frequência do oscilador em 50Hz, adotou-se R_1 igual a $2k\Omega$ e uma fração de realimentação de 0,9, obtendo-se R_2 igual a $18k\Omega$. Como consequência, obtém-se também o valor da constante de tempo

formada por R_3C_1 igual a 3,4ms. Novamente utilizou-se valor comercial para a escolha do capacitor C_1 , que neste caso é de $1,5\mu\text{F}$, e conseqüentemente obtém-se R_3 igual a 2.264Ω . Na fig. 3.5 pode-se observar o circuito já com todos os valores, sendo V_1 e V_2 as tensões de alimentação do amplificador operacional.

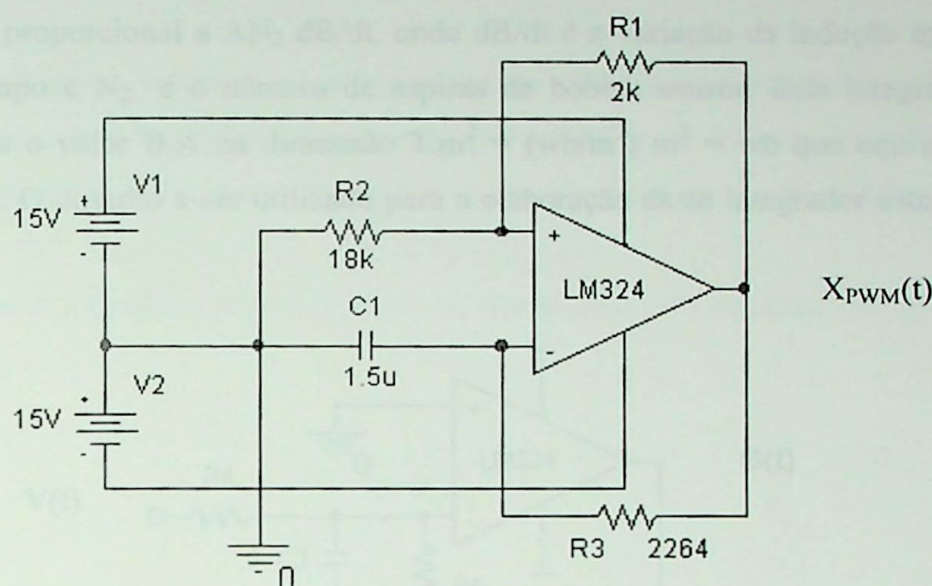


Fig.3.5: Projeto do oscilador PWM para 50Hz.

O procedimento para cálculo em outras frequências é semelhante ao observado acima, e serão ilustrados na tabela 3.1 somente os valores dos componentes já calculados.

Frequência	T	Z	R_1	R_2	R_3	C_1
Hz	s		Ω	Ω	Ω	F
50	2,00E-02	0,9	2000	18000	2264	1,50E-06
60	1,67E-02	0,9	2000	18000	1887	1,50E-06
70	1,43E-02	0,9	2000	18000	1617	1,50E-06
5000	2,00E-04	0,9	2000	18000	2264	1,50E-08
6000	1,67E-04	0,9	2000	18000	1887	1,50E-08
7000	1,43E-04	0,9	2000	18000	1617	1,50E-08
50000	2,00E-05	0,9	2000	18000	2264	1,50E-09
60000	1,67E-05	0,9	2000	18000	1887	1,50E-09
70000	1,43E-05	0,9	2000	18000	1617	1,50E-09

Tabela 3.1: Resultados dos cálculos do oscilador PWM

3.2.2 Integrador

O integrador atua como um fluxímetro (dispositivo que mede o fluxo magnético) e permite a medida das variações do fluxo magnético induzido na bobina sensor de seção transversal com área A . Esta bobina estará envolta ao material da amostra onde o sinal induzido será proporcional a $AN_2 \text{ dB/dt}$, onde dB/dt é a variação da indução magnética em função do tempo e N_2 é o número de espiras da bobina sensor. Este integrador permite determinarmos o valor $B.A$ na dimensão $\text{T.m}^2 = (\text{wb/m}^2) \text{ m}^2 = \text{wb}$ que equivale ao fluxo magnético [1]. O circuito a ser utilizado para a elaboração deste integrador está ilustrado na fig.3.6.

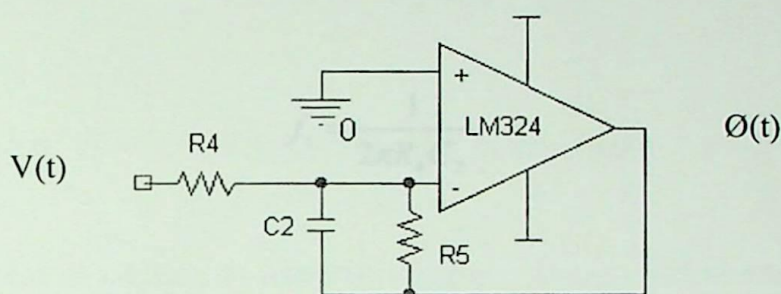


Fig.3.6: Integrador, fluxímetro utilizado no circuito.

A resposta em frequência aproximada do integrador apresenta uma maior atenuação para uma maior frequência de operação. Na fig.3.7, está representada a resposta em frequência do circuito integrador apresentado na fig.3.6.

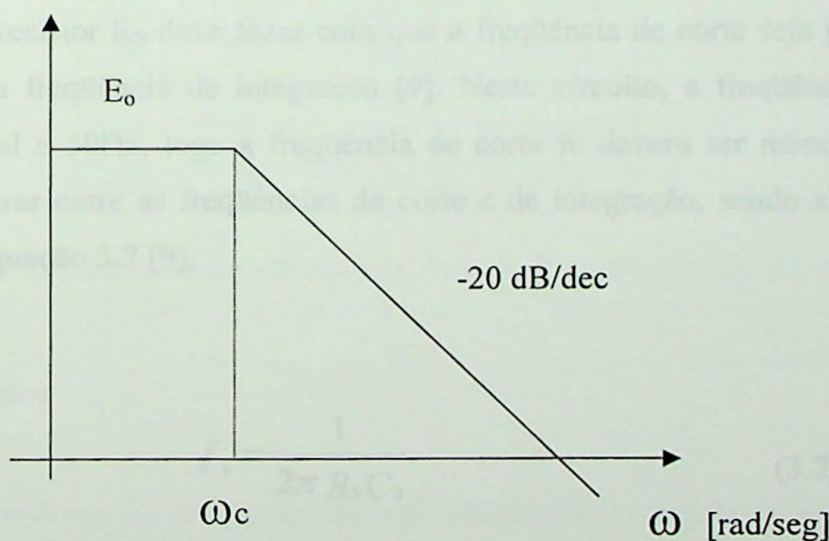


Fig.3.7: Curva característica do circuito integrador ideal.

Para que o circuito apresentado na fig.3.6 funcione como integrador e, conseqüentemente, como fluxímetro deve-se trabalhar com freqüências acima de ω_c , pois abaixo desta freqüência, estará trabalhando como um amplificador devido a inclusão de R_5 como será explicado posteriormente.

Calculam-se os valores dos componentes do circuito para satisfazer a freqüência de corte e a freqüência de integração, lembrando que a freqüência de corte deverá ser inferior a 50Hz pois acima deste valor o circuito deverá se comportar como um integrador.

Calcula-se a freqüência de integração do dispositivo pela equação 3.6 [9]:

$$f_i = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} \quad (3.6)$$

Atribui-se o valor do capacitor C_2 igual ao capacitor C_1 , ou seja, 150nF e para uma $f_i = 50$ Hz, calcula-se o resistor R_4 igual a 21220 Ω . Para se evitar que componente contínua no sinal de entrada ou tensão off-set de entrada e corrente de polarização de entrada do operacional faça com que este sature, insere-se outro resistor R_5 em paralelo ao capacitor. Como recomendado pelas literaturas [9] [10], deve-se adotar um valor igual ou superior a dez vezes ao resistor de entrada do integrador, R_4 . Logo deve-se ter $R_5 \geq 212200\Omega$.

O valor do resistor R_5 deve fazer com que a freqüência de corte seja pelo menos 10 vezes menor que a freqüência de integração [9]. Neste circuito, a freqüência mínima de integração f_i é igual a 50Hz, logo a freqüência de corte f_c deverá ser menor que 5Hz, O circuito deverá operar entre as freqüências de corte e de integração, sendo a freqüência de corte é dada pela equação 3.7 [9].

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_5 C_2} \quad (3.7)$$

Após a substituição dos valores, chega-se a uma frequência de corte igual a 4,8Hz e observa-se que o valor do resistor R_5 satisfaz a frequência de corte.

A fig.3.8 ilustra o circuito final do integrador.

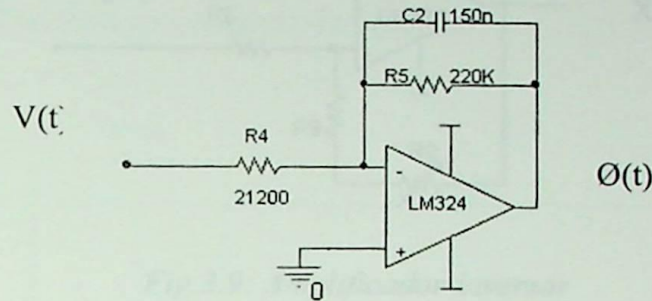


Fig.3.8: Circuito do integrador

O processo de cálculo do integrador segue o mesmo padrão adotado para o oscilador. Ilustra-se na tabela 3.2 os resultados dos cálculos para as demais frequências.

f_i	R_4	C_2	R_5
Hz	Ω	F	Ω
50	21221	1,50E-07	212207
60	17684	1,50E-07	176839
500	2122	1,50E-07	21221
600	1768	1,50E-07	17684
5K	212	1,50E-07	2122
6K	177	1,50E-07	1768
50K	21	1,50E-07	212
60K	18	1,50E-07	177

Tabela 3.2: Valores dos componentes calculados para o integrador

3.2.3 Amplificador

Como observado na curva característica do integrador, o sinal de saída diminui com o aumento da frequência. Por conseguinte, deve-se manter o sinal entregue ao osciloscópio

sempre com a mesma intensidade a fim de se comparar sempre sinais de mesma magnitude. Para isto, utiliza-se o amplificador de ganho variável apresentado na fig.3.9 [10].

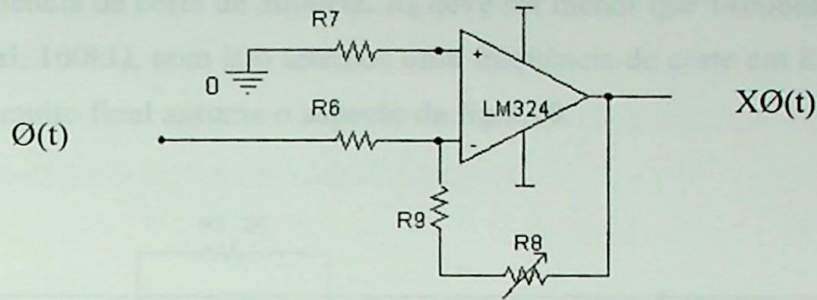


Fig.3.9: Amplificador inversor

O cuidado tomado para a elaboração dos cálculos foi a adição dos resistores R_7 na entrada não-inversora do amplificador, que tem como objetivo cancelar a maior parte da compensação da corrente de polarização. Este resistor não tem efeito no ganho de tensão de malha fechada porque não há tensão ca através dele. O resistor R_9 em série com o potenciômetro R_8 deve garantir o ganho unitário para o amplificador [9]. O ganho do amplificador inversor será.

$$A = \frac{-(R_8 + R_9)}{R_6} \quad (3.8)$$

onde o sinal negativo indica inversão de fase em relação ao sinal de entrada. Para R_8 igual a zero, deve-se ter R_9 igual a R_6 , para o amplificador ter ganho unitário. Para R_8 igual a $10R_6$, este amplificador passará a ter um ganho no sinal de saída 11 vezes maior que o de entrada.

A maior frequência de operação do amplificador será de 60kHz, ou seja, a frequência de corte do amplificador deverá ser maior que 60kHz. A frequência de corte para o amplificador [9].

$$f_c = Z \cdot f_{amp\ op} \quad (3.9)$$

onde Z é a fração de realimentação dada por $R_6/(R_6+R_8+R_9)$ e f_{ampop} é a frequência de operação do amplificador operacional. Neste caso, o LM324 que possui uma largura de faixa de 1MHz (para um sinal senoidal e ganho unitário; dado de manual). Para R_6 igual a $10k\Omega$, R_9 deverá ser também de $10k\Omega$ para se garantir ganho unitário e neste caso Z será igual a 0,5, que dará uma frequência de corte de 500kHz. R_8 deve ser menor que 146666Ω , optaremos por um valor comercial, $100k\Omega$, com isto teremos uma frequência de corte em 83kHz e um ganho de 11 vezes. O circuito final assume o aspecto da fig.3.10.

Figura 3.10: Aspecto do circuito final para o traçador de histerese.

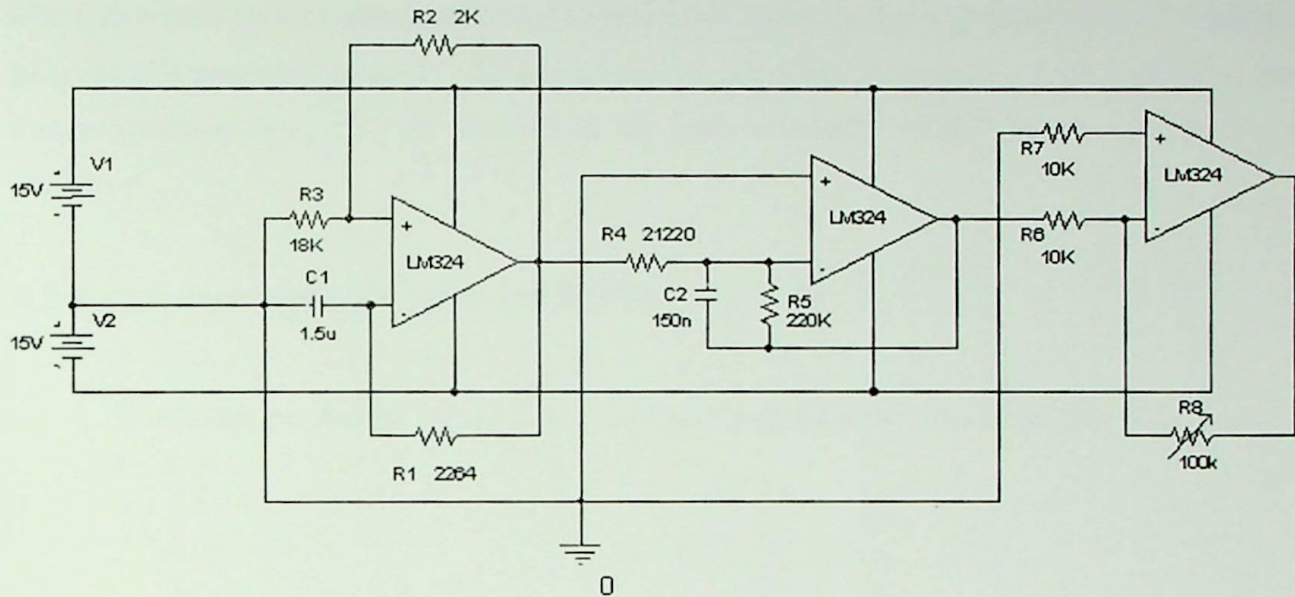


Fig.3.10: Aspecto do circuito final contendo oscilador, integrador e amplificador.

O circuito das fontes de tensão contínuas V_1 e V_2 é ilustrado na fig.3.11:

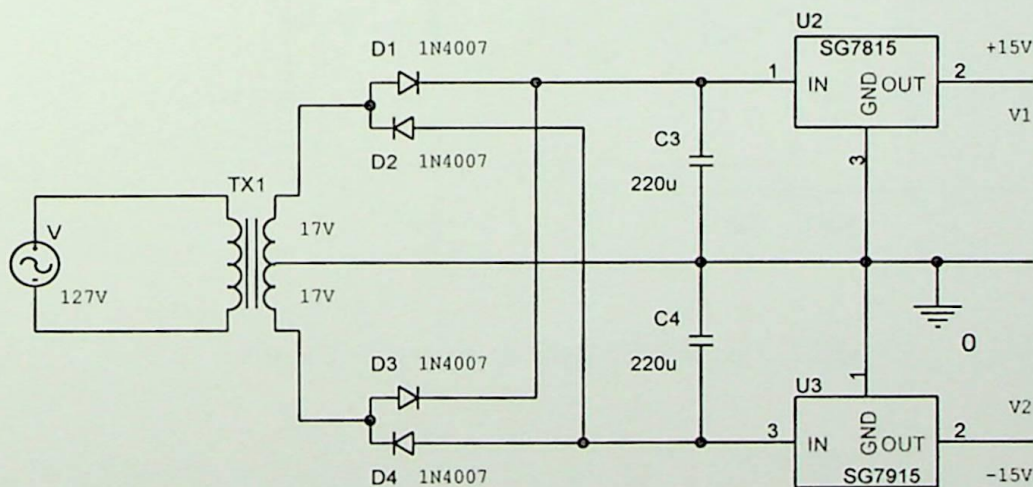


Fig.3.11: Fontes de alimentação contínua para o circuito integrado V_1 e V_2 .

3.2.4 Osciloscópio

Para a análise e visualização dos sinais no tempo e da composição da curva de histerese, deve-se utilizar osciloscópios com duplo feixe. Na parte experimental, utilizou-se para a captura de telas um osciloscópio digital TDS220 da Tektronix para sinais de até 100MHz e um outro osciloscópio também da Tektronix modelo 2211 para a transferência dos dados dos sinais para o micro computador utilizando-se o software Grabber (programa de captura de dados para o osciloscópio da Tektronix).

4.2 Implementação do gerador PWM

Conforme projeto no item 3.2.1, o oscilador é dado pelo circuito abaixo (Fig. 4.1).

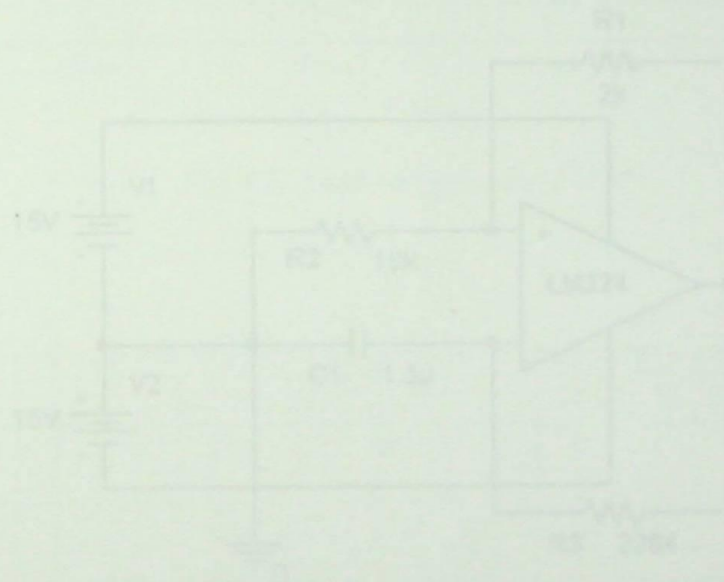


Fig. 4.1: Circuito oscilador PWM para 300Hz.

Capítulo 4

Implementação e testes

4.1 Introdução

Neste capítulo, descreve-se o projeto realizado, testes de funcionamento e suas alterações bem como o levantamento das curvas de histerese dos seguintes materiais: lâminas para transformadores tipo “E” de aço-silício de grão não orientado - GNO, lâminas para transformadores tipo “E” de aço-silício de grão orientado - GO, ferrite tipo E IP6 da Thornton*.

4.2 Implementação do gerador PWM

Conforme projeto no item 3.2.1, o oscilador é dado pelo circuito abaixo fig.4.1.

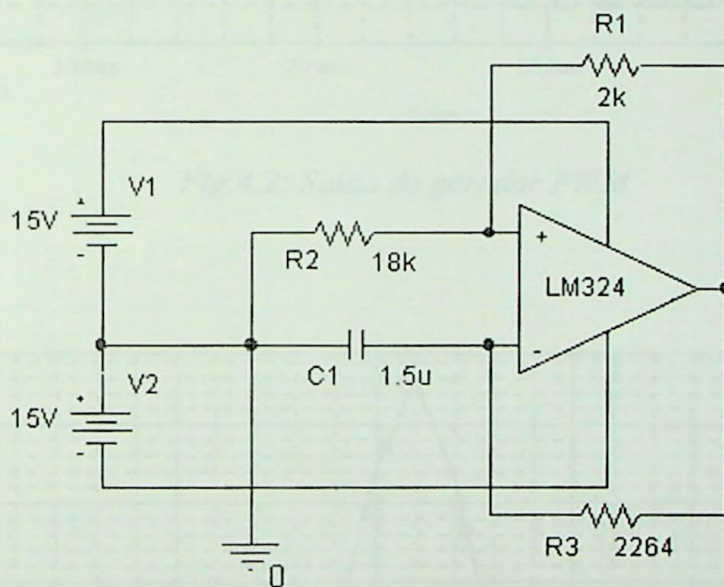


Fig.4.1: Circuito oscilador PWM para 50Hz.

* Nome da indústria fabricante do ferrite

Simulou-se o circuito da fig.4.1 através do simulador OrCAD9 versão 9.0 de novembro 1998. A fig.4.2 mostra a sua saída, onde se observa a forma de onda desejada com uma tensão de aproximadamente 15V. Na fig.4.3 verifica-se que o espectro de freqüência do sinal de saída do oscilador indica que a freqüência de oscilação está pouco acima da desejada, com um valor de 52Hz. A primeira providência tomada foi ajustar o valor de R_3 para o valor comercial mais próximo, $2k3\Omega$, não surtindo o efeito desejado, trocou-se então para $2k4\Omega$ outro valor comercial, onde o resultado foi satisfatório como ilustra a fig.4.4. A mesma providência foi adotada para todas outras freqüências, com utilização de componentes comerciais para as simulações. Na fig.4.5 tem-se a saída do oscilador para 60Hz com a tensão de saída de aproximadamente 15V, com sua transformada de Fourier (FFT) ilustrada na fig 4.6.

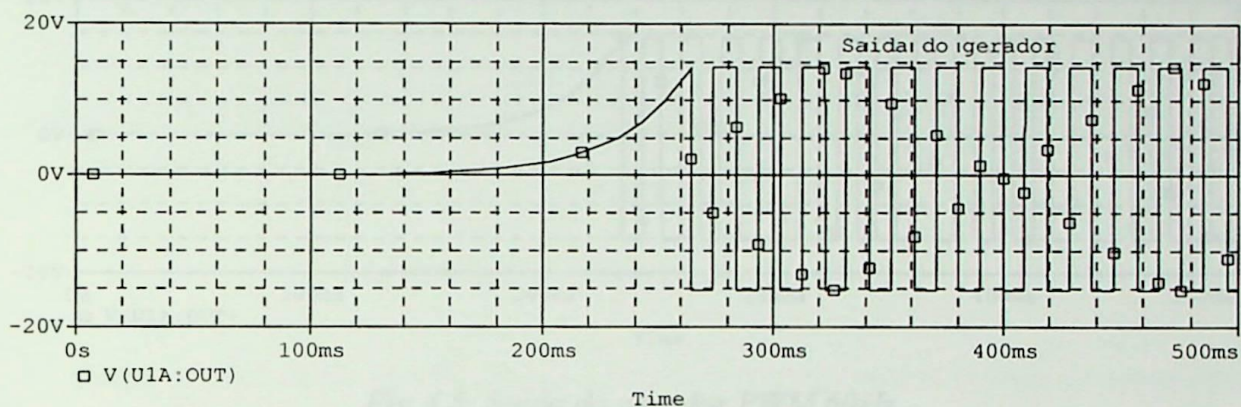


Fig.4.2: Saída do gerador PWM

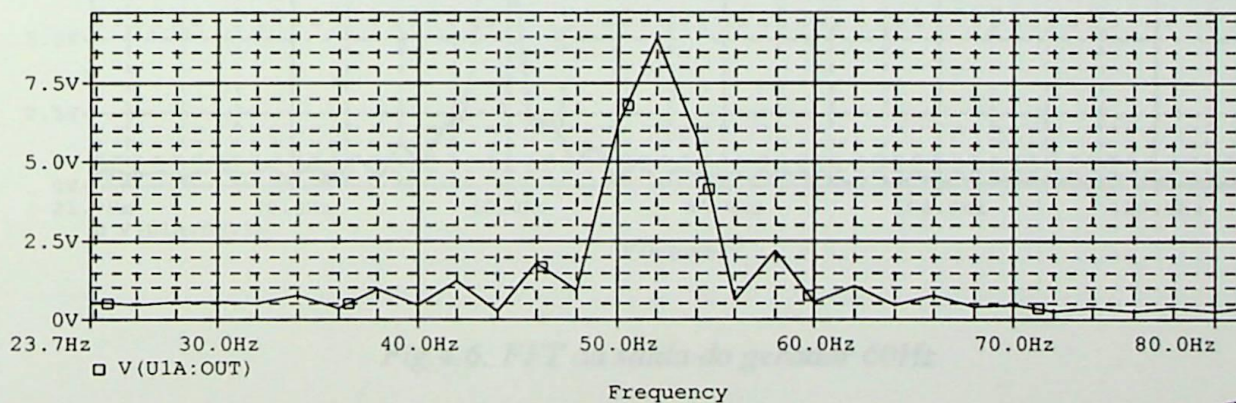
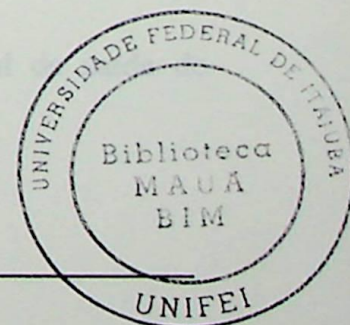


Fig.4.3: FFT da saída do gerador



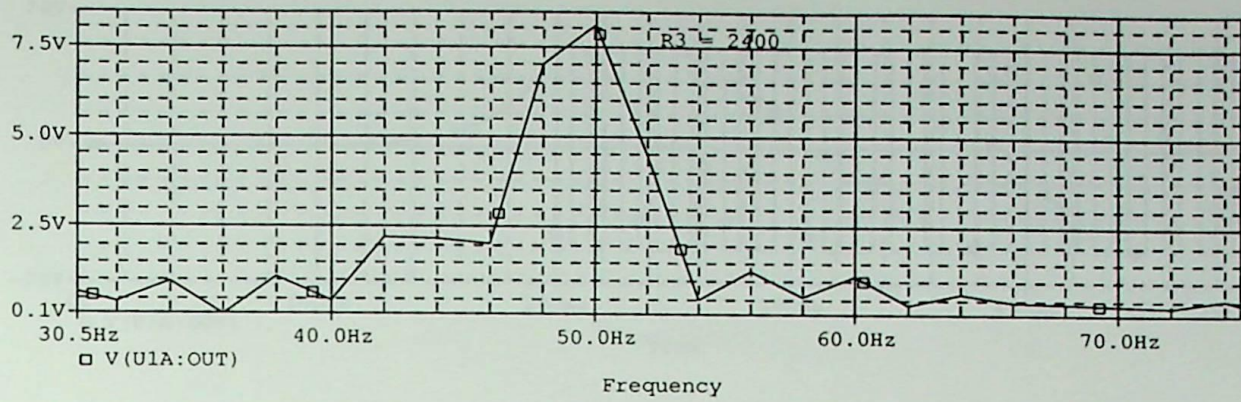


Fig.4.4: FFT da saída do gerador para $R3=2k4\Omega$

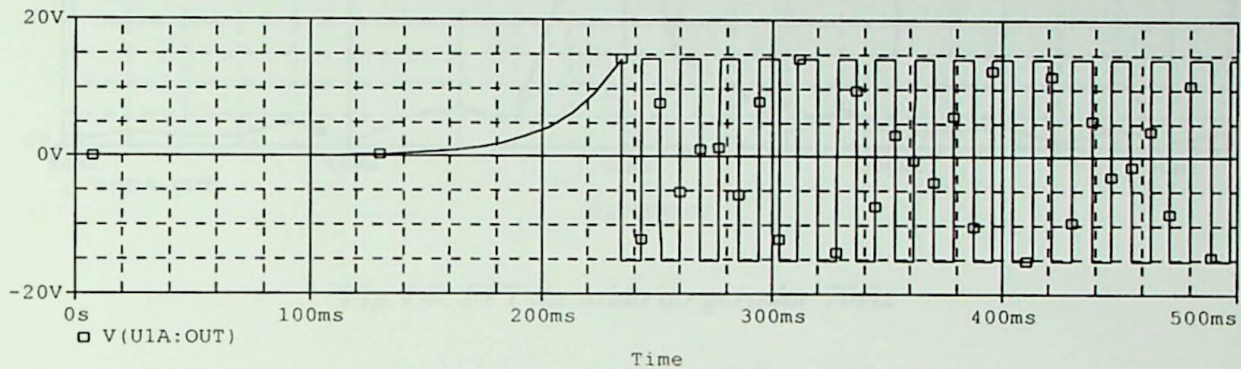


Fig.4.5: Saída do gerador PWM 60Hz

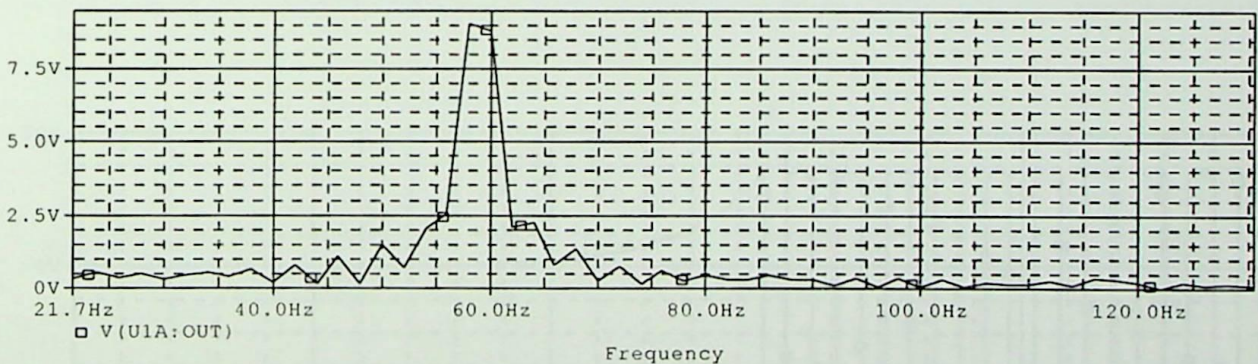


Fig.4.6: FFT da saída do gerador 60Hz

Com mesmo procedimento adotado para 70Hz na fig.4.7 ilustra-se o sinal de saída do oscilador e na fig.4.8 sua FFT.

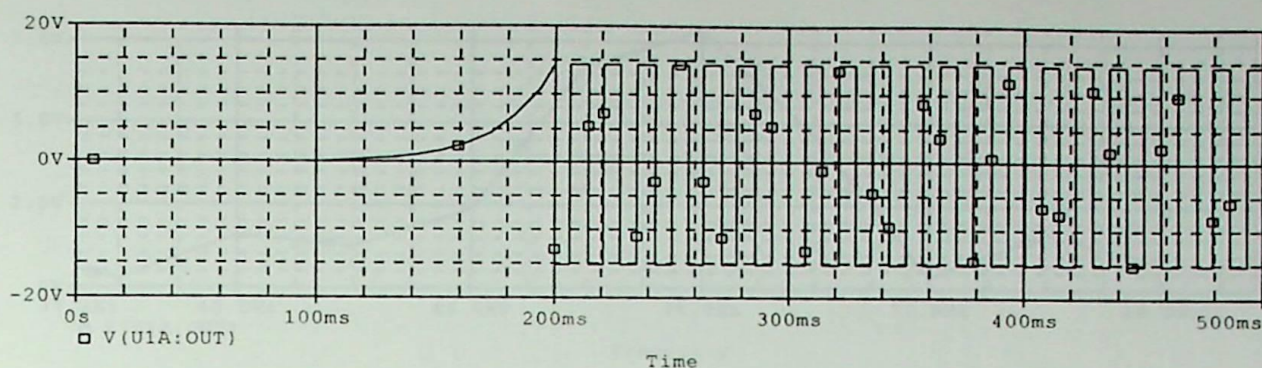


Fig.4.7: Saída do gerador PWM 70Hz

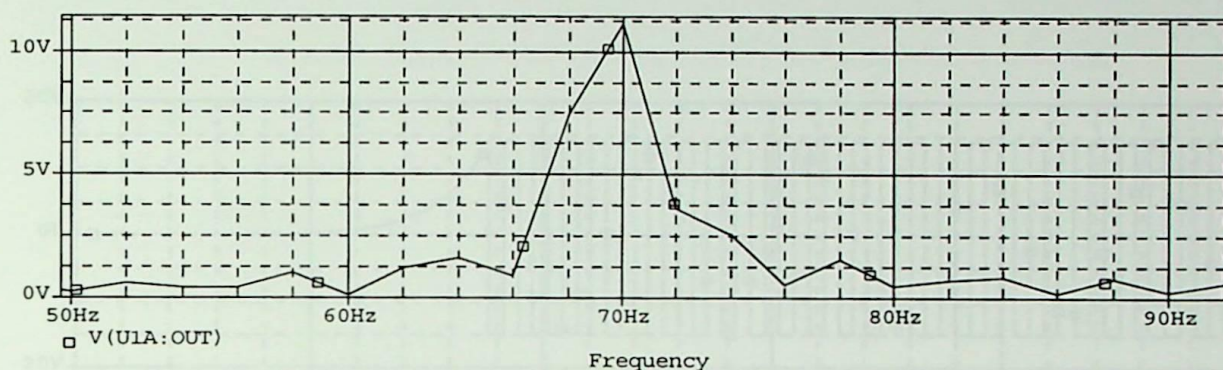


Fig.4.8: FFT da saída do gerador 70Hz

Como o valor de C_1 não foi alterado, optou-se por montar um divisor de tensão (para substituir R_3) com um resistor de $1k5\Omega$ em série com um potenciômetro de $1k\Omega$, que permitirá variar frequências de 48Hz a 78Hz, como mostra as figs.4.9, 4.10, 4.11 e 4.12.

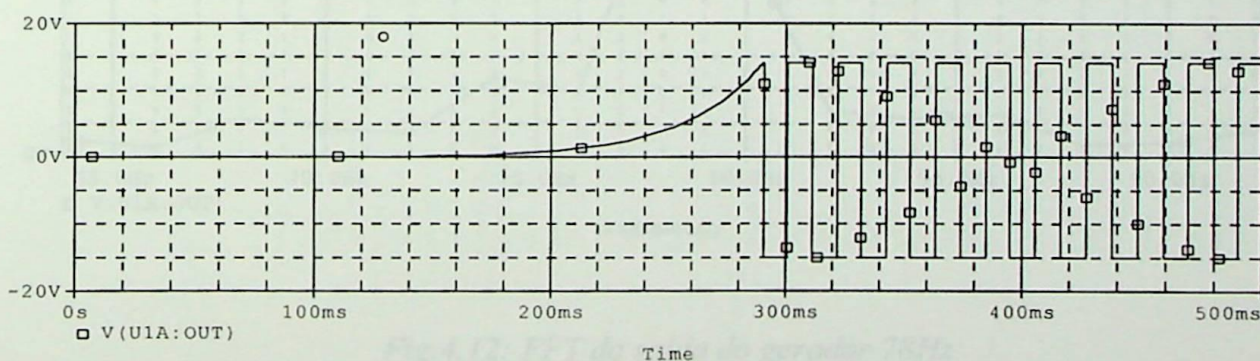


Fig.4.12: Saída do gerador 78Hz

Fig.4.9: Saída do gerador 48Hz

Conforme tabela 3.1, trocou-se o valor de R_3 para 1,5k Ω na tentativa de se obter a frequência para algo em torno de 50Hz a 70Hz, valores que não foram alcançados conforme mostra as figs.4.13, 4.14, 4.15 e 4.16.

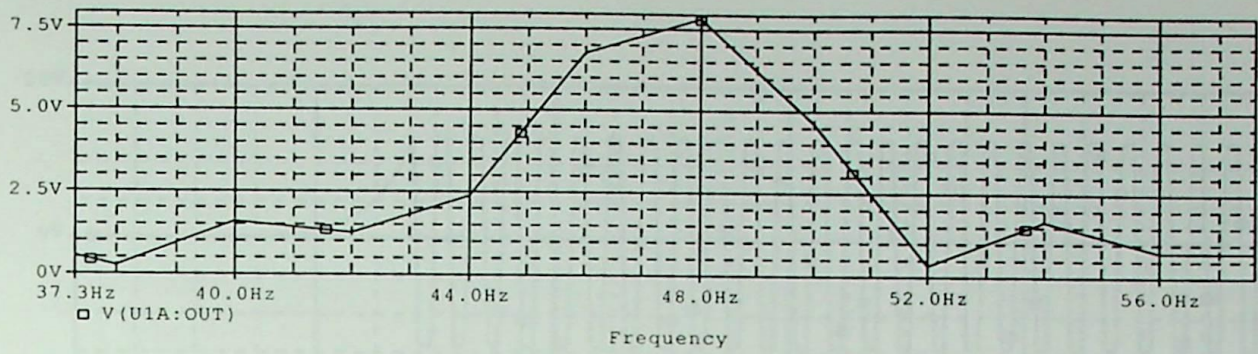


Fig.4.10: FFT da saída do gerador 48Hz

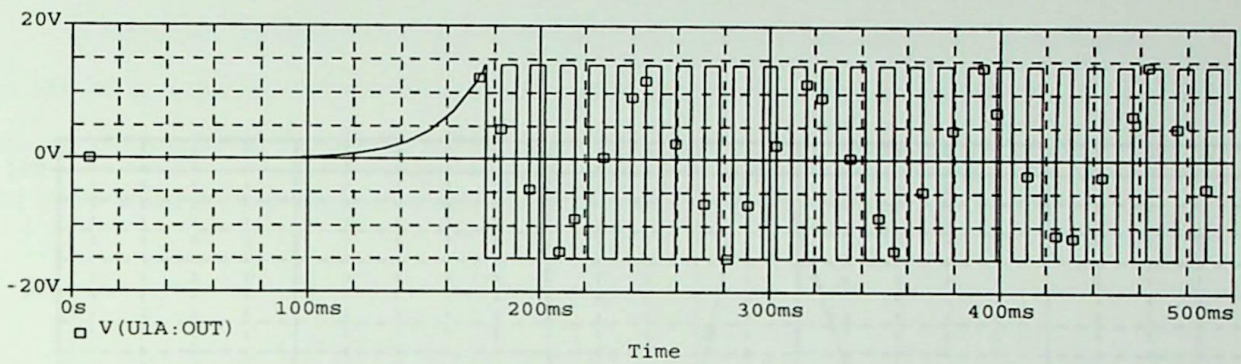


Fig.4.11: Saída do gerador 78Hz

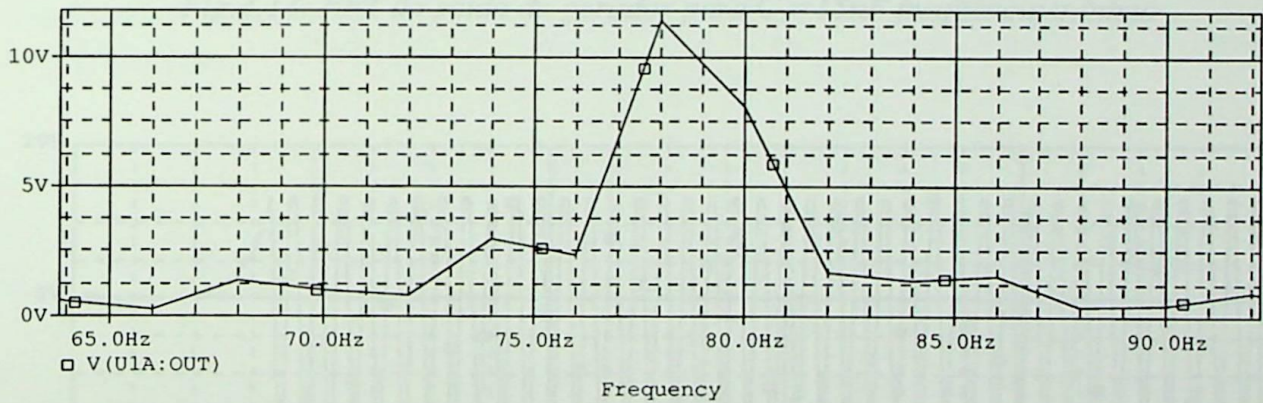


Fig.4.12: FFT da saída do gerador 78Hz

Conforme tabela 3.1 trocou-se o valor de C_1 para 15nF, na tentativa de se alterar a frequência para algo em torno de 5kHz a 7kHz, valores que não foram alcançados conforme mostra as figs.4.13, 4.14, 4.15 e 4.16.

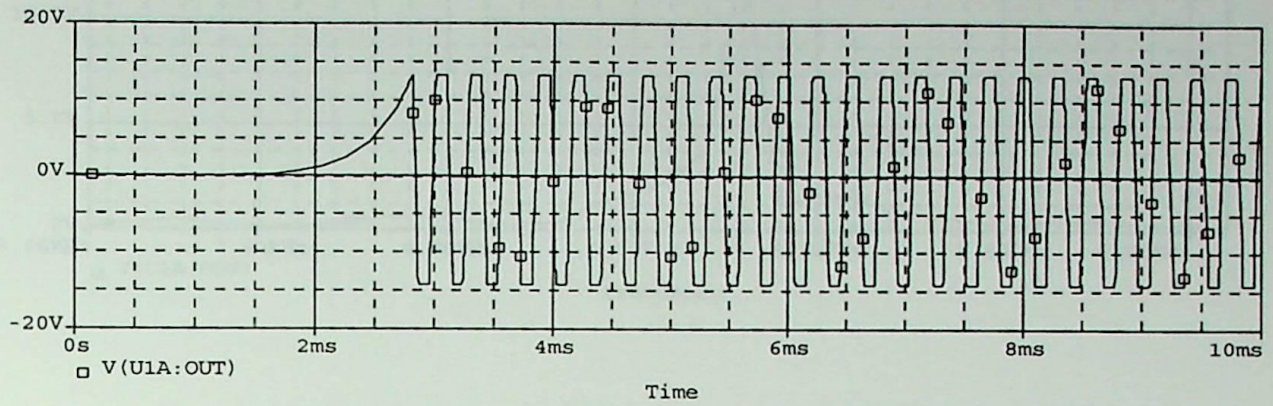


Fig.4.13: Saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência mínima

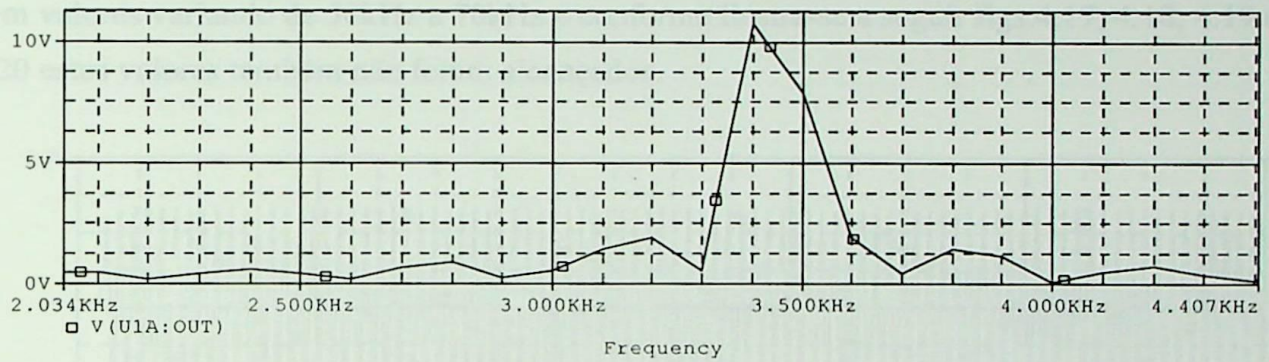


Fig.4.14: FFT da saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência mínima

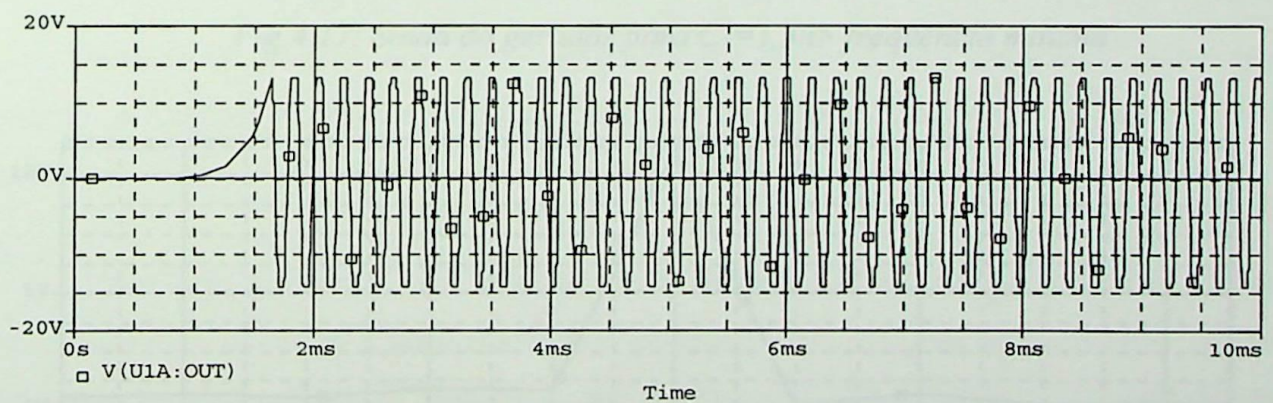


Fig.4.15: Saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência máxima

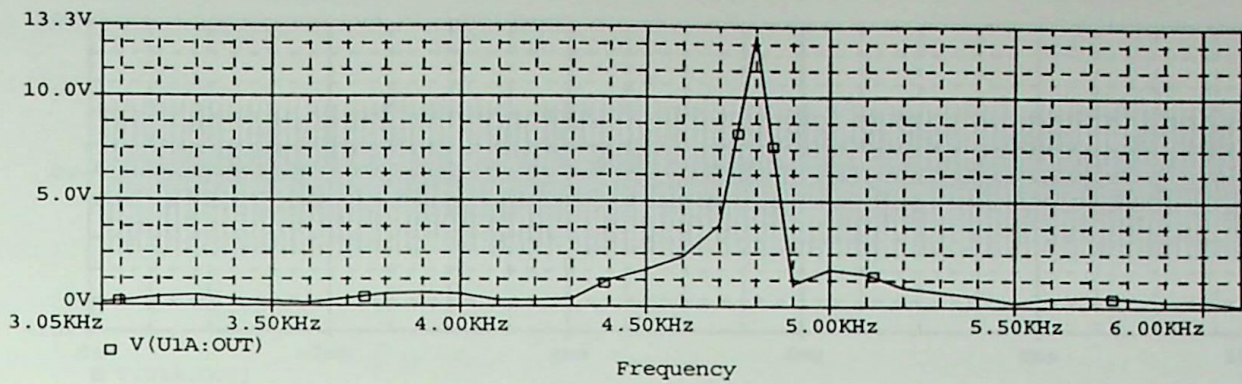


Fig.4.16: FFT da saída do gerador para $C_1=15nF$ frequência máxima

A variação da frequência ficou aquém das expectativas, variando de 3,4kHz a 4,8kHz, fato também ocorrido com a troca de C_1 para 1,5nF. Esperava-se implementar frequências com valores variando de 50kHz a 70kHz e conforme ilustra-se a seguir figs.4.17, 4.18, 4.19 e 4.20 estes valores também não foram alcançados.

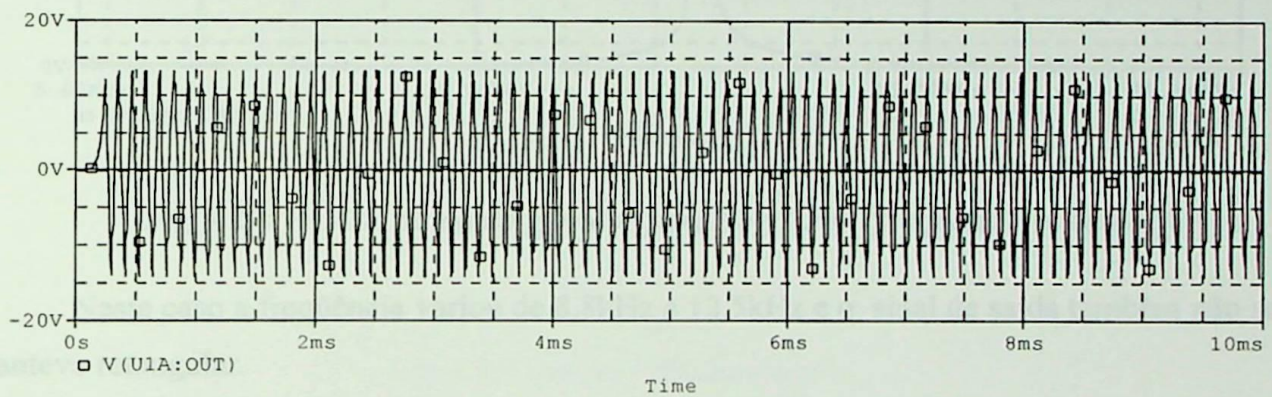


Fig.4.17: Saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência mínima

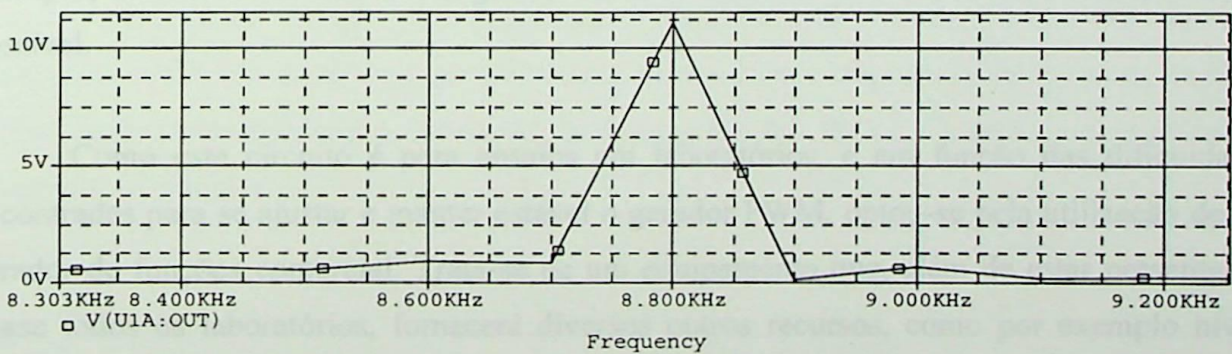


Fig.4.18: FFT da saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência mínima

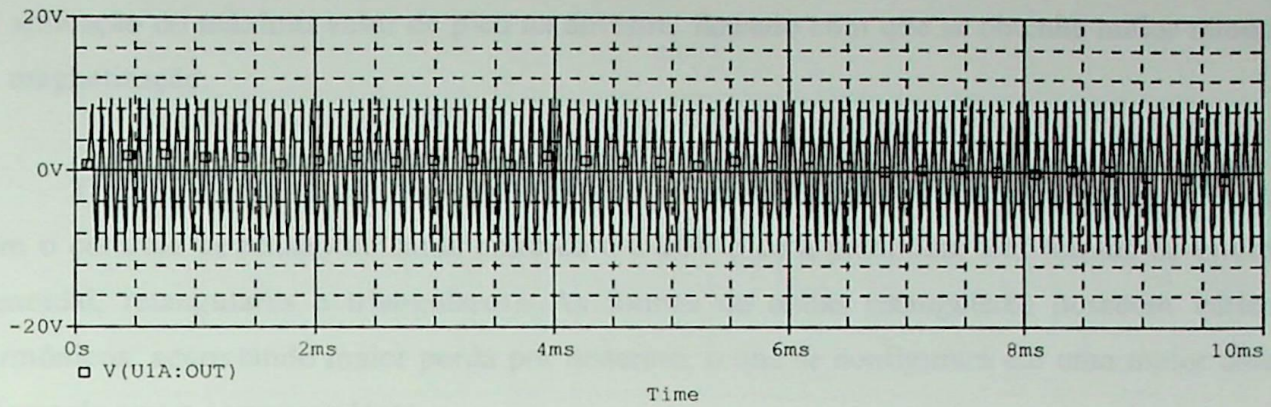


Fig.4.19: Saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência máxima

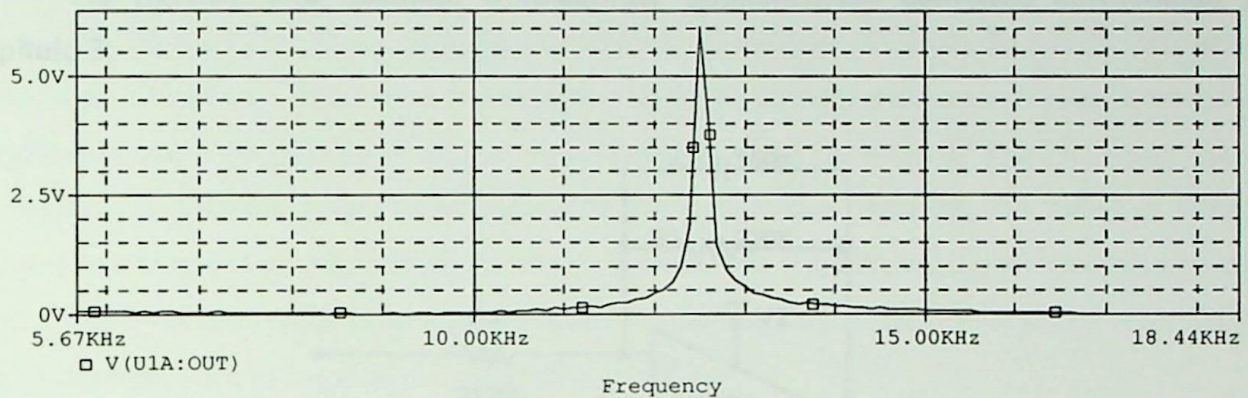


Fig.4.20: FFT da saída do gerador para $C_1=1,5nF$ frequência máxima

Neste caso a frequência variou de 8,8kHz a 12,5kHz e o sinal de saída também não se manteve retangular.

Poder-se-ia projetar um outro gerador com outro circuito integrado, como por exemplo, o LM555. Porém isto fugiria à meta de construir o circuito com o menor custo possível.

Como este circuito é para ensaios em laboratórios, e em função das dificuldades encontradas para se ajustar e manter estável o gerador PWM, optou-se pela utilização de um gerador de funções comercial. Trata-se de um equipamento que, além de estar presente em quase todos os laboratórios, fornecerá diversos outros recursos, como por exemplo níveis diferentes de tensão de saída, maior faixa de frequências e diferentes formas de onda no sinal de saída (senoidal, retangulares e triangulares) o que implicaria em um maior ou menor tempo

da aplicação do máximo valor de pico na amostra, fazendo com que se obtenha maior tempo de magnetização.

Trabalhou-se com um gerador de sinais da marca Tektronix modelo CFG250 - 2MHz, com o controle de tensão de saída entre de 0 a 20V pico a pico, com três formas de ondas (senoidal, retangulares e triangulares). As formas de ondas retangulares possuem vários harmônicos, acarretando maior perda por histerese, o que se configurará em uma maior área interna da curva correspondente.

4.3 Implementação do Integrador

Na fig.4.21 está ilustrado o integrador implementado conforme apresentado no capítulo 3.

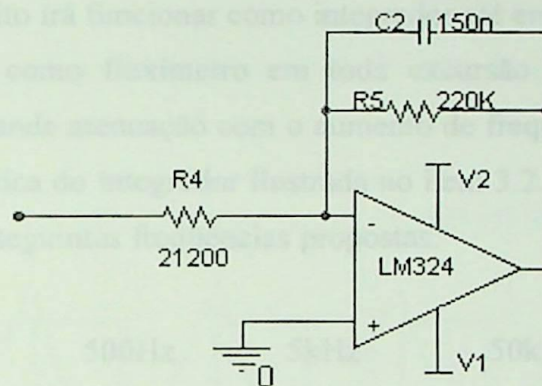


Fig.4.21: Inversor implementado

O resistor R_4 foi alterado para o valor comercial mais próximo, ou seja $R_4=22k\Omega$. Como este integrador fornece ganho ao circuito, o máximo valor do sinal de entrada não deve ultrapassar 9,6V, obtido através do simulador, para a menor frequência de trabalho, (50Hz). Acima deste valor ocorrerá a saturação do integrador. Na fig.4.22 ilustra-se o maior sinal alcançado no simulador.

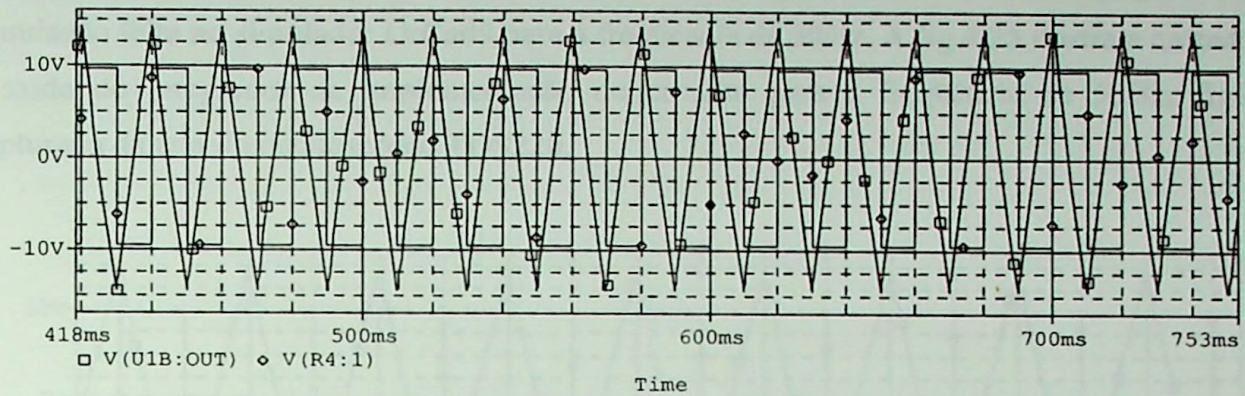


Fig.4.22: Máximo sinal alcançado na saída do integrador

Na fig.4.23 tem-se a curva de resposta em frequência da saída do integrador, obtida através do simulador. Esta curva representa a saída do circuito para uma excitação senoidal. Verifica-se que o circuito irá funcionar como integrador até em torno de 94kHz. Sendo assim, o circuito funcionará como fluxímetro em toda excursão proposta, de 50Hz a 60kHz. Observa-se também grande atenuação com o aumento de frequência, o que vem em encontro com a curva característica do integrador ilustrada no item 3.2.2, fig.3.7. A partir deste ponto, se faz análises para as seguintes frequências propostas:

50Hz	500Hz	5kHz	50kHz
60Hz	600Hz	6kHz	60kHz

Será utilizado nesta análise o simulador OrCad9 e simultaneamente serão mostrados os resultados do circuito prático com as curvas adquiridas através do osciloscópio TDS 220.

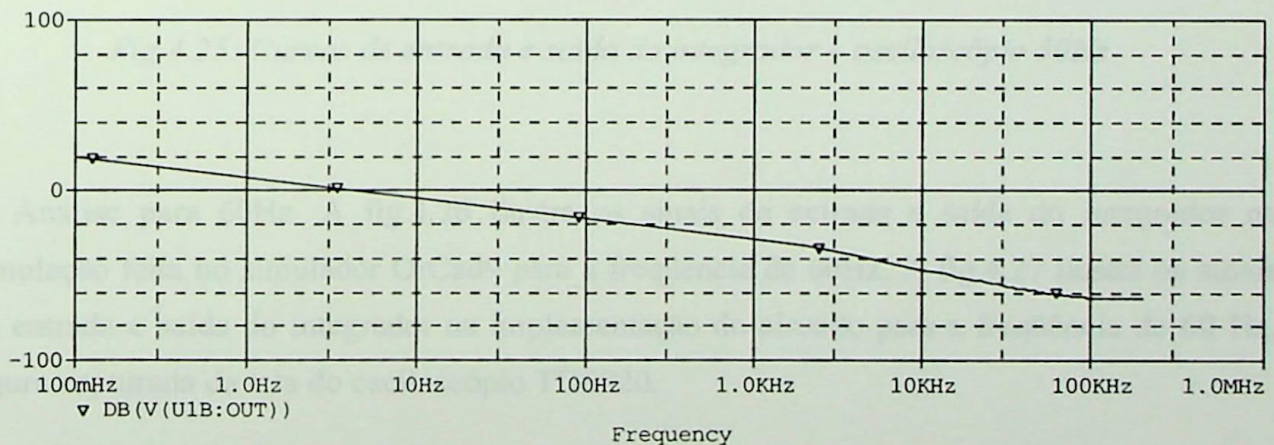


Fig.4.23: Comportamento em frequência da saída do integrador – simulador 50Hz

a) Análise para 50Hz. A fig.4.24 ilustra os sinais de entrada e saída do integrador na simulação feita no simulador OrCad9 para a frequência de 50Hz. A fig.4.25 ilustra a entrada e a saída do integrador na implementação do circuito para a frequência de 50Hz, figura capturada da tela do osciloscópio TDS220.

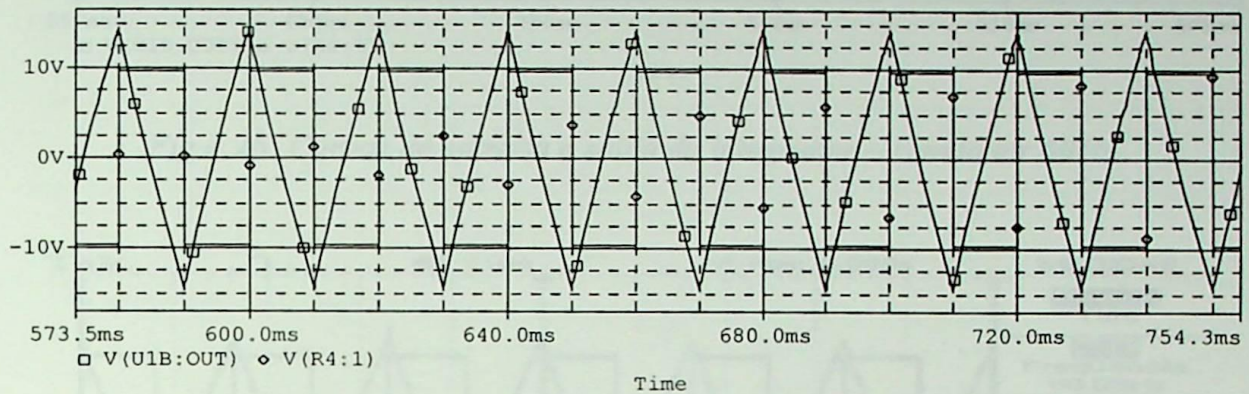


Fig.4.24: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 50Hz

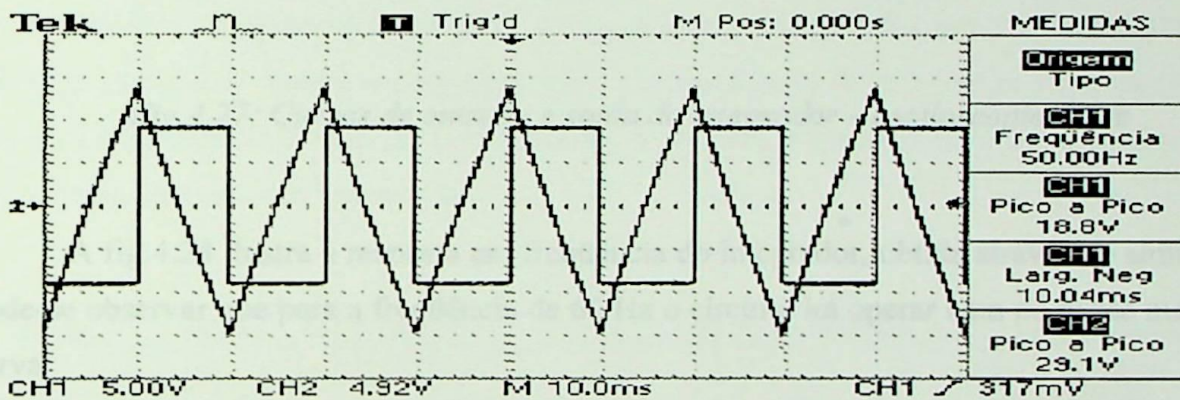


Fig.4.25: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 50Hz

b) Análise para 60Hz. A fig.4.26 ilustra os sinais de entrada e saída do integrador na simulação feita no simulador OrCad9 para a frequência de 60Hz. A fig.4.27 ilustra os sinais de entrada e saída do integrador na implementação do circuito para a frequência de 60 Hz, figura capturada da tela do osciloscópio TDS220.

Fig.4.26: Comportamento em frequência da saída do integrador para 60Hz

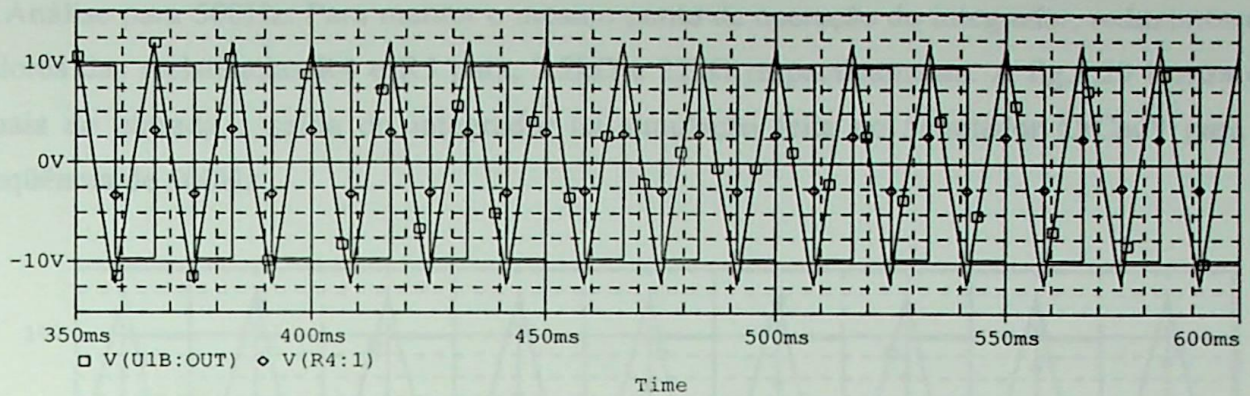


Fig.4.26: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 60Hz

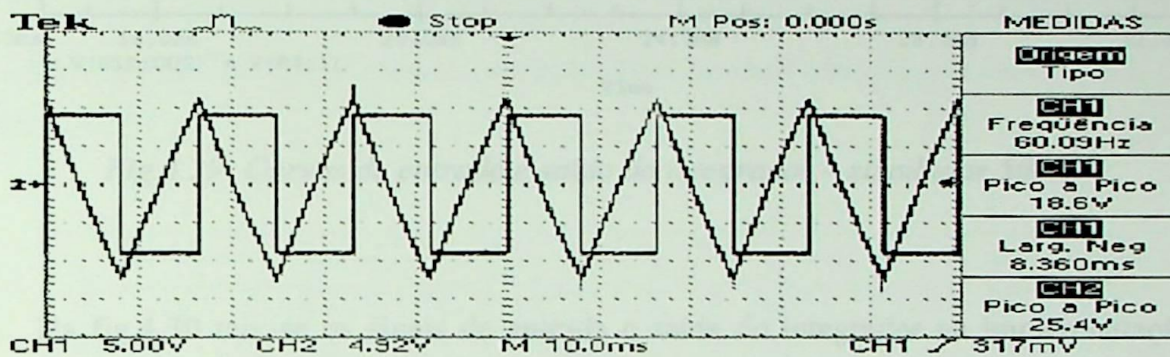


Fig.4.27: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 60Hz

A fig.4.28 ilustra a resposta em frequência do integrador, obtida através de simulação. Pode-se observar que para a frequência de 60 Hz o circuito irá operar bem no ponto médio da curva.

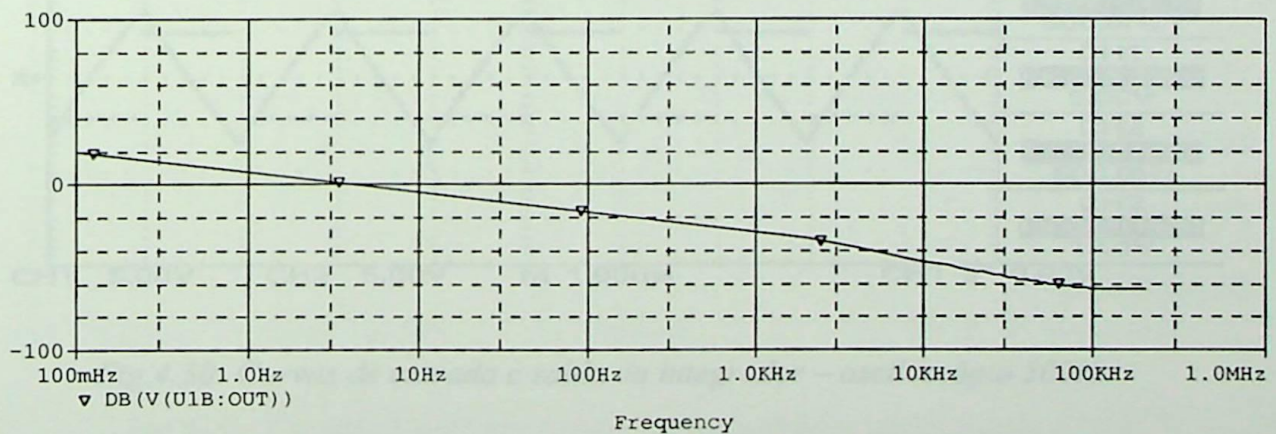


Fig.4.28: Comportamento em frequência da saída do integrador para 60Hz

c) Análise para 500Hz. Para manter o mesmo ponto de operação do integrador, reduzimos os valores das resistências R4 e R5 para, 2,2kΩ e 22kΩ respectivamente. A fig.4.29 ilustra os sinais de entrada e saída do integrador na simulação feita no simulador OrCad9 para a frequência de 500Hz.

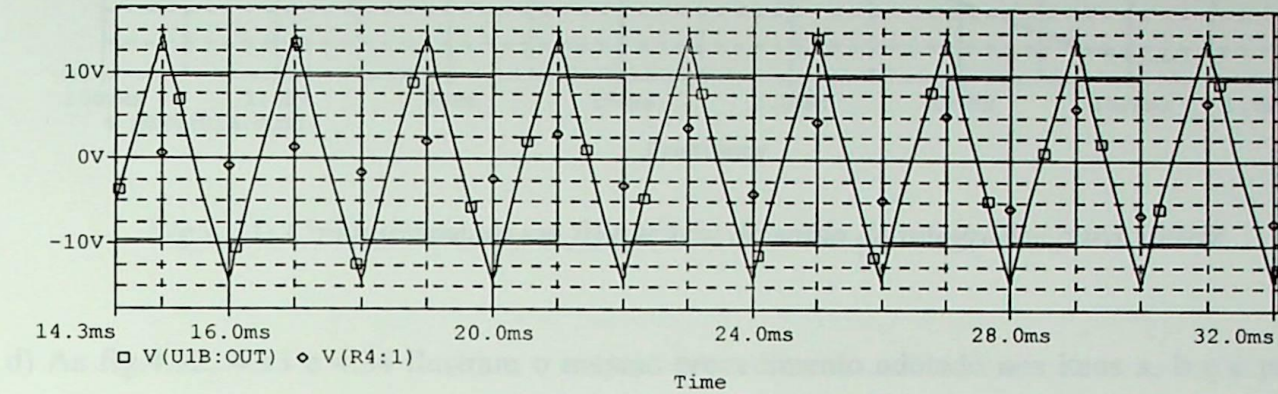


Fig.4.29: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 500Hz

Na fig.4.30 tem-se os sinais de entrada e saída do integrador na implementação do circuito para a frequência de 500Hz, a figura é a representação na tela do osciloscópio TDS220. A fig.4.31 ilustra o comportamento em frequência do integrador. Pode-se observar que para a frequência de 500 Hz o circuito opera próximo a ponto de atenuação do circuito de 60Hz dentro da curva de integração.

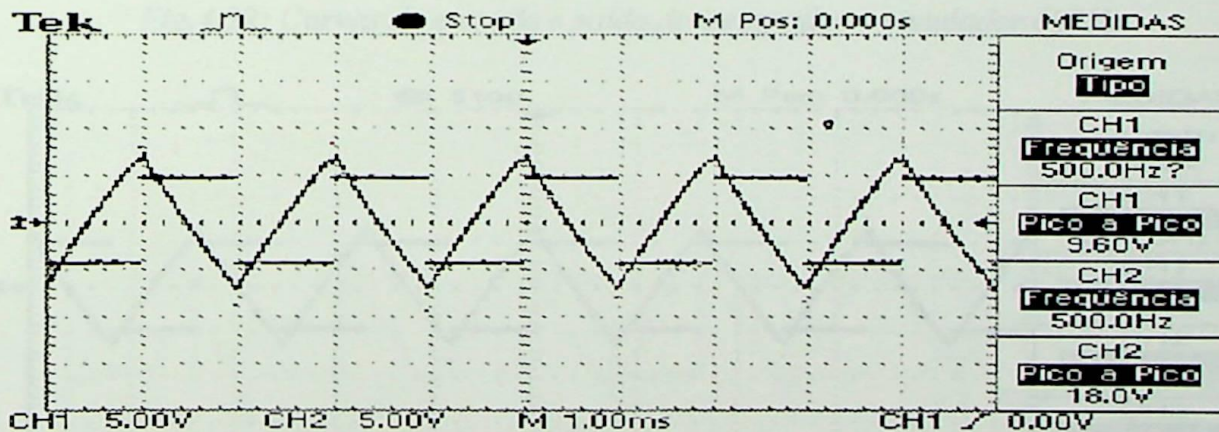


Fig.4.30: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 500Hz

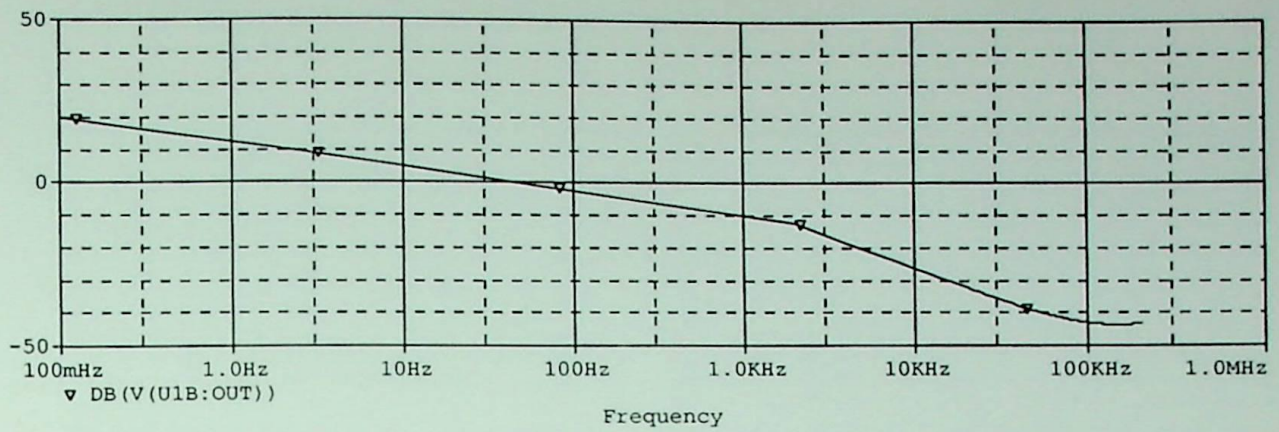


Fig.4.31: Comportamento em freqüência da saída do integrador para 500Hz

d) As fig.4.32, 4.33 e 4.34 ilustram o mesmo procedimento adotado nos itens a, b e c para 600Hz.

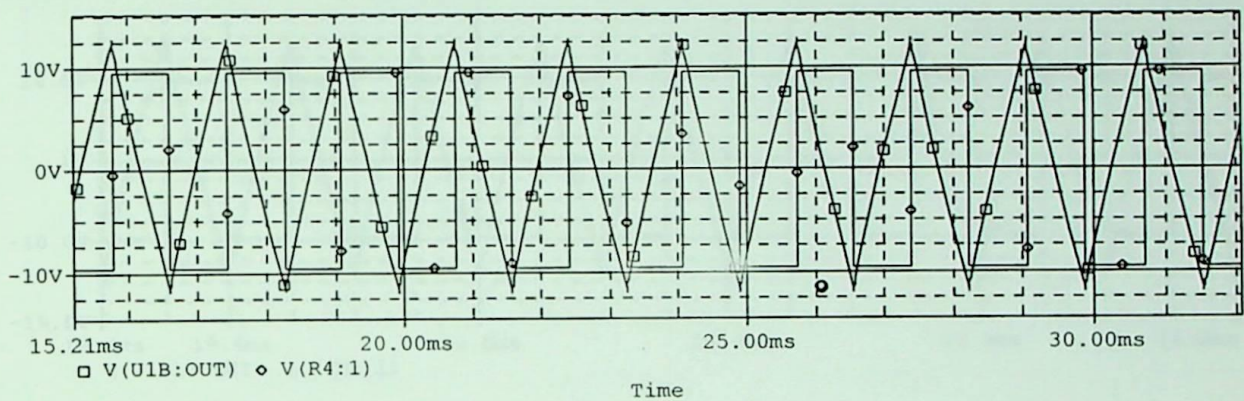


Fig.4.32: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 600Hz

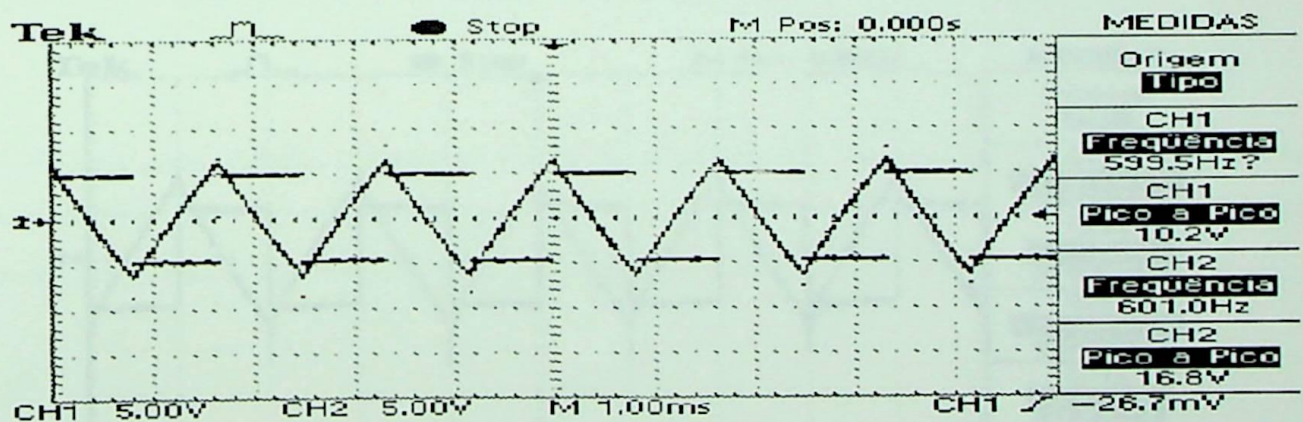


Fig.4.33: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 600Hz

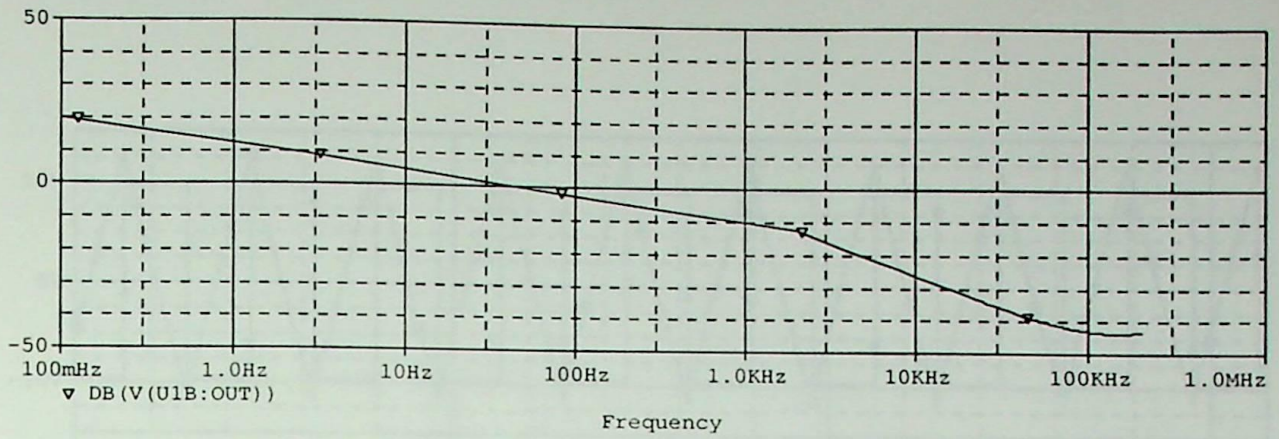


Fig.4.34: Comportamento em freqüência da saída do integrador para 600Hz

e) Nas fig. 4.35, 4.36, 4.37 e 4.38 estão ilustradas as respostas dos sinais para as freqüências de 5kHz e 6kHz.

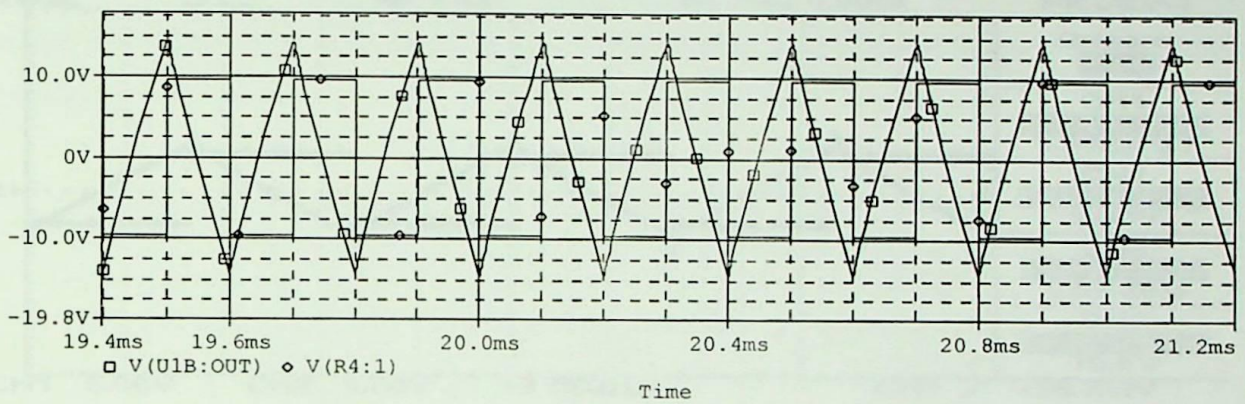


Fig.4.35: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 5kHz

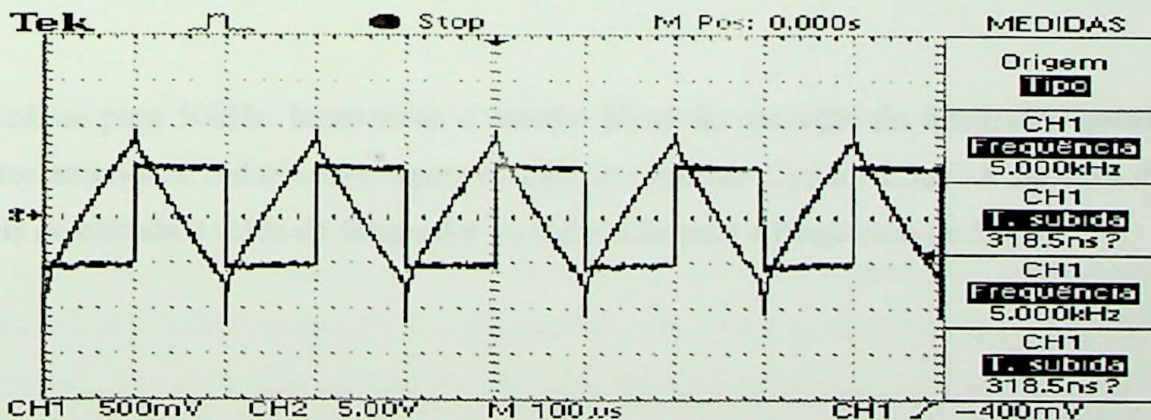


Fig.4.36: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 5kHz

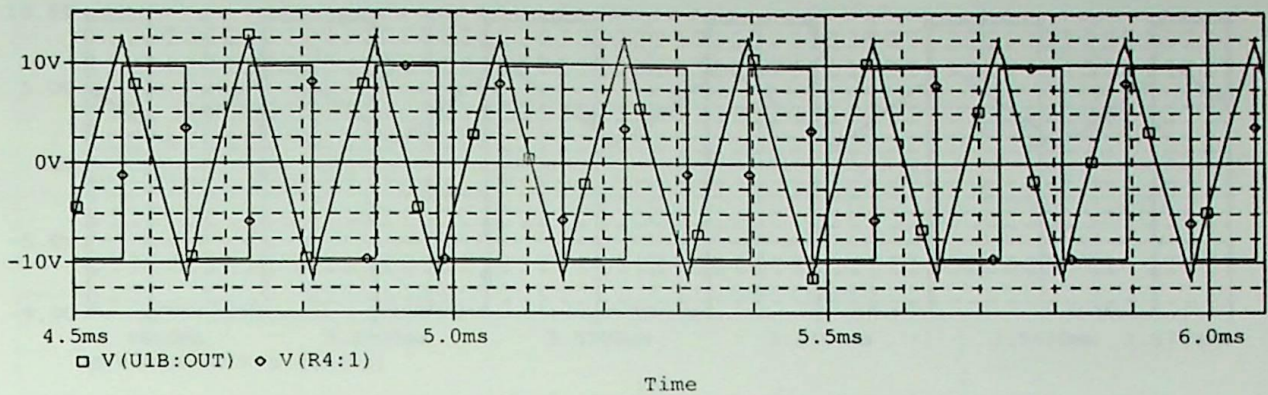


Fig.4.37: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 6kHz

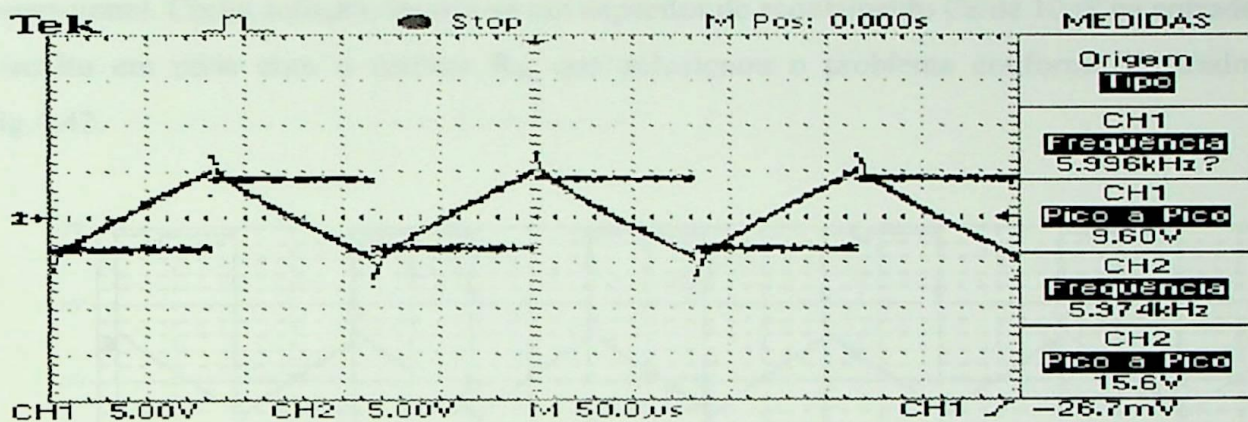


Fig.4.38: Curvas de entrada e saída do integrador – osciloscópio 6kHz

f) Análise para 50kHz. Mantém-se o mesmo ponto de operação do integrador próximo aos pontos anteriores, reduzindo-se agora o valor do capacitor C_2 para 1.5nF. A fig.4.39 ilustra os sinais de entrada e saída do integrador na simulação para a frequência de 50kHz.

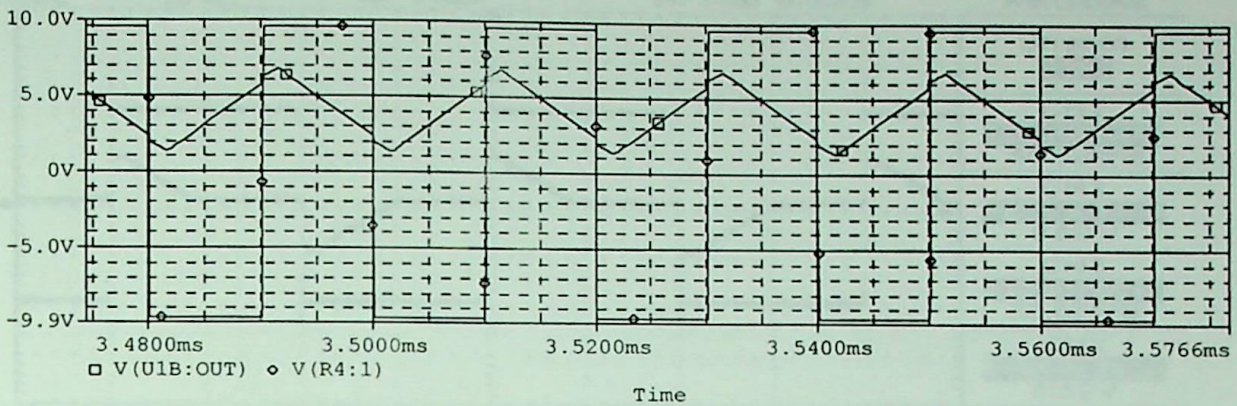


Fig.4.39: Curvas de entrada e saída do integrador – simulador 50kHz

Observa-se que o nível do sinal contínuo aumentou, offset do amplificador operacional. Como solução, inseriu-se um capacitor de acoplamento C_a de 10nF na entrada do circuito em série com o resistor R_4 , que solucionou o problema conforme ilustrado na fig.4.42.

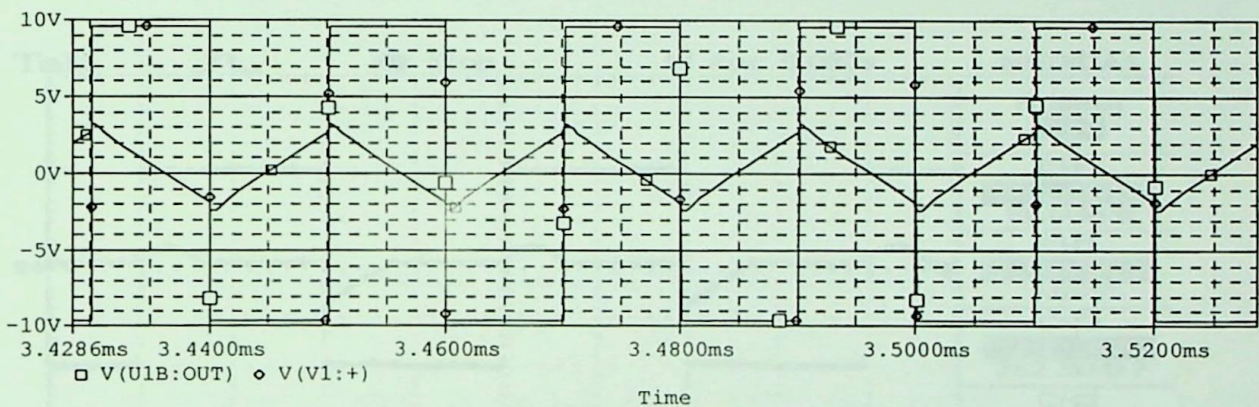


Fig.4.40: Curvas de entrada e saída do integrador com C_a – simulador 50kHz

Na fig.4.41 ilustram-se os sinais de entrada e saída do integrador na implementação do circuito para a frequência de 50kHz, figura capturada da tela do osciloscópio TDS220.

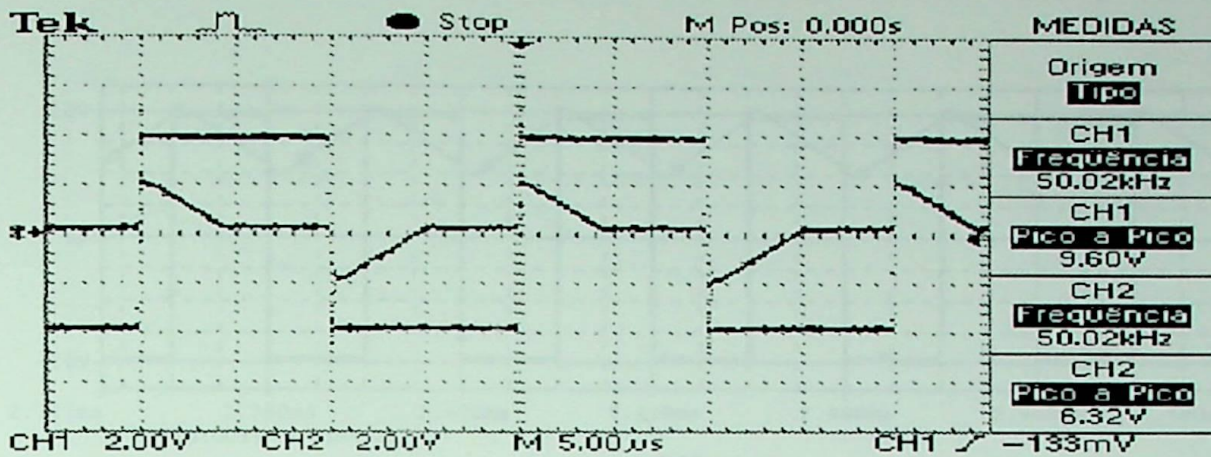


Fig.4.41: Curvas de entrada e saída do integrador sem C_a – osciloscópio 50kHz

Como pode-se observar, a excursão de descarga do capacitor não está satisfatória como esperado e simulado, trocou-se então o capacitor de acoplamento C_a para 1nF, e obteve-se a seguinte saída ilustrada na fig.4.42:

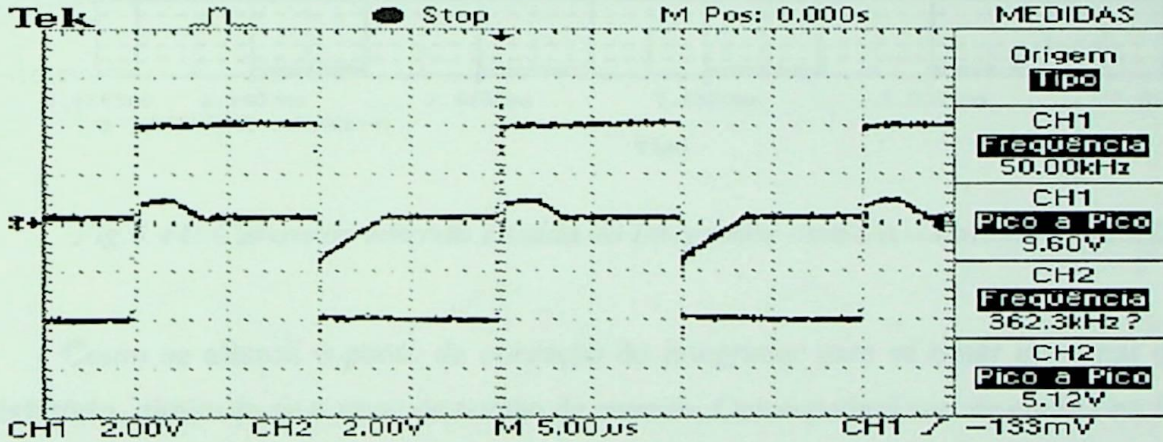


Fig.4.42: Curvas de entrada e saída do integrador com C_a – osciloscópio 50kHz

O sinal de saída não é satisfatório, resolveu-se recalculer o circuito para uma nova frequência de corte onde o ponto de operação será pouco diferente dos circuitos anteriores, mas será satisfatório em termos de integração. Para um capacitor de 1nF, a nova frequência de corte será 7,23kHz e que também permite a operação no ponto de integração.

Nas figs.4.43 e 4.44 mostra-se os sinais do simulador sem e com Ca respectivamente.

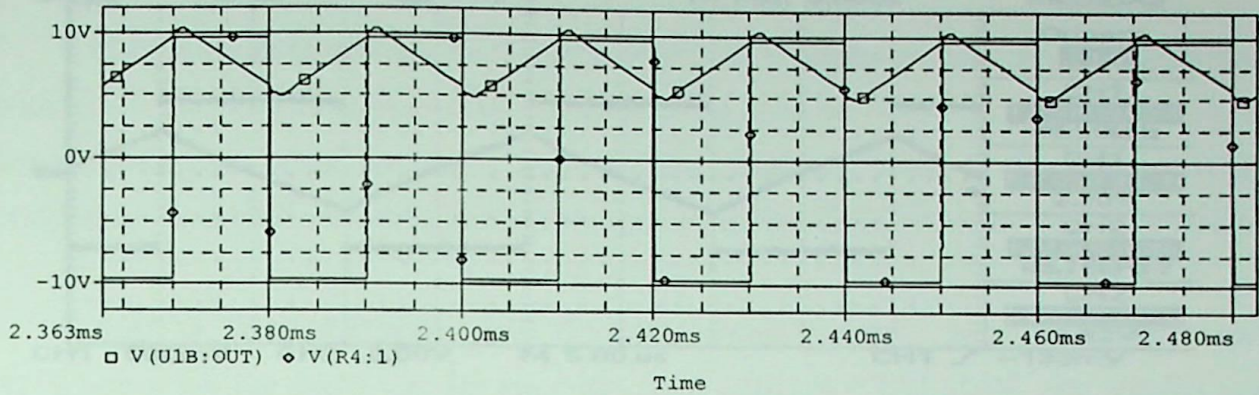


Fig.4.43: Curvas de entrada e saída do integrador sem Ca – simulador 50kHz

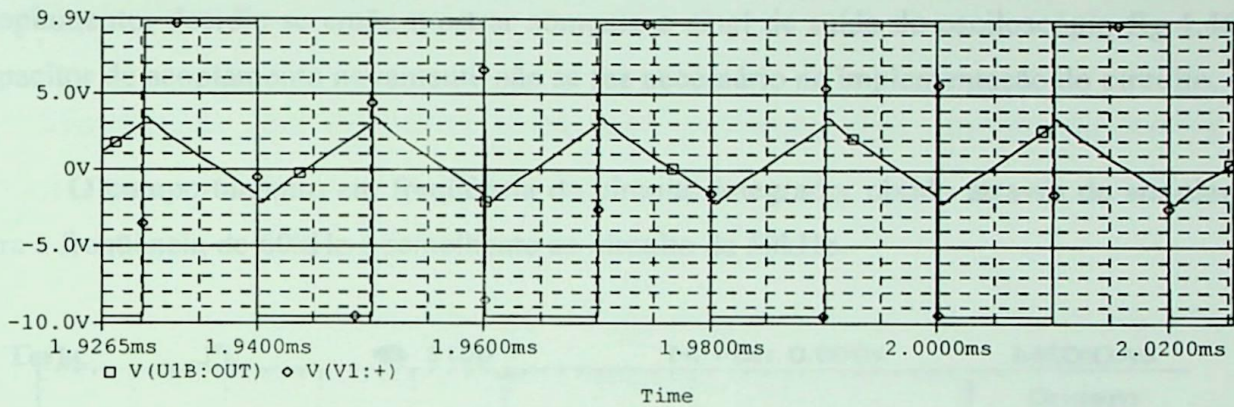


Fig.4.44: Curvas de entrada e saída do integrador com Ca – simulador 50kHz

Como se alterou o ponto de operação do integrador para se obter um sinal de saída satisfatório, diminuíu-se o nível de tensão de entrada. Como poderá ser observada na fig.4.45, a tensão de entrada caiu de 9,6V para 2,3V e agora o sinal está de acordo com a função de integração. Ao contrário do apresentado pelo simulador, não foi necessária a utilização do capacitor de acoplamento Ca.

Fig.4.45: Curvas de entrada e saída do integrador sem Ca – osciloscópio 50kHz



4.4 Amplificador

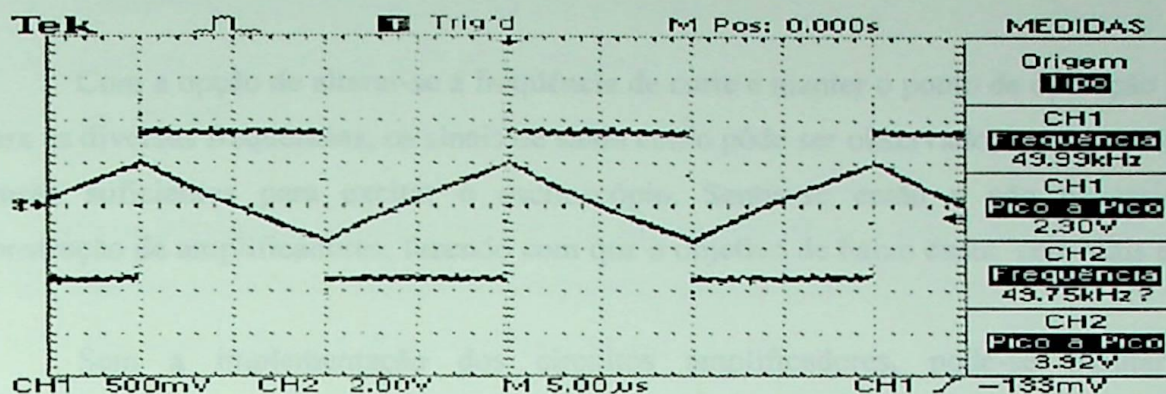


Fig.4.45: Curvas de entrada e saída do integrador sem C_a – osciloscópio 50kHz

g) Análise para 60kHz. A simulação voltou a apresentar a necessidade de um capacitor de acoplamento, decidiu-se então mostrar somente o sinal de saída do osciloscópio fig.4.46, o capacitor de acoplamento novamente não se fez necessário na implementação do circuito.

4.5 Montagem dos circuitos para levantamento das curvas de resposta

O comportamento em frequência do circuito integrador obtido através de simulação, para a frequência de 60kHz é semelhante ao circuito de 50kHz.

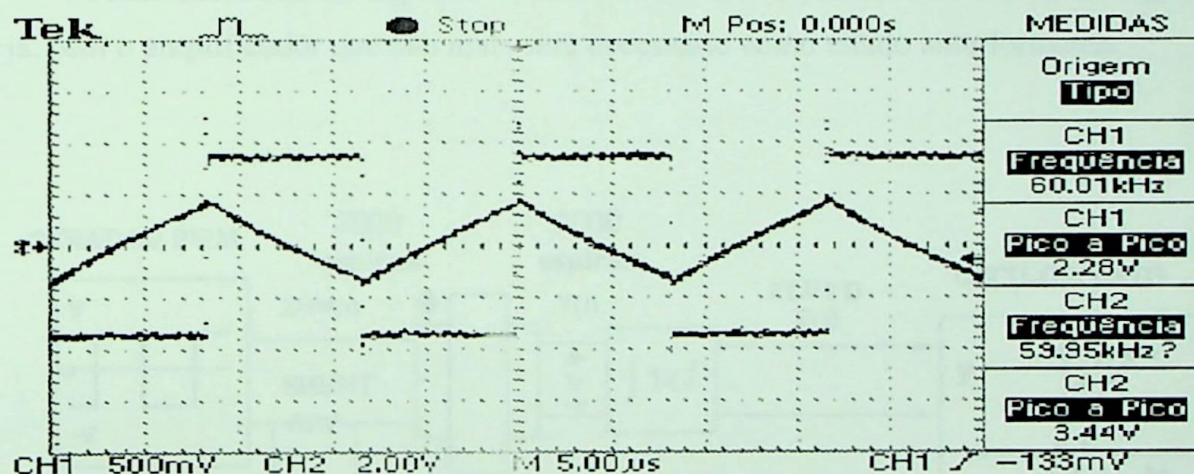


Fig.4.46: Curvas de entrada e saída do integrador sem C_a – osciloscópio 60kHz

4.4 Amplificador

Com a opção de alterar-se a frequência de corte e manter o ponto de operação próximo para as diversas frequências, os sinais de saída como pôde ser observado, estão com níveis de tensão suficientes para excitar o osciloscópio. Sentiu-se então a não necessidade de construção de amplificadores, fazendo com que o objetivo de baixo custo seja mais evidente.

Sem a implementação dos circuitos amplificadores, pode-se montar quatro integradores em um único circuito integrado, será utilizado o LM 324N, que contém quatro amplificadores operacionais. As oito frequências propostas para análise, serão divididas em quatro grupos com duas frequências próximas e analisadas por um único integrador pois como pôde ser observado, para frequências próximas as diferenças entre os pontos de operação do integrador é mínima.

4.5 Montagem dos circuitos para levantamento das curvas de histerese magnéticas.

Como mostrado no capítulo 3, o circuito a ser implementado será o da fig.4.47, ou seja, sem o amplificador que não mais será necessário como citado anteriormente.

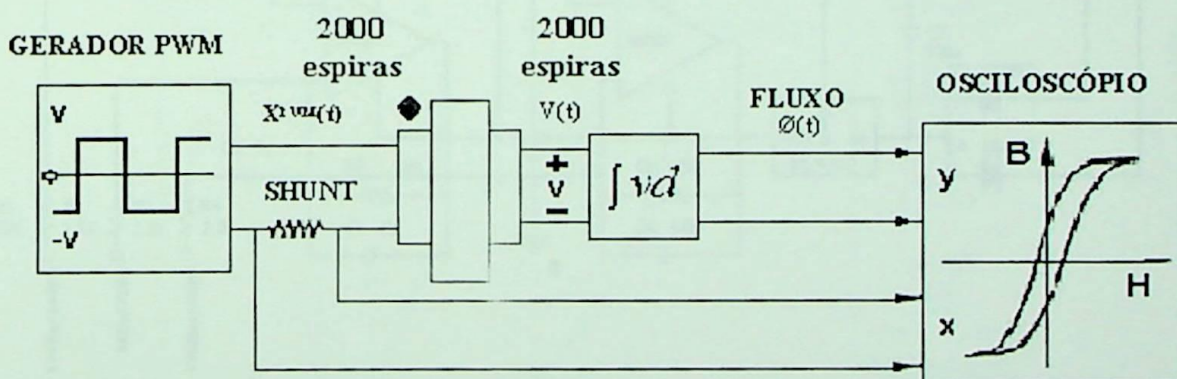


Fig.4.47: Circuito a ser implementado

As análises apresentadas serão referentes aos seguintes materiais ferromagnéticos:

- Lâmina de aço silício com grão não orientado
- Lâmina de aço silício com grão orientado
- Ferrite IP6

Serão analisadas as amostras para as frequências descritas, porém é de conhecimento que as lâminas de aço silício não são recomendadas para uso em alta frequência bem como os ferrites são mais indicados para altas frequências.

Todos os circuitos foram implementados em placa de circuito impresso, os amplificadores operacionais utilizados estão agrupados no circuito integrado LM324N da STMicroelectronics, os resistores são de uso comum no mercado, 1/8W e 1% de tolerância os capacitores também de uso comum no mercado e tolerância de 5%, o circuito final esta ilustrado na fig.4.48:

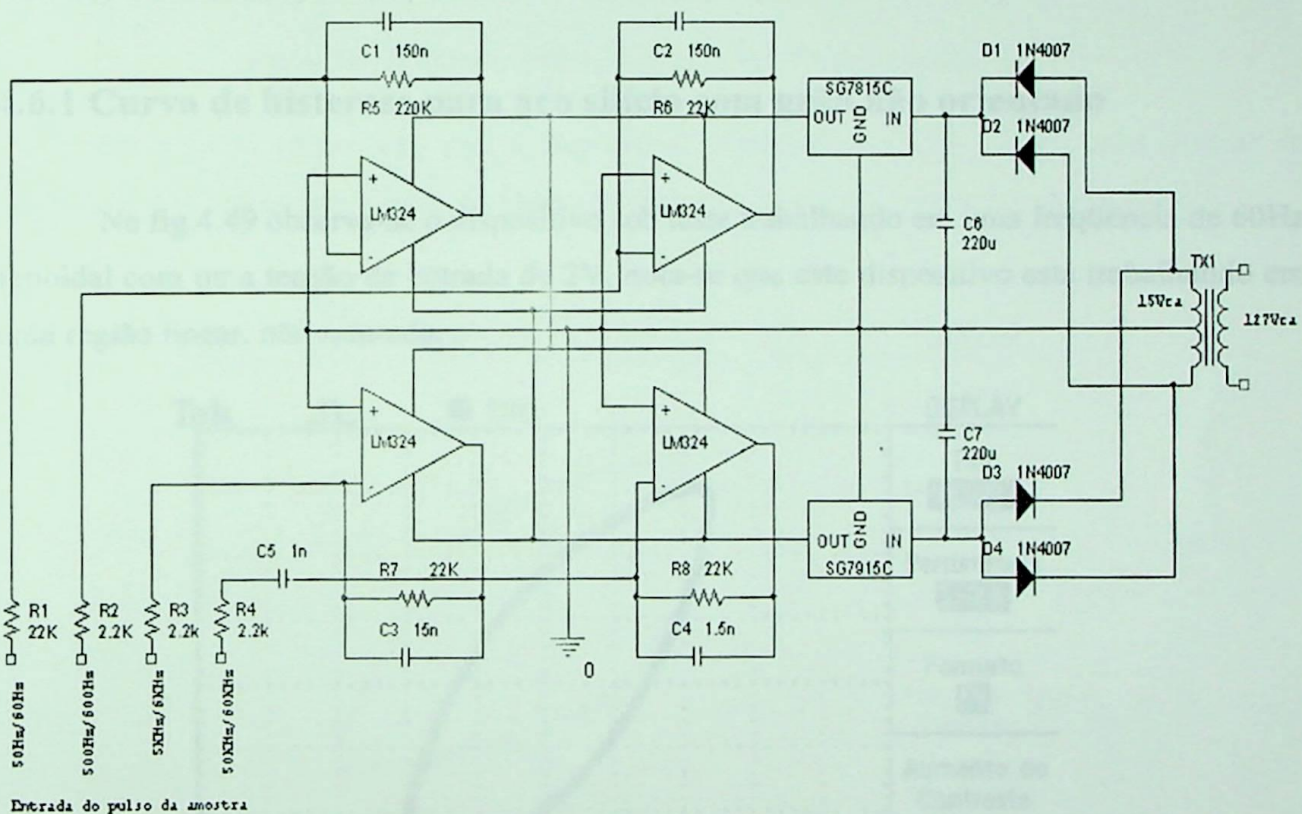


Fig 4.48: Circuito final implementado para frequências de 50Hz a 60kHz.

4.6 Levantamento das curvas de histerese magnéticas

Com o circuito implementado e testado, levanta-se as curvas de histerese para os materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos utilizados em transformadores, lâminas de aço silício de grão não orientado, grão orientado e ferrites.

Primeiramente será ilustrada a formação da curva de histerese com a variação da tensão senoidal de entrada no dispositivo sob teste, ou seja, será visto a passagem do dispositivo trabalhando na região não saturada para a saturação, será apresentado em quatro figuras para cada frequência de teste, 60Hz para aço silício e 200Hz para ferrite com amplitudes de 2V, 4V, 6V e 8V respectivamente.

Em seguida, ilustram-se as variações no dispositivo sob a influência de uma onda quadrada nas mesmas frequências e com tensões de 3V, 6V, 9V e 12V respectivamente. Posteriormente com a aplicação do software desenvolvido, será calculada a perda por histerese e determinação dos pontos B e H escolhidos pelo usuário.

4.6.1 Curva de histerese para aço silício com grão não orientado

Na fig.4.49 observa-se o dispositivo sob teste trabalhando em uma frequência de 60Hz senoidal com uma tensão de entrada de 2V, nota-se que este dispositivo está trabalhando em uma região linear, não saturada.

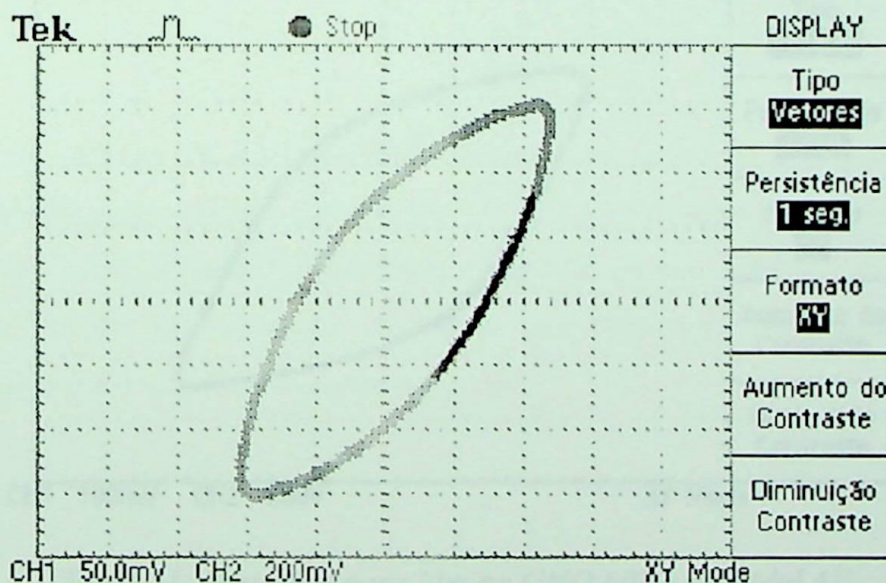


Fig.4.49: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 2V.

Na fig.4.50 observa-se o mesmo dispositivo submetido ao mesmo sinal anterior com amplitude de 4V. Pode-se observar que houve pequena alteração no formato da curva, mas ainda está na zona de não saturação.

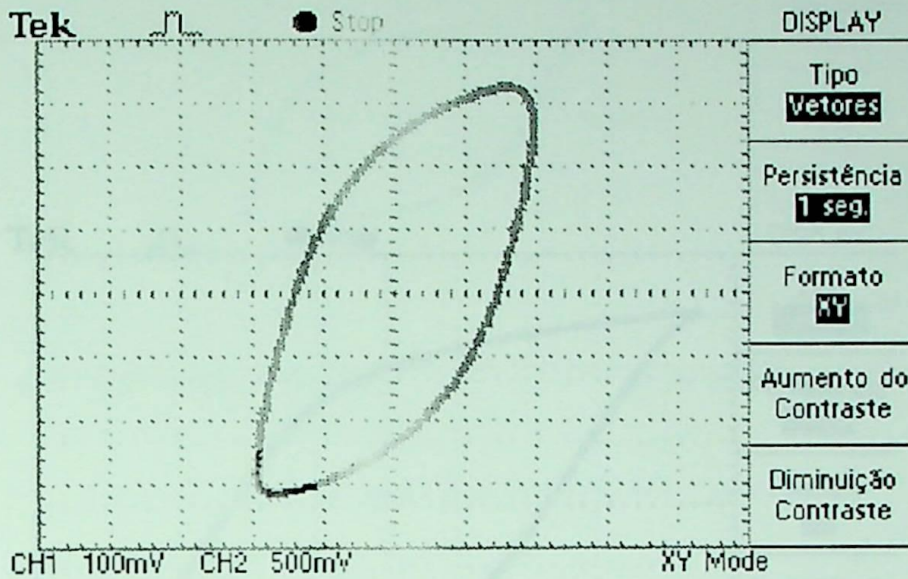


Fig.4.50: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 4V

Na fig.4.51 observa-se que o dispositivo submetido ao teste, agora com o sinal de entrada de 6V sofreu uma alteração maior no formato da curva, tendendo a saturação.

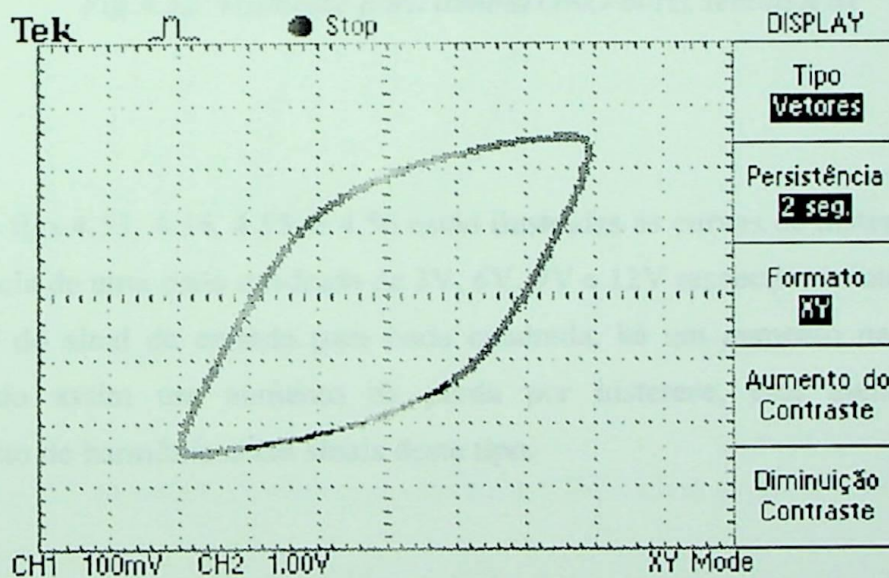


Fig.4.51: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 6V

Na fig.4.52 observa-se que o dispositivo submetido ao teste, agora com o sinal de entrada de 8V, está no início da saturação. Como o gerador de funções possui limitação quanto à tensão e à corrente de saída, não será possível a visualização de uma maior saturação neste caso.

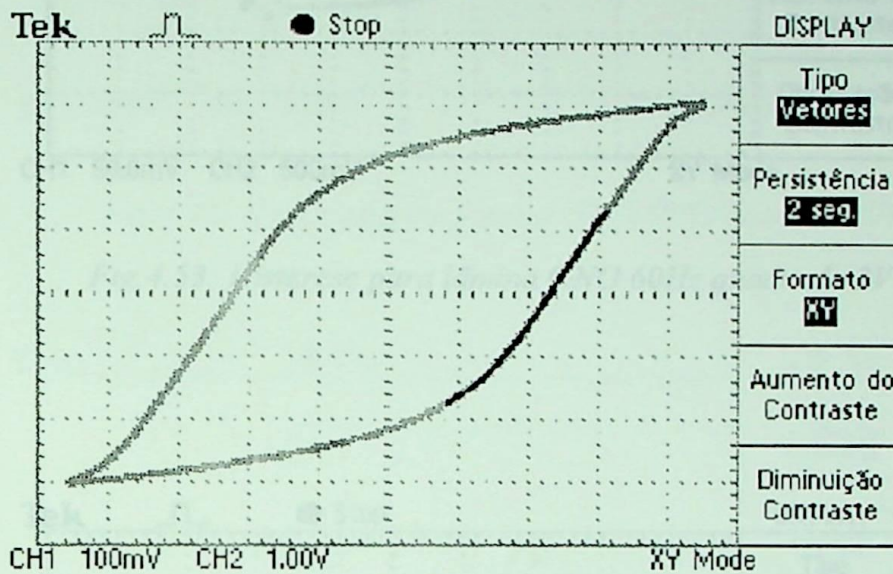


Fig.4.52: Histerese para lâmina GNO 60Hz senoidal 8V

Nas figs.4.53, 4.54, 4.55, e 4.56 estão ilustradas as curvas de histerese do dispositivo sob influência de uma onda quadrada de 3V, 6V, 9V e 12V respectivamente, nota-se que com a alteração do sinal de entrada para onda quadrada, há um aumento na área da histerese configurando assim um aumento da perda por histerese, este aumento se deve ao aparecimento de harmônicos em sinais deste tipo.

Fig.4.53: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 3V

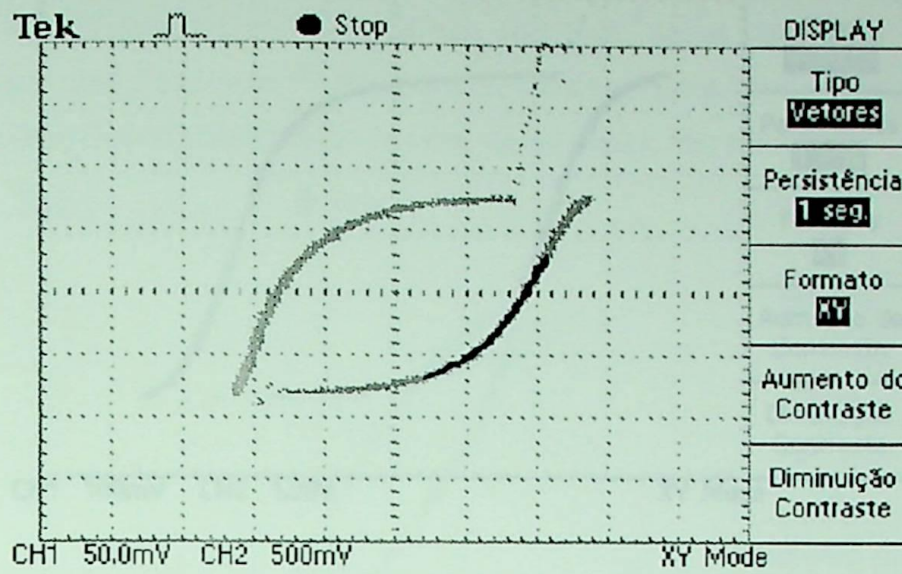


Fig.4.53: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 3V

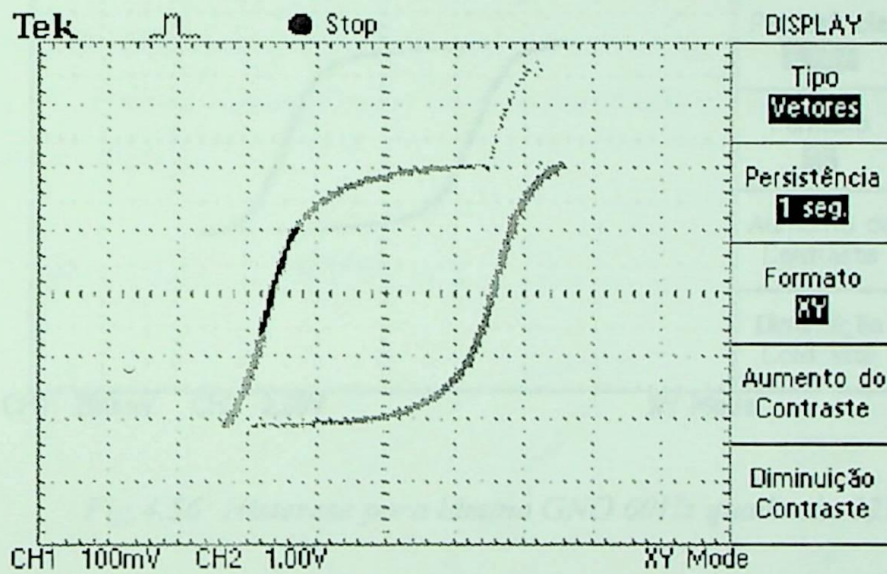
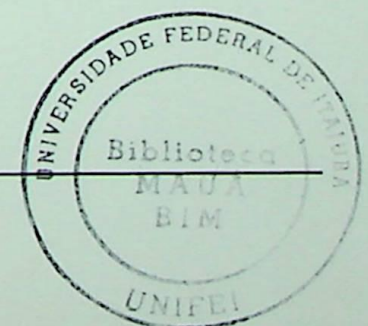


Fig.4.54: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 6V



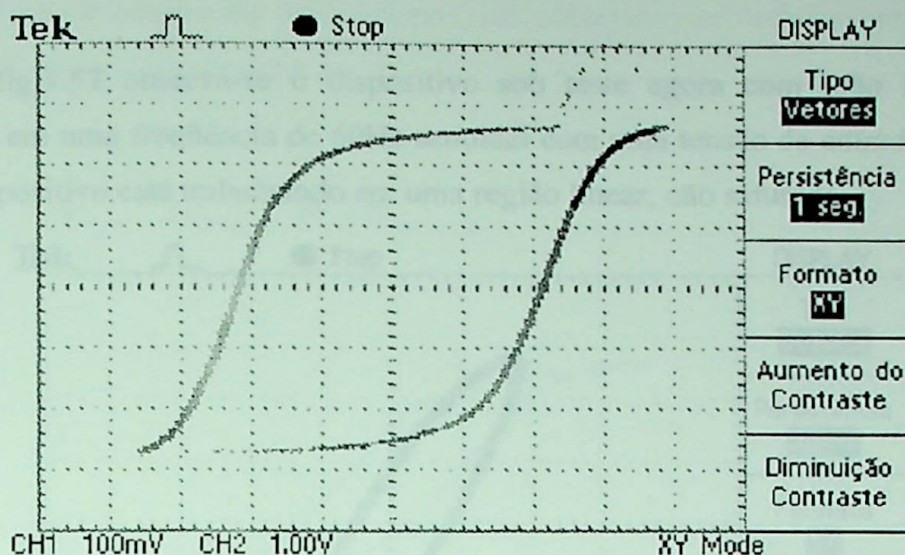


Fig.4.55: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 9V

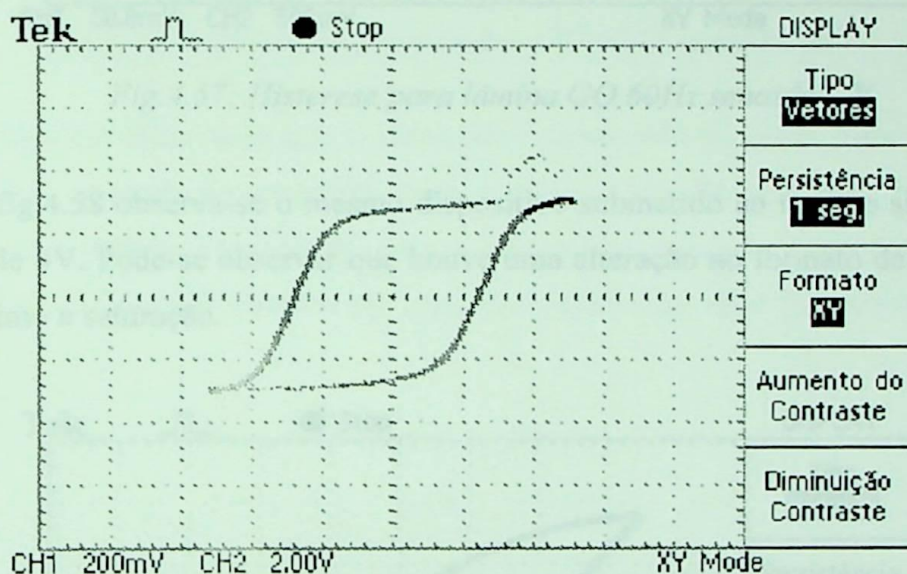


Fig.4.56: Histerese para lâmina GNO 60Hz quadrada 12V

Obs: As figuras capturadas no osciloscópio trazem no canto inferior esquerdo a escala em que se encontram no momento da captura.

4.6.2 Curva de histerese magnética para aço silício com grão orientado

Na fig.4.57 observa-se o dispositivo sob teste agora com grão silício orientado trabalhando em uma frequência de 60Hz senoidal com uma tensão de entrada de 2V, nota-se que este dispositivo está trabalhando em uma região linear, não saturada.

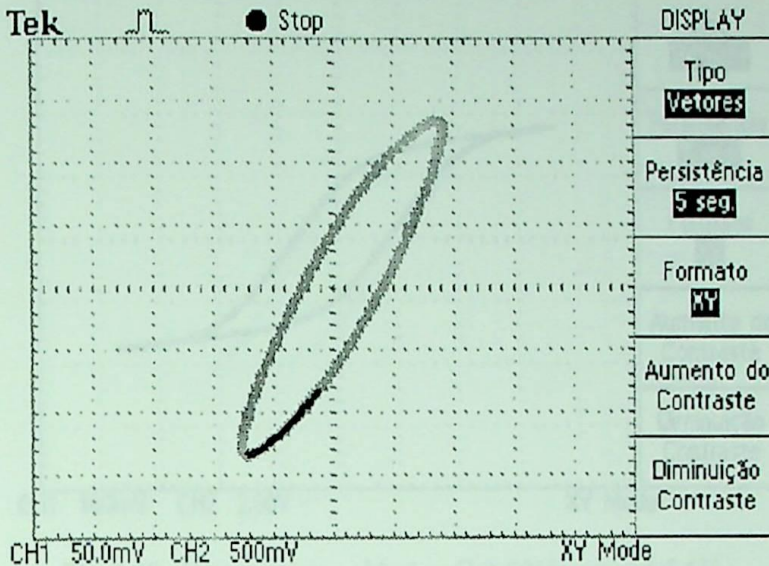


Fig.4.57: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 2V.

Na fig.4.58 observa-se o mesmo dispositivo submetido ao mesmo sinal anterior com amplitude de 4V. Pode-se observar que houve uma alteração no formato da curva, chegando muito próximo a saturação.

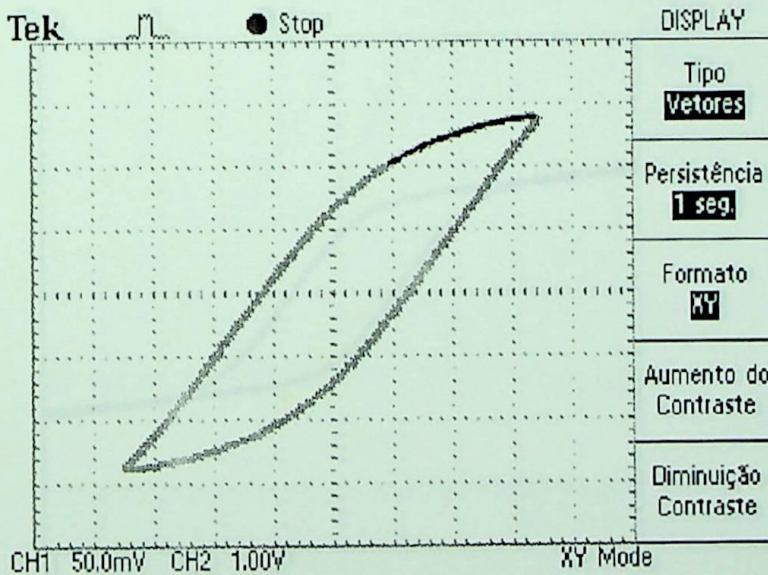


Fig.4.58: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 4V

Na fig.4.59 observa-se que o dispositivo submetido ao teste, agora com o sinal de entrada de 6V chegou a saturação.

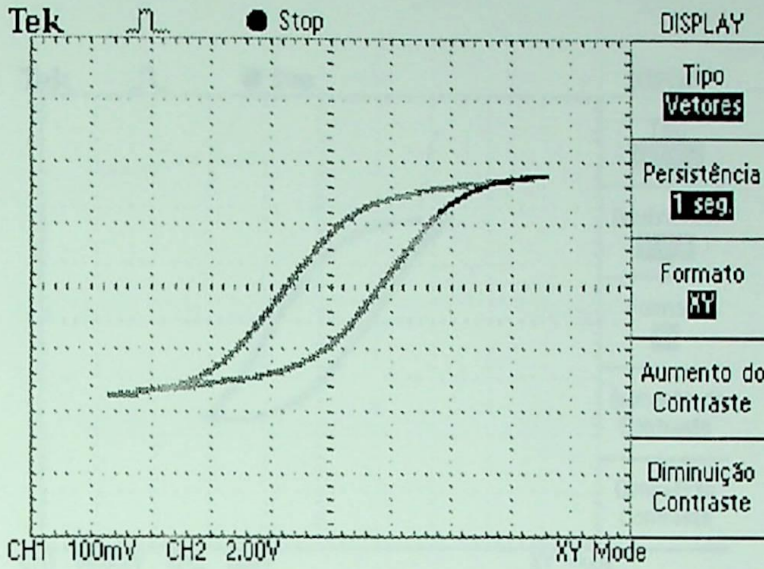


Fig.4.59: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 6V

Na fig.4.60 observa-se que o dispositivo submetido ao teste, agora com o sinal de entrada de 8V continua na saturação, com a mesma área da histerese, porém com maior saturação. Ao contrário do ocorrido com o dispositivo montado com lâminas GNO, este, chegou a saturação mais facilmente não sendo necessário um sinal de entrada elevado.

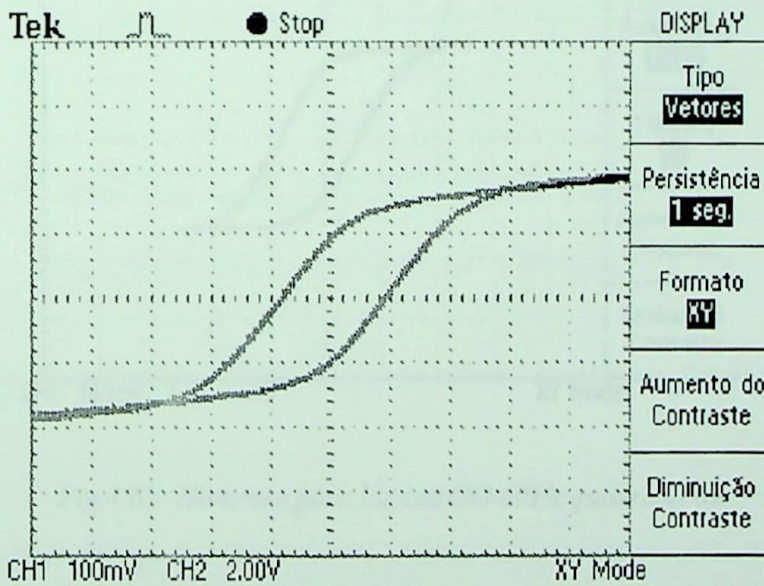


Fig.4.60: Histerese para lâmina GO 60Hz senoidal 8V

Ilustra-se nas figs.4.61, 4.62, 4.63 e 4.64 o dispositivo montado com lâminas de grão orientado submetido a excitação de onda quadrada nos respectivos níveis de tensão, 3V, 6V, 9V, e 12V.

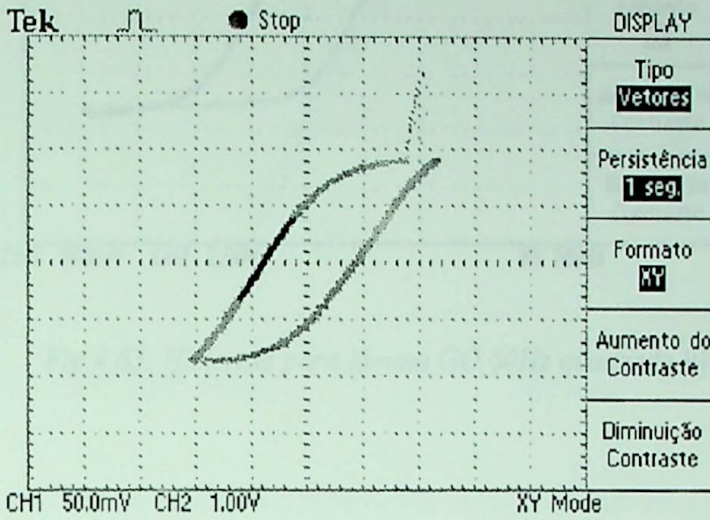


Fig.4.61: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 3V

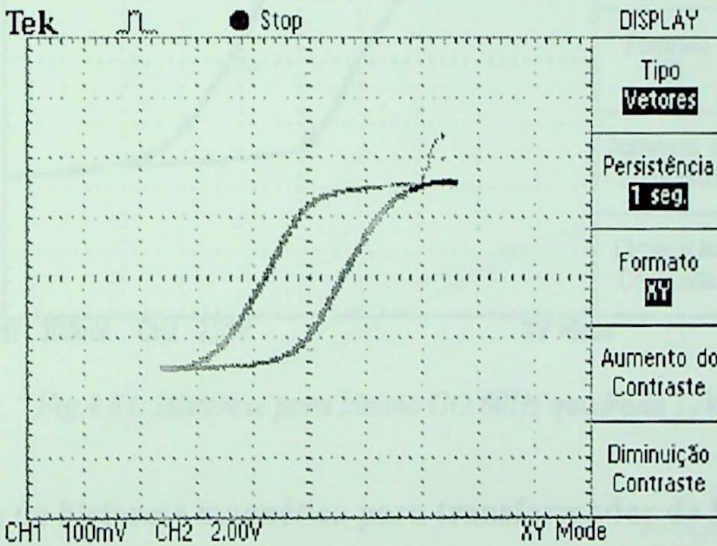
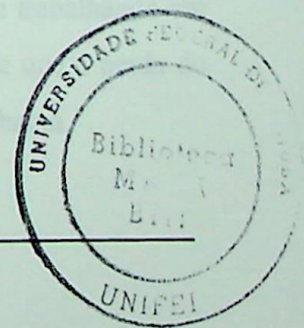


Fig.4.62: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 6V



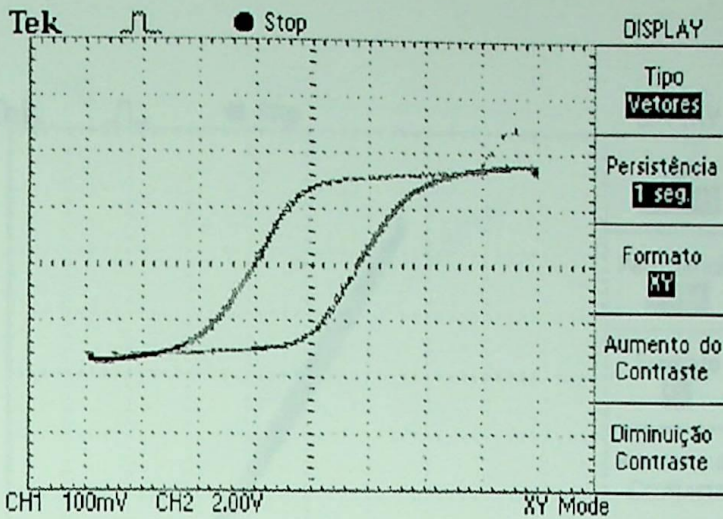


Fig.4.63: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 9V

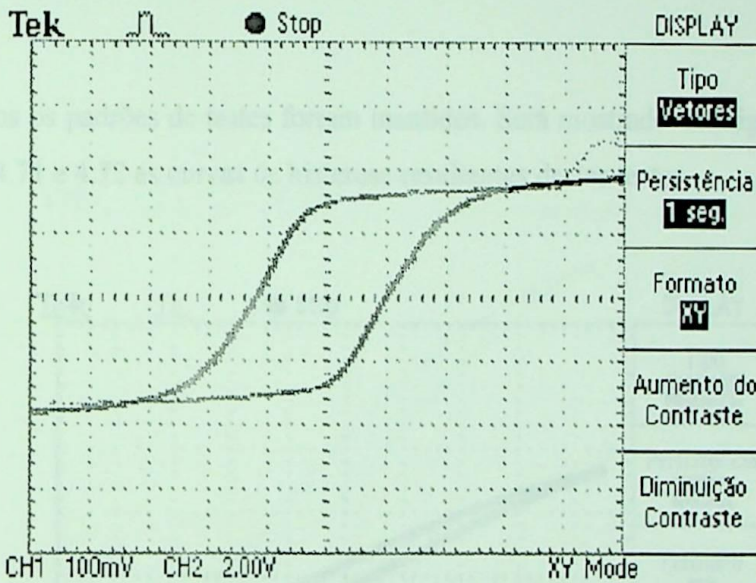


Fig.4.64: Histerese para lâmina GO 60Hz quadrada 12V

4.6.3 Curva de histerese magnética para transformador de ferrite

Na fig.4.65 observa-se a curva de histerese do dispositivo sob teste trabalhando em uma frequência de 200Hz e uma tensão de entrada de 2V senoidal, nota-se que a perda do dispositivo causada pela histerese e representada pela área da curva é muito baixa.

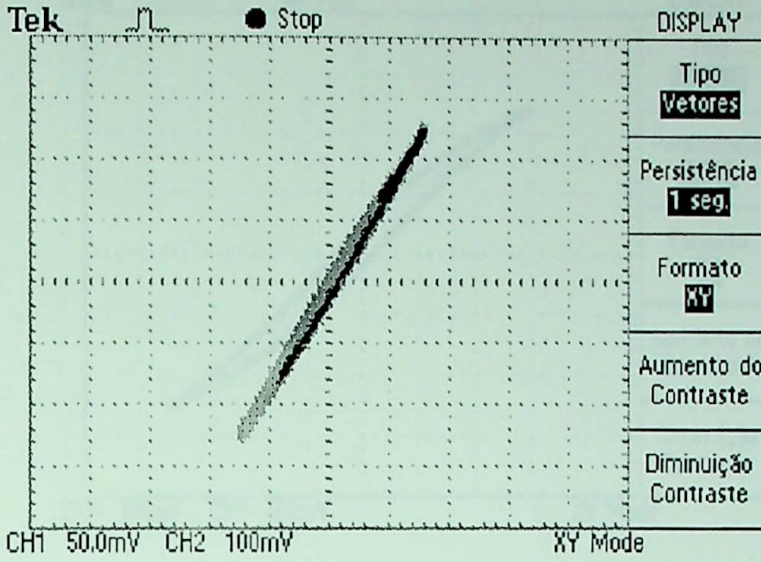


Fig.4.65: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 2V

Todos os padrões de testes foram mantidos. Será mostrado nas figs.4.66, 4.67, 4.68, 4.69, 4.70, 4.71 e 4.72 as curvas de histerese resultantes destes testes.

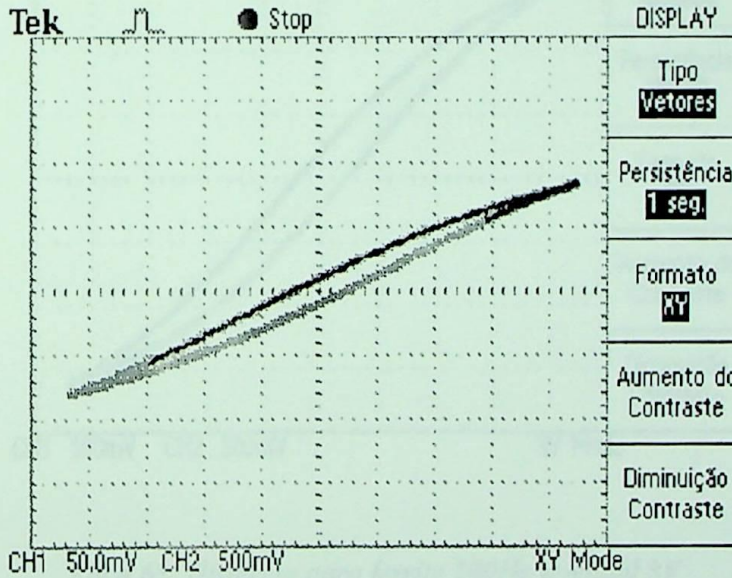


Fig.4.66: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 4V

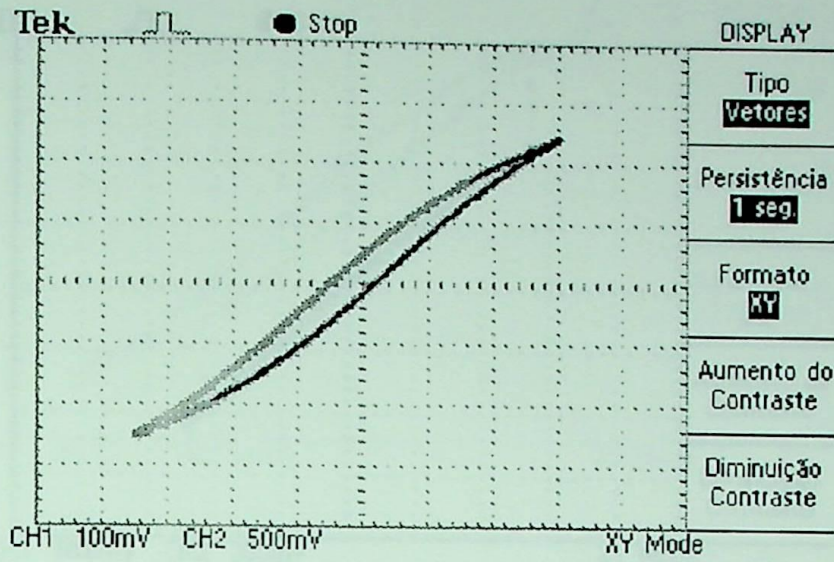


Fig.4.67: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 6V

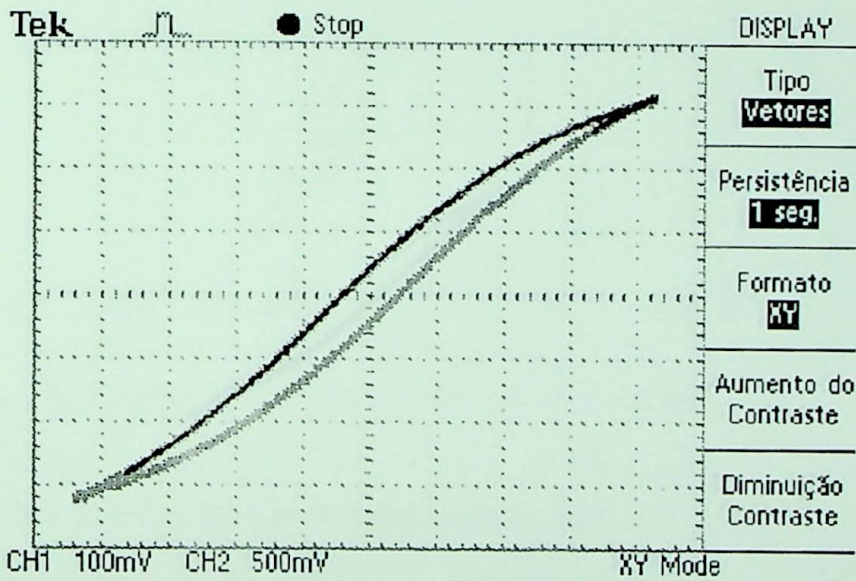


Fig.4.68: Histerese para ferrite 200Hz senoidal 8V

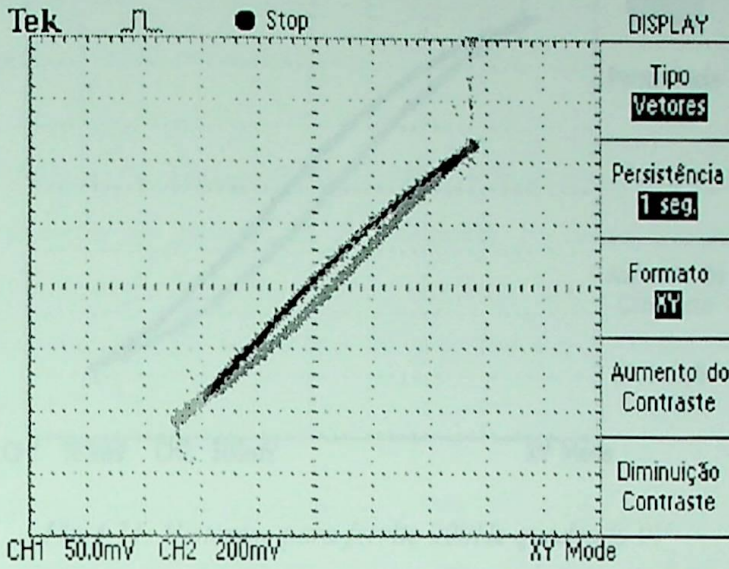


Fig.4.69: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 3V

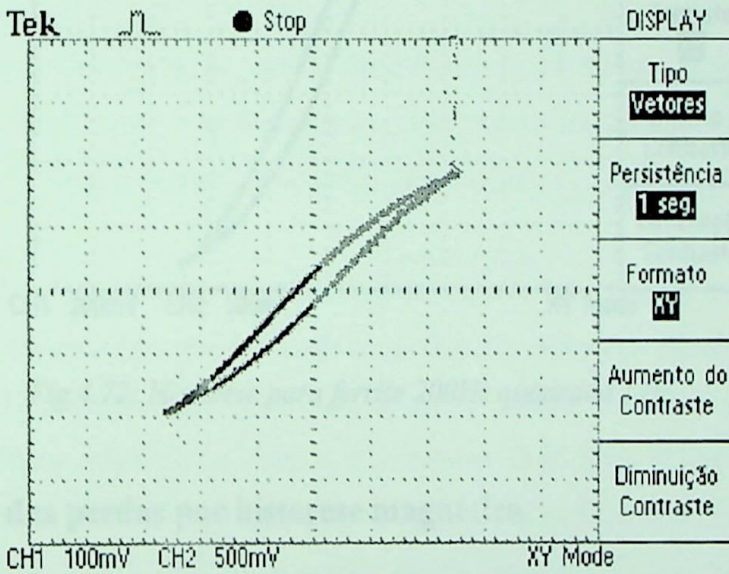


Fig.4.70: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 6V

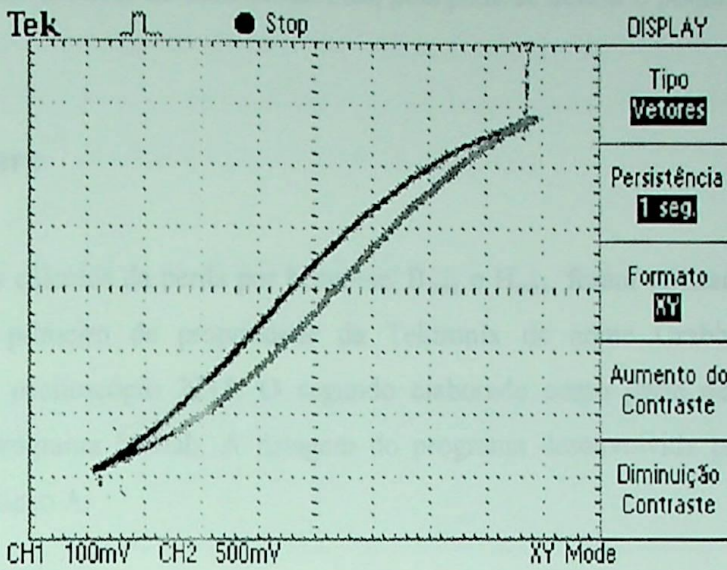


Fig.4.71: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 9V

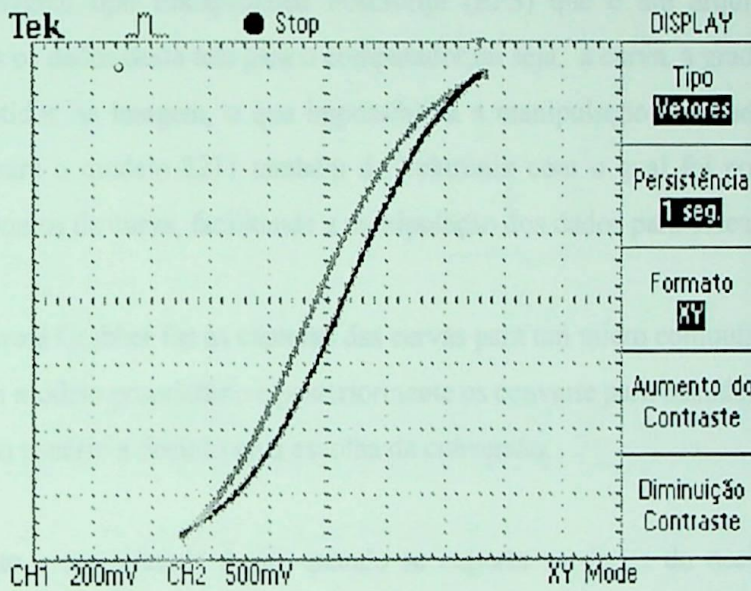


Fig.4.72: Histerese para ferrite 200Hz quadrado 12V

4.7 Cálculo das perdas por histerese magnética

Nos itens anteriores, somente foram visualizadas as curvas de histerese. Pode-se notar os núcleos saindo da região de não saturação para a saturação. Agora, far-se-á os cálculos da perda por histerese e a localização dos pontos de B e H, pontos estes se escolhidos no início da saturação representará os pontos $B_{m\acute{a}x}$ e $H_{m\acute{a}x}$. As definições destes pontos podem ser de

grande ajuda nos cálculos de transformadores, pois pode-se definir o ponto de operação deste componente.

4.7.1 Software

Para os cálculos da perda por histerese, $B_{\text{máx}}$ e $H_{\text{máx}}$, foram utilizados dois softwares diferentes, o primeiro de propriedade da Tektronix de nome Grabber, este software acompanha o osciloscópio 2211. O segundo elaborado como parte deste trabalho, será aplicado no programa Matlab. A listagem do programa desenvolvida para o Matlab está mostrada no anexo A.

O osciloscópio utilizado até então era o TDS220, porém não foi possível, com este instrumento, a aquisição das curvas em tabelas, pois a captura de telas é feita através de arquivo de imagem tipo Encapsulated PostScript (EPS) que é um arquivo de figura, e transfere todos os dados desta tela para o computador, ou seja, a curva, a grade, níveis e todos os pontos contidos na imagem, o que impossibilita a manipulação dos dados. Trocou-se o osciloscópio para o modelo 2211 também da Tektronix com o qual foi possível a captura somente dos pontos da curva, facilitando a manipulação dos dados para cálculos.

O software Grabber faz as capturas das curvas para um micro computador usando uma porta serial em modelo proprietário e posteriormente os converte para hexadecimal, binário ou ASCII, cabe ao usuário a decisão pela escolha da conversão.

Um fato a ser relatado é que quando se exporta os dados do osciloscópio para o computador, a curva de histerese é enviada como arquivos referentes aos canais 1 (x) e 2 (y) e não a própria curva de histerese visualizada na tela. O osciloscópio envia para o computador sete arquivos, dois referentes ao canal x, dois referentes ao canal y, um com os dados de plotagem da curva e outro com os dados das grandezas utilizadas no exato momento da transferência dos dados como, por exemplo, tensão, período, etc., o quinto arquivo é um arquivo plot utilizado pelo Grabber para exibir as curvas na tela do computador, o sexto e o sétimo arquivos são utilizados para a instalação dos arquivos anteriores no Grabber.

Com estes arquivos fornecidos pelo osciloscópio e trabalhados pelo Grabber, elaborou-se outro software para aplicação em Matlab.

O software elaborado necessita dos seguintes dados para a realização dos cálculos, identificação dos arquivos do Grabber utilizados, o número de espiras da amostra, a área efetiva da amostra em cm^2 , o comprimento efetivo de espiras cm, o valor do resistor utilizado como shunt, o valor do resistor e do capacitor de integração.

A partir dos dados de entrada, o Matlab apresenta na tela as curvas referentes aos canais x e y fig.4.73.

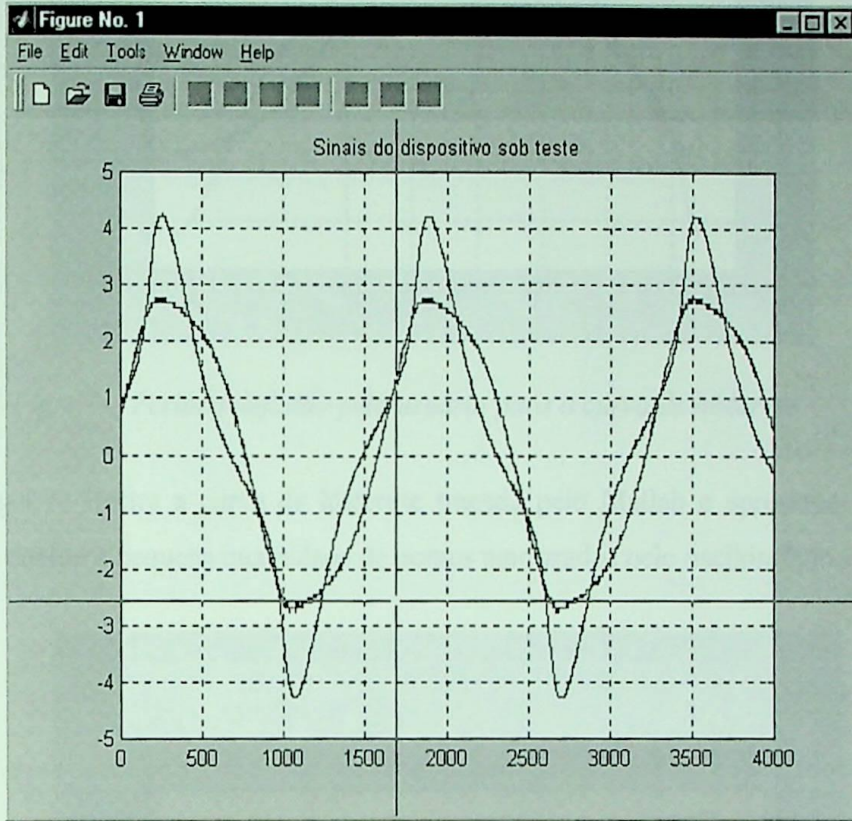


Fig.4.73: Curvas plotadas pelo Matlab em referência aos dados de entrada.

Pode-se observar na fig.4.73 um cursor que permitirá que o usuário defina um único período nas curvas que será mostrado em outra tela que se abrirá no Matlab, ver fig.4.74. Utilizando-se do período definido, o software traçará a curva de histerese uma vez que não é possível a captura da mesma diretamente do osciloscópio. Como visto anteriormente esta área representa a perda por histerese [6] conforme descrito na equação 2.5. Observa-se também no eixo x, a quantidade de 4000 pontos fornecidos pelo osciloscópio, o que não dará uma grande precisão na visualização da curva de histerese. A definição por um único período é para que o software calcule a perda por histerese somente neste ciclo, uma vez que para os outros ciclos, a perda é a mesma e não cumulativa.

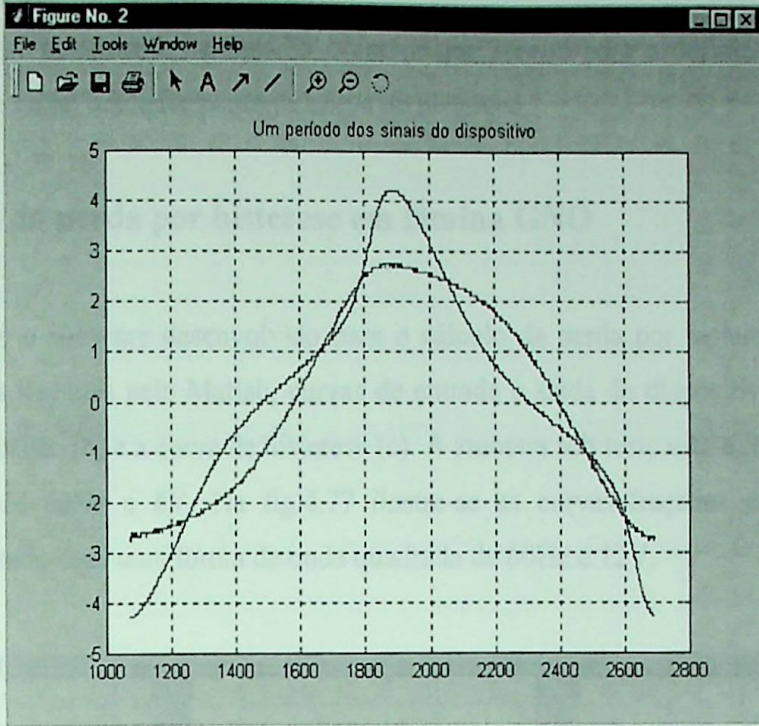


Fig.4.74: Período definido pelo usuário para a curva de histerese

A fig.4.75 ilustra a curva de histerese traçada pelo Matlab e apresenta uma certa imperfeição devido a pequena quantidade de pontos amostrados pelo osciloscópio.

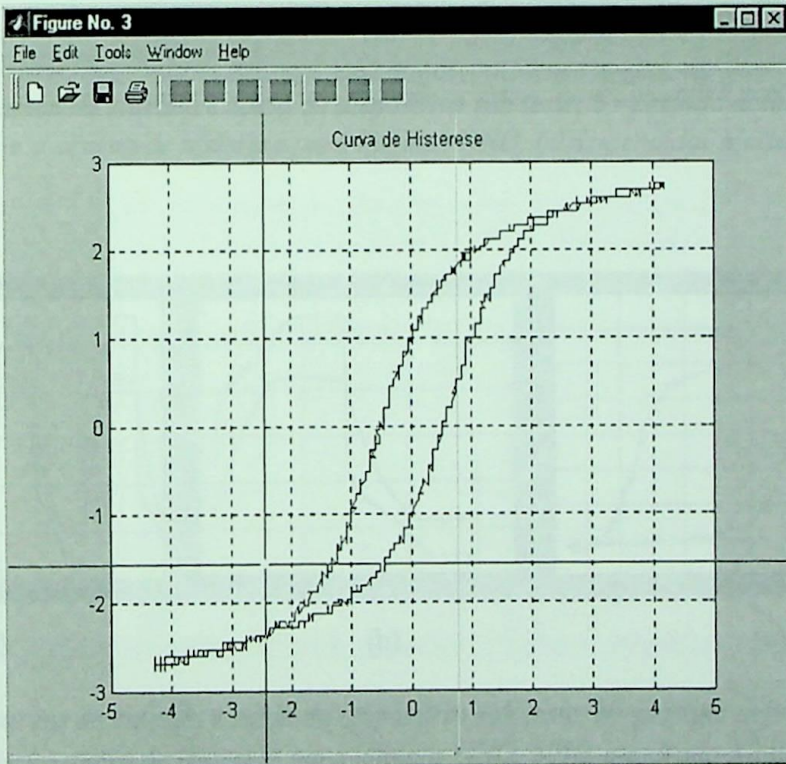


Fig.4.75: Curva de histerese Matlab

Observa-se novamente na fig.4.75 o cursor que servirá para a definição dos pontos $B_{m\acute{a}x}$ e $H_{m\acute{a}x}$ bem como qualquer ponto na curva de histerese.

4.7.2 Cálculo da perda por histerese em lâmina GNO

Aplica-se o software desenvolvido para o cálculo da perda por histerese, a fig.4.76 ilustra as curvas traçadas pelo Matlab, curvas de entrada e saída do dispositivo (a), período definido pelo usuário (b) e a curva de histerese (c). A amostra sob teste esta excitada por uma onda senoidal de 60Hz e 8V. Na fig.4.77 ilustra-se as curvas traçadas para o mesmo dispositivo excitado com uma forma de onda quadrada de 60Hz e 12V.

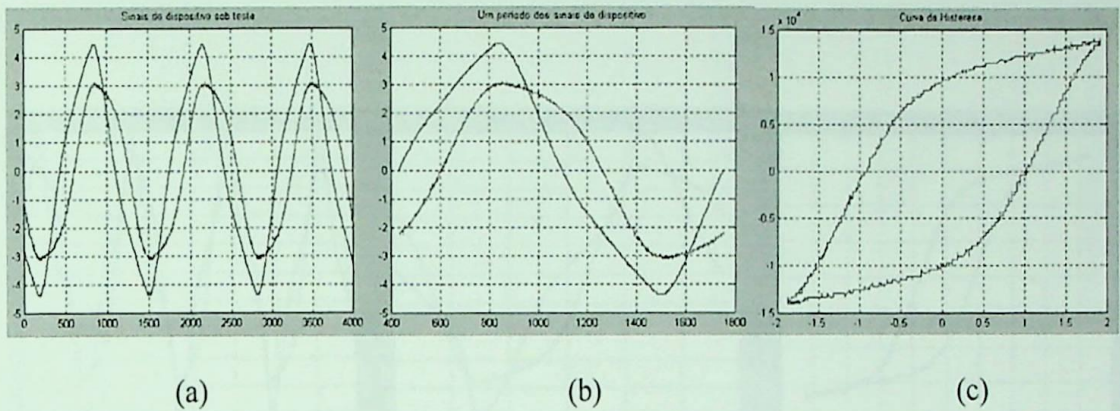


Fig.4.76: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GNO. 60Hz-senoidal-Matlab

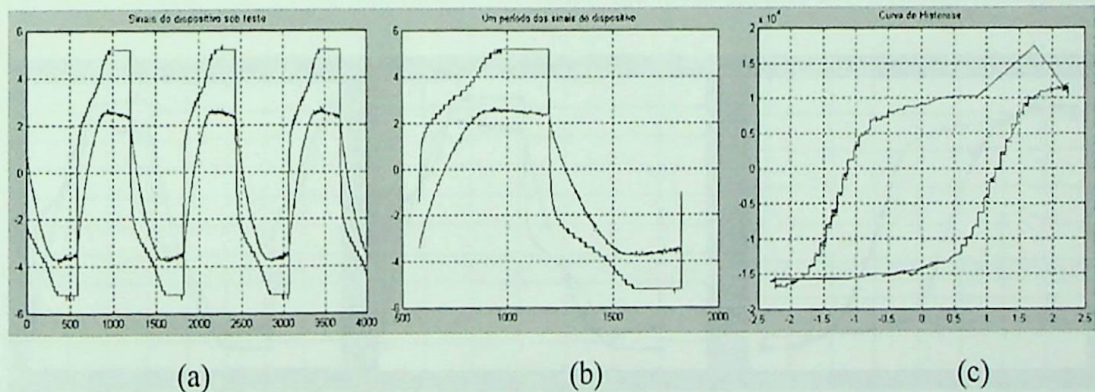


Fig.4.77: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GNO. 60Hz-quadrada-Matlab

Lâmina com grão não orientado - GNO 60 Hz								
Sinal	Área efetiva A_e - cm	Número de espiras N	Frequência f - Hz	R_{shunt} OHM	Comprimento efetivo L_e - cm	$B_{máx}$ gauss	$H_{máx}$ Oe	Perda por histerese W/kg
Senoidal	1,71	120	60	5	7	13508,77	18,9	0,11
Quadrado	1,71	120	60	5	7	13801,17	19,7	0,14

Tabela 4.1: Resultado dos testes nos transformadores GNO

4.7.3 Cálculo da perda por histerese magnética em lâmina GO

Todos os padrões e procedimentos de testes foram mantidos, nas fig.4.78 e fig.4.79 ilustra-se as curvas do dispositivo submetido a excitação de onda senoidal e quadrada respectivamente.

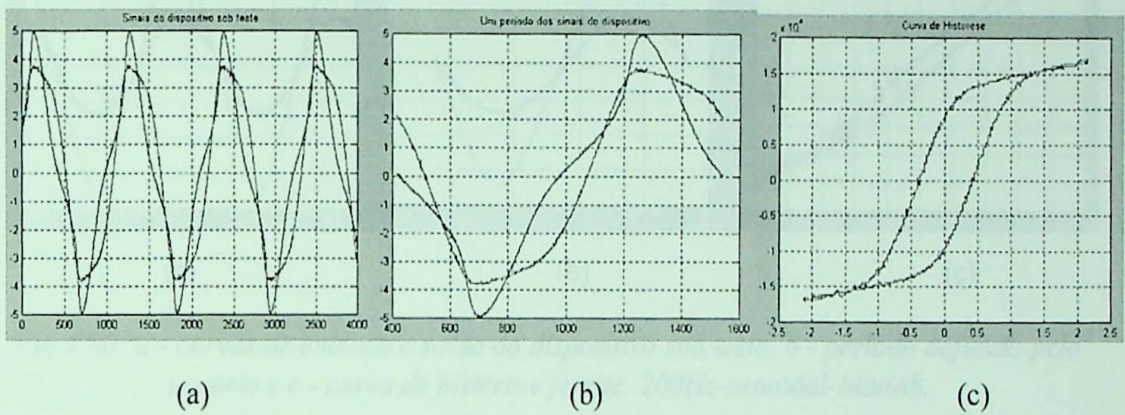


Fig.4.78: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GO. 60Hz-senoidal-Matlab.

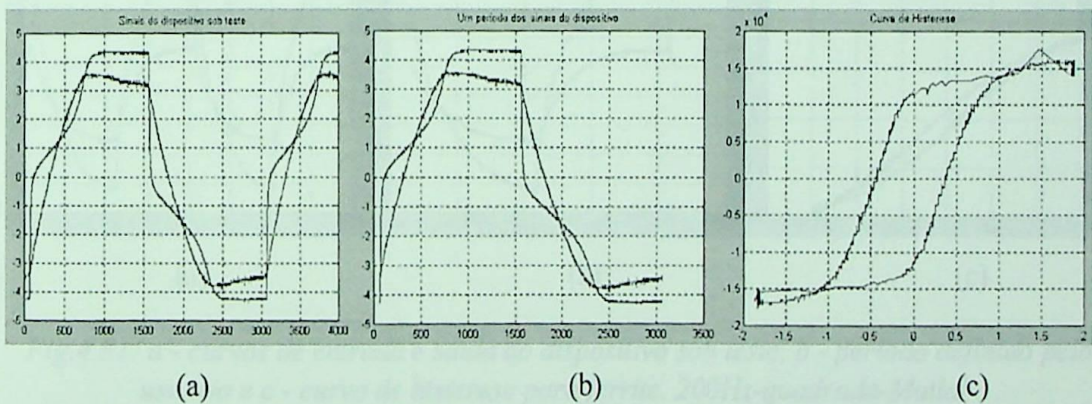


Fig.4.79: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para lâminas GO. 60Hz-quadrada-Matlab.

Lâmina com grão orientado - GO 60 Hz								
Sinal	Área efetiva A_e - cm	Número de espiras N	Frequência f - Hz	R_{shunt} OHM	Comprimento efetivo L_e - cm	$B_{máx}$ gauss	$H_{máx}$ Oe	Perda por histerese W/kg
Senoidal	1,71	120	60	5	7	14736,84	12,6	0,13
Quadrado	1,71	120	60	5	7	15321,64	13,7	0,14

Tabela 4.2: Resultado dos testes nos transformadores GO

4.7.4 Cálculo da perda por histerese magnética em ferrite IP6

As fig.4.80 e 4.81 ilustram os resultados dos testes aplicados no ferrite IP6.

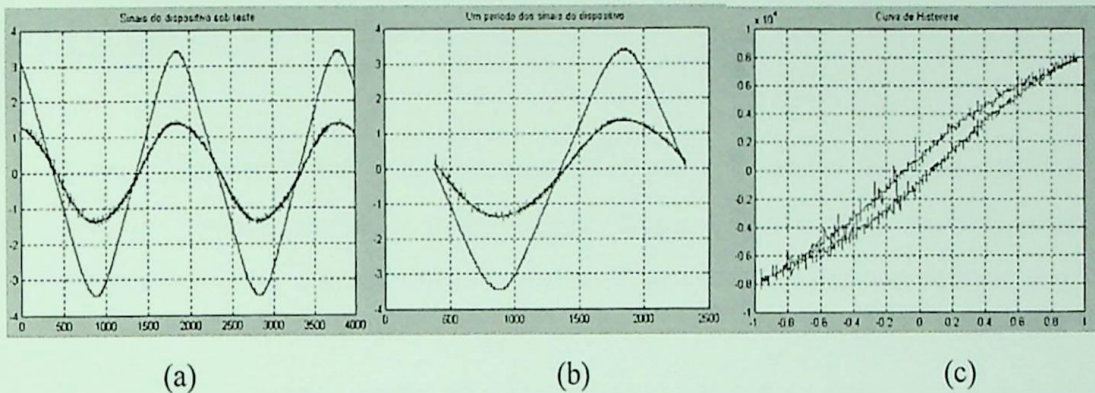


Fig.4.80: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese ferrite. 200Hz-senoidal-Matlab.

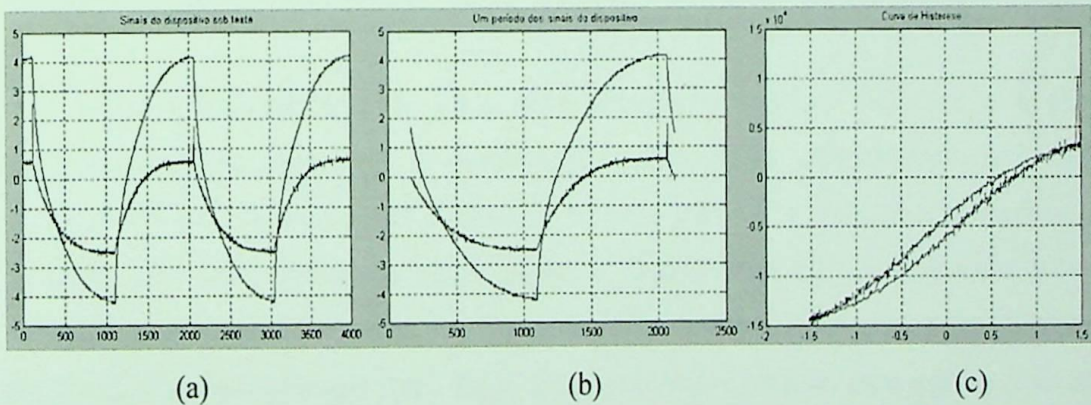


Fig.4.81: a - curvas de entrada e saída do dispositivo sob teste, b - período definido pelo usuário e c - curva de histerese para ferrite. 200Hz-quadrada-Matlab.

Ferrite IP6								
Sinal	Área efetiva A_e - cm	Número de espiras N	Frequência f - Hz	R_{shunt} OHM	Comprimento efetivo L_e - cm	$B_{máx}$ gauss	$H_{máx}$ Oe	Perda por histerese W/kg
Senoidal	1,81	100	200	5	9	5906,43	6,36	2,16E-3
Quadrado	1,81	100	200	5	9	9912,28	14,6	4,9E-3

Tabela 4.3: Resultado dos testes nos transformadores de ferrite

5.2 Considerações

Os experimentos realizados para obter as curvas de histerese do núcleo são bastante interessantes, desde que sejam realizados corretamente. Acredita-se que sua implementação em um laboratório de ensino possa ser feita com alguns cuidados para evitar erros.

Uma vez que o trabalho de laboratório para este propósito, há um grande número de fatores que devem ser considerados ao se trabalhar com este tipo de equipamento, sendo possível citar os seguintes: as propriedades magnéticas do material tipo de material utilizado em núcleos de transformadores.

Para a implementação de qualquer equipamento de medição é necessário que alguns cuidados devem ser observados. A linearidade dos componentes utilizados deve ser a maior possível, 1% ou 2%. Como este dispositivo trabalha com um transformador, além do princípio que não deve haver nenhuma derivação realizada por este equipamento sobre o dispositivo de medição, problemas relacionados com efeitos eletromagnéticos (interferência mútua) o mesmo, utilizando como R_{shunt} , deve ser o menor possível para que sua influência sobre as medições seja mínima, mantendo uma tensão adequada. O caso de perda de tensão e do equipamento deve ser cuidado para evitar qualquer relação eletromagnética. O circuito deve ser montado em placa de circuito impresso utilizando-se todos os cuidados necessários para proximidade com o resto do circuito.

Capítulo 5

Conclusões e propostas

5.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se algumas propostas para continuação deste trabalho, buscando um produto de medição e aprendizado tão eficazes como os modernos equipamentos importados, que apresentam a desvantagem de possuírem elevado custo.

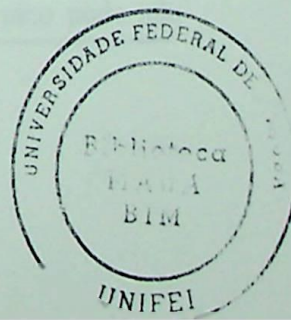
Apresentam-se também as conclusões a que se chegou, após a implementação e testes no circuito de baixíssimo custo como o apresentado neste trabalho.

5.2 Conclusões

Os equipamentos existentes para traçar as curvas de histereses são muito sofisticados, apresentando diversos recursos inclusive computacionais. Acredita-se que sua implementação seja de relevante custo, e sua aquisição nem sempre possível pelas instituições de ensino.

Espera-se com este trabalho ter colaborado para que professores, alunos e instituições de ensino tenham acesso a um equipamento de baixíssimo custo, onde pode-se caracterizar e observar as propriedades magnéticas de diversos tipos de materiais utilizados em núcleos de transformadores.

Para a implementação de qualquer instrumento de medição inclusive este, alguns cuidados devem ser observados. A tolerância dos componentes utilizados deve ser a menor possível, 1% ou 5%. Como este dispositivo trabalha próximo a computadores, notou-se a princípio uma certa influência eletromagnética exercida por este equipamento sobre o dispositivo de medição, problema solucionado com isolamento eletromagnético (invólucro metálico). O resistor utilizado como R_{shunt} , deve ser o menor possível para que sua influência sob as medições seja mínima, acarretando uma melhor precisão. Os cabos do gerador de funções e do osciloscópio devem ser coaxiais para oferecer melhor isolamento eletromagnético. O circuito deve ser montado em placa de circuito impresso utilizando-se todos os espaços vazios para preenchimento com “terra” do circuito.



Devido a baixa potência do gerador de funções, foram ensaiados neste trabalho, somente pequenos transformadores, com área efetiva de no máximo $10,5\text{cm}^2$ para os núcleos de aço silício e de $17,64\text{cm}^2$ para núcleos de ferrite. O circuito proposto no capítulo 3 fig.3.2 apresenta um transformador com 2000 espiras. Como o gerador possui também limitação quanto a corrente, utilizou-se 120 espiras para os transformadores de aço silício e 100 espiras para o transformador de ferrite.

O dispositivo implementado, por ser de baixo custo, não faz referência quanto a variação de temperatura e pressão. As medidas aqui mencionadas foram realizadas em temperatura ambiente por volta de 27°C e sob influência somente da pressão ambiente. Estes fatores devem ser considerados na elaboração de equipamentos mais precisos pois influenciam a permeabilidade do material e em conseqüência os valores de B e H fazendo com que todos os valores relacionados com as grandezas magnéticas sofram alterações.

Pode-se confirmar pelas tabelas 4.2 e 4.3 aquilo que havia sido previsto no capítulo 1, onde diz que a perda por histerese é maior para lâminas GO que para o ferrite. Não comparou-se com a tabela 4.1 por não estar claro o ponto de saturação, uma vez que não foi possível aumentar a potência do gerador de funções.

As freqüências de testes foram de 60Hz para os transformadores de aço silício e de 200Hz para ferrite, pois os transformadores de aço silício somente operam comumente em 50Hz ou 60Hz e, pela norma ABNT8178 – Núcleo de ferrite – Métodos de medidas – é solicitado uma freqüência menor que 150Hz para ondas senoidais, ou seja, o dispositivo opera dentro de toda a faixa solicitada.

Lembra-se que o dispositivo funcionará para freqüências maiores que as solicitadas porém deve-se aumentar a potência do gerador excitador pois, como visto, o aumento de freqüência acarreta um aumento na atenuação do circuito.

Observa-se pelos resultados alcançados que, para a excitação com sinais senoidais, não obteve-se grandes problemas com as visualizações e cálculos, mas para sinais quadrados, estes fatores ficaram comprometidos devido a abrupta queda ou elevação do sinal, fazendo com que aparecessem “picos” nas curvas de histerese para estes sinais. Deve-se tomar muito cuidado com a escolha dos pontos neste trecho, pois o valor máximo do pico pode não

significar o máximo valor de B ou H. Acredita-se que com um número maior de pontos de amostragem fornecido pelo osciloscópio, a resolução e a confiabilidade do equipamento melhorem. O osciloscópio utilizado forneceu 4000 amostras.

Nota-se, pelas tabelas 4.1, 4.2 e 4.3, que o valor de B foi maior para materiais de aço silício do que para a ferrite, pois este é um material cerâmico, ferrimagnético e alcança a saturação mais rapidamente.

Caso não se tenha disponível osciloscópio digital para a transferência de dados, pode-se chegar aos resultados convertendo os sinais de $B_{\text{máx}}$ e ou $H_{\text{máx}}$ “extraídos” da curva de histerese, representados por um valor de tensão aplicando as fórmulas de conversão apresentadas no capítulo 3, equações 3.3 e 3.4. E para o cálculo da perda por histerese, a equação 2.6

5.3 Propostas

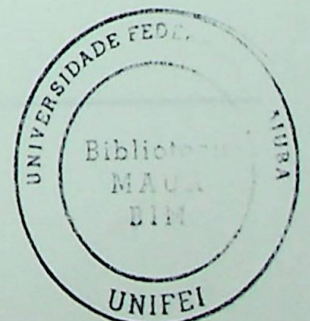
Acredita-se que para desenvolvimentos futuros que venham a complementar este trabalho, o estudo sobre os harmônicos existentes em sinais quadrados e a implementação de filtros, possam solucionar os problemas ocorridos com estes sinais.

Uma outra proposta seria a implementação de amplificadores ou geradores de função mais potentes uma vez que com os equipamentos existentes em laboratórios pode-se testar somente pequenos volumes de materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos. Com maior capacidade de tensão e corrente no gerador usado na excitação, núcleos de maior tamanho poderiam ser testados, tornando o equipamento mais abrangente.

Anexo A

Listagem de programa

```
A=input('\n Área Efetiva do núcleo (cm2)= ? ');
N=input('\n Número de espiras = ? ');
F=input('\n Frequência de teste Hz = ? ');
RS=input('\n Resistor Shunt omh = ? ');
Le=input('\n Comprimento efetivo cm = ? ');
VL=input('\n Tipo da forma de onda (senoidal(1)/quadrada(2)) = ? ');
if VL==1
    vl=4.44;
else
    vl=4;
end
Ci=input('\n Capacitor de integração = ? ');
Ri=input('\n Resistor de integração = ? ');
j=input('\n Número da Curva 1 = ? ','s');
aux='tekcrv. ';
comp=length(j);
aux(8:7+comp)=j;
fid=fopen(aux);
sa=fscanf(fid,'%s');
s=s(6:length(sa)-1);
ind=find(s==' ');
for i=1:length(ind)
    s(ind(i))=' ';
end
s1=str2num(s);
aux(4:6)='pre';
fid=fopen(aux);
es=fscanf(fid,'%s');
esc=find(es == 'Y');
offset=find(es(esc+1) == 'M');
num=esc(offset);
E1=es(num+4:num+14);
e1=str2num(E1);
max1=max(s1);
min1=min(s1);
med=0.5*(max1+min1);
s1=e1*(s1-med);
escl=find(es == 'X');
offset=find(es(escl+1) == 'I');
num1=escl(offset);
E2=es(num1+4:num1+14);
ts=str2num(E2);
j=input('\n Número da Curva 2 = ? ','s');
aux='tekcrv. ';
comp=length(j);
aux(8:7+comp)=j;
fid=fopen(aux);
sa=fscanf(fid,'%s');
```



```

s=sa(6:length(sa)-1);
ind=find(s==' ');
for i=1:length(ind)
    s(ind(i))=' ';
end
s2=(str2num(s))*10;
aux(4:6)='pre';
fid=fopen(aux);
es=fscanf(fid,'%s');
esc=find(es == 'Y');
offset=find(es(esc+1) == 'M');
num=esc(offset);
E3=es(num+4:num+14);
e3=str2num(E3);
max3=max(s2);
min3=min(s2);
med2=0.5*(max3+min3);
s2=e3*(s2-med2);
figure,plot(1:4000,s1,1:4000,s2)
title('Sinais do dispositivo sob teste')
grid
pos=ginput(2);
pos1=round(pos(1,1));
pos2=round(pos(2,1));
figure,plot(pos1:pos2,s1(pos1:pos2),pos1:pos2,s2(pos1:pos2))
title('Um período dos sinais do dispositivo')
grid
figure,plot((((s1(pos1:pos2)/RS)*N)/(Le/10))*1.257E-
2),((s2(pos1:pos2)*(Ri*Ci))/(1E4*A*N))*1E4)
title('Curva de Histerese')
grid
pd=ginput(2);
hmin=pd(1,1);bmin=pd(1,2);
hmax=pd(2,1);bmax=pd(2,2);
fprintf('\n          Hmax= %7.2E (Oe)\n',hmax)
fprintf('\n          Bmax= %7.2f (Gauss)\n',bmax)
V=A*Le;
if bmax<10000
    mi=1.6;
else
    mi=2;
end
W=(1E-7*(bmax^mi)*F)/1e4;
fprintf('\n          PERDA POR HISTERESE= %7.2E (W/Kg)\n',W)

```

Bibliografia

- [1] Lancarotte, Marcelo S.; Curvas de Histerese Magnética – Técnicas e métodos artigo extraído da internet site <http://sites.uol.com.br/lancarot/histerese.html> .
- [2] Moreira, Júlio César; Fontes de Alimentação Chaveadas.
- [3] Luciano, Benedito A.; Moraes. Misael E.; Camacho, Mário A. G. e Silva, Lazaro E. B.: “Um instrumento virtual para a realização de ensaios de circuito aberto em transformadores monofásicos” DEE/CCT/UFPB.
- [4] Carminati, Edoardo e Ferrero, Alessandro: “Avirtual instrument for the measurement of the characteristics of magnetic materials. IEEE Transaction on instrumentation and measurement, Vol. 41, nº 6, p. 1005-1009, dec. 1992.
- [5] Carminati, Edoardo e Ferrero, Alessandro: “Rilievo com tecniche numeriche della caratteristica di magnetizzazione e delle perdite nei materiali ferromagnetici”: L’Energia Elettrica, nº 2, p. 85-92, 1984.
- [6] Reitz, John.R.; Milford, Frederick J. e Christy, Robert W.; tradução: Renê Balduino Sander e Carlos Duarte :“Fundamentos da Teoria Eletromagnética,” Editora Campus, Rio de Janeiro, 1991.
- [7] Kraus, John D. e Carver, Keith R.; tradução Weber F. da Silva: “Eletromagnetismo” , 2ªed: Editora Guanabara Dois S. A., Rio de Janeiro, 1978.
- [8] Hayt Jr, William H.; tradução Ricardo F. de Mendonça: 2ªed: “Eletromagnetismo,” Livros Técnicos e Científicos Editora S. A., Rio de Janeiro, 1982.
- [9] Malvino, Albert Paul; tradução Aracy Mendes da Costa: “Eletrônica”, 2ªed: Editora McGraw-Hill Ltda, São Paulo, 1987.

[10] Nakashima, Kazuo: “Amplificadores Operacionais: Aplicações”, Escola Federal de Itajubá EFEI, Itajubá, 1984.

[11] Manual do Osciloscópio Tektronix TDS220.

[12] Martignoni, Alfonso: “Transformadores”, 1ª edição, Editora Globo, Porto Alegre, 1973.

[13] Simione, Gilio Aluisio, “Transformadores teoria e exercícios, 1ª edição. Editora Érica, São Paulo, 1998.

[14] Ayres, Carlos A., Souza, Luiz E., Fontes chaveadas, EFEI – FUPAI, Itajubá, 1988.