

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE PRODUÇÃO  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**PREVISÃO DAS PERDAS MAGNÉTICAS EM UM  
EQUIPAMENTO ELETROMAGNÉTICO ALIMENTADO POR  
INVERSOR DE FREQUÊNCIA UTILIZANDO REDES NEURAIAS**

**HUMBERTO CALIL BERTOLLO**

VIÇOSA  
MINAS GERAIS – BRASIL  
MARÇO/2006

**PREVISÃO DAS PERDAS MAGNÉTICAS EM UM  
EQUIPAMENTO ELETROMAGNÉTICO ALIMENTADO POR  
INVERSOR DE FREQUÊNCIA UTILIZANDO REDES NEURAIIS**

**HUMBERTO CALIL BERTOLLO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido  
à Universidade Federal de Viçosa para a  
obtenção dos créditos referentes à disciplina  
Monografia e Seminário do curso de  
Engenharia Elétrica.

---

Prof. David Calhau Jorge  
(Membro)

---

Prof. José Tarcísio Resende  
(Membro)

---

Prof. David Calhau Jorge  
(Coordenador da Disciplina)

---

Prof. André Gomes Torres  
(Orientador)

## **Agradecimentos**

Aos meus pais, Noemi e Vitorimar, e à Karla, pela credibilidade, pela ajuda e estímulo constantes, pela amizade e pelo carinho.

Ao meu orientador, André Gomes Tôrres, pelo incentivo, pelos ensinamentos, pelas excelentes idéias e por ter sido extremamente paciente e atencioso.

Aos meus colegas de curso, pessoas que admiro muito, pelos momentos felizes que passamos juntos, pela união, pela amizade e por ter aprendido e crescido com eles.

À Universidade Federal de Viçosa, por ter proporcionado um ambiente favorável ao meu desenvolvimento durante minha graduação.

## RESUMO

### PREVISÃO DAS PERDAS MAGNÉTICAS EM UM EQUIPAMENTO ELETROMAGNÉTICO ALIMENTADO POR INVERSOR DE FREQUÊNCIA UTILIZANDO REDES NEURAS

**Resumo:** Neste trabalho é apresentado uma forma de determinar as perdas magnéticas em um equipamento eletromagnético quando esse é alimentado por inversor de frequência. O inversor utiliza modulação por largura de pulso, onde os harmônicos da tensão fornecida são modelados para várias frequências de chaveamento e tensão da senóide de referência. O modelo proposto para a determinação das perdas magnéticas é obtido através da Transformada Discreta de Fourier e de Redes Neurais Artificiais. Todo o experimento foi feito através de simulação computacional, exceto a obtenção dos dados para a criação do modelo de perdas magnéticas, que são as perdas magnéticas no aço E-170 da Acesita em função da densidade de fluxo e da frequência da alimentação. Estes dados são obtidos através do Teste de Epstein. Como uma aplicação do modelo obtido, é simulado um transformador como carga eletromagnética e analisado a resposta obtida, para as suas perdas magnéticas, através da utilização dos modelos apresentados.

**Palavras-chave:** Modulação por Largura de Pulso, Perdas Magnéticas, Redes Neurais Artificiais.

## **ABSTRACT**

*The present work presents a way to determinate the core loss in an electromagnetic material when it is supplied by a frequency inverter. The frequency inverter uses a technique of pulse width modulation, where the voltage harmonics are modeled to several switches frequencies and reference sin voltage. The model created for the determination of core loss is obtained with Discrete Fourier Transformer and Artificial Neural Networks. The whole experiment was done by simulation, except the obtainment of data for the creation of the core loss model, that are the core loss at steel E-170 of Acesita for different values of flux density and of supply frequency. This data are obtained beyond the Epstein Test. For one application of the obtained model, it is simulated a transformer as an electromagnetic load and is analyzed the answer obtained beyond the presented models for determine its magnetic loss.*

**Keywords:** *Pulse Width Modulation, Core Loss, Artificial Neural Network*

## Lista de Figuras

Figura 1 – Quadro de Epstein .....	9
Figura 2 – Circuito elétrico do Teste de Epstein .....	9
Figura 3 - Esquema completo de um inversor de frequência.....	10
Figura 4 – Formação dos instantes de disparo para onda modulada por largura de pulso .....	12
Figura 5 – Modelo não-linear de um neurônio .....	14
Figura 6 – (a) Função de limiar. (b) Função linear por partes. (c) Função sigmóide. ....	15
Figura 7 - Classificação das RNA. (a) Rede de Camada única (b) Redes de múltiplas camadas (c) Redes recorrentes. ....	16
Figura 8 – Rede de Múltiplas Camadas com uma camada intermediária. ....	17
Figura 9 – Diagrama de Blocos .....	18
Figura 10 – Comparação entre os valores de perdas magnéticas medidos e os valores obtidos com o modelo em regime senoidal. ....	24
Figura 11 – Tensão PWM e seu respectivo espectro de frequência, para uma frequência de chaveamento de 1 kHz e tensão eficaz da Senóide de Referência de 120 V. ....	25
Figura 12 – Tensão PWM e seu respectivo espectro de frequência, para uma frequência de chaveamento de 5 kHz e tensão eficaz da Senóide de Referência de 120 V. ....	25
Figura 13 – Gráfico comparativo de IDH1.....	26
Figura 14 – Gráfico comparativo de IDH2 para tensão de 120V. ....	27
Figura 15 – Gráfico comparativo de IDH3.....	27
Figura 16 – Gráfico comparativo de IDH4.....	28
Figura 17 – Gráfico comparativo das perdas magnéticas. ....	29
Figura 18 – Gráfico comparativo das perdas magnéticas para 3 tensões diferentes. ....	29
Figura 19 – Gráfico comparativo das perdas magnéticas. ....	30
Figura 20 - Curva da constante de permeabilidade magnética .....	36
Figura 21 - Curva de indutância .....	37

## Lista de Tabelas

Tabela 1 – Erros obtidos no treinamento dos quatro parâmetros.....	26
--	----

# Sumário

<b>1</b>	<b><i>Introdução</i></b> .....	<b>1</b>
1.1	<b>Objetivos</b> .....	2
1.2	<b>Organização do Texto</b> .....	2
<b>2</b>	<b><i>Revisão Bibliográfica</i></b> .....	<b>3</b>
2.1	<b>O Estimador de Mínimos Quadrados</b> .....	<b>3</b>
2.1.1	Gerando Sistemas de Equações .....	3
2.1.2	O Método dos Mínimos Quadrados.....	5
2.2	<b>As Perdas Magnéticas</b> .....	<b>6</b>
2.2.1	O Teste de Epstein .....	8
2.2.2	Influência do uso de Inversores de frequência PWM nas perdas magnéticas.....	10
2.3	<b>Modulação por Largura de Pulso</b> .....	<b>10</b>
2.3.1	Técnica PWM.....	11
2.4	<b>Transformada Discreta de Fourier</b> .....	<b>12</b>
2.5	<b>Redes Neurais</b> .....	<b>13</b>
2.5.1	Modelo de um Neurônio .....	14
2.5.2	Redes de Múltiplas Camadas.....	16
<b>3</b>	<b><i>Materiais e Métodos</i></b> .....	<b>18</b>
3.1	<b>Obtenção do Modelo de Perdas Magnéticas</b> .....	<b>19</b>
3.2	<b>Obtenção das Tensões PWM</b> .....	<b>21</b>
3.3	<b>Redes Neurais</b> .....	<b>22</b>
3.4	<b>Obtenção das Perdas Magnéticas</b> .....	<b>23</b>
<b>4</b>	<b><i>Resultados e Discussões</i></b> .....	<b>24</b>
4.1	<b>Modelo em Regime Senoidal</b> .....	<b>24</b>
4.2	<b>Tensões PWM</b> .....	<b>25</b>
4.3	<b>Redes Neurais</b> .....	<b>26</b>
4.4	<b>Perdas Magnéticas</b> .....	<b>28</b>
<b>5</b>	<b><i>Conclusões</i></b> .....	<b>31</b>
<b>6</b>	<b><i>Propostas de Continuidade do Trabalho</i></b> .....	<b>32</b>
<b>7</b>	<b><i>Referências Bibliográficas</i></b> .....	<b>33</b>
<b>8</b>	<b><i>Apresentação em Congresso</i></b> .....	<b>34</b>
	<b><i>Apêndice A – Determinação do Número de Espiras</i></b> .....	<b>35</b>
A.1	<b>Desenvolvimento</b> .....	<b>35</b>
A.2	<b>Resultados e Discussões</b> .....	<b>36</b>
A.3	<b>Conclusão</b> .....	<b>38</b>

# 1 Introdução

A caracterização das perdas magnéticas é um campo da ciência dos materiais ainda em grande discussão no meio científico. Os usuários de lâminas de aço silício percebem um aumento sensível das perdas magnéticas em relação às perdas especificadas nos catálogos dos fabricantes, obtidas conforme métodos NBR 5161, JIS 2550/86, Din 50462, ASTM A34 (Acesita). Além disso, cada método fornece valores diferentes de perdas [1].

Com o desenvolvimento de semicondutores de potência, dispositivos que utilizam as técnicas de Modulação de Largura de Pulso (PWM), como os inversores de frequência, passaram a ser amplamente utilizados na alimentação de motores elétricos. Entretanto, o uso em larga escala de acionamentos eletrônicos pode introduzir distorções harmônicas, não somente na máquina elétrica que venha a ser acionada, como também na forma de onda da tensão da rede elétrica. Um dos efeitos causados pela alteração da forma de onda da tensão de alimentação é a alteração das características de magnetização das máquinas elétricas.

A utilização de inversores de frequência na alimentação de motores elétricos dificulta ainda mais a determinação das perdas magnéticas. No Brasil a norma NBR-5161, que utiliza um wattímetro e o quadro de Epstein, descreve o método de ensaio para determinar as perdas magnéticas. De modo geral esta norma permite determinar os valores médios das perdas magnéticas. Utilizando a metodologia descrita na norma NBR-5161 não é possível analisar as perdas magnéticas quando o equipamento eletromagnético está sendo excitado por tensões PWM [2].

A motivação deste trabalho foi obter um modelo para determinar as perdas magnéticas em um equipamento eletromagnético quando este é alimentado por inversor de frequência a partir do método utilizado na norma brasileira NBR-5161. O presente trabalho traz também uma modelagem para as perdas magnéticas através de redes neurais artificiais (RNA's). A utilização de RNA visa obter um modelo dos harmônicos de tensões gerados por um inversor para várias frequências de chaveamento e tensões eficazes da senóide de referência. Através desse modelo, é possível eliminar a necessidade de uma montagem física ou mesmo uma montagem através de software para se determinar às perdas magnéticas. Além disso, com a utilização de redes neurais

é possível obter uma resposta imediata, dispensando a necessidade de cálculos de Transformada de Fourier e assim possibilitar um ajuste rápido do sistema on-line.

## **1.1 Objetivos**

O presente trabalho tem como objetivos:

- Determinar um modelo para a obtenção das perdas magnéticas em um equipamento alimentado por inversor de frequência.
- Prever as perdas magnéticas através de redes neurais artificiais.

## **1.2 Organização do Texto**

No capítulo 2 veremos a teoria necessária para o entendimento do trabalho. O capítulo 3 trás todo o procedimento feito para a obtenção do modelo de perdas magnéticas e para a obtenção das redes neurais. No capítulo 4 tem - se os gráficos das perdas magnéticas obtidas com o modelo juntamente com outros resultados. O capítulo 5 são as conclusões feitas com os resultados alcançados no trabalho. E o apêndice A traz um método para a determinação do número de espiras.

## 2 Revisão Bibliográfica

Neste capítulo será revisado o Método dos Mínimos quadrados, que foi utilizado na obtenção do modelo para as perdas magnéticas. Será discutido também o conceito de perdas magnéticas e à estrutura do Teste de Epstein, os componentes de um inversor de frequência e como é feita a técnica de modulação PWM. Por último veremos os conceitos necessários para entender a utilização das RNA's no presente trabalho.

### 2.1 O Estimador de Mínimos Quadrados

O Estimador de Mínimos Quadrados é um método matemático utilizado para obter a solução de um sistema de equações sobredeterminado que forneça o menor erro quadrático médio entre o valor que será obtido com a solução das constantes e o valor real.

#### 2.1.1 Gerando Sistemas de Equações

Para um sistema de solução única com N equações, uma função  $f(x)$  e N aplicações da mesma pode ser escrita como:

$$\begin{aligned}y_1 &= f(x_1) \\y_2 &= f(x_2) \\&\dots \\y_N &= f(x_N)\end{aligned}\tag{1}$$

Temos que  $f(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ , depende de um vetor de n parâmetros,  $\theta$ . Dizemos que a função  $f(x)$  é parametrizada por  $\theta \in \mathfrak{R}^n$  e pode ser representada por:

$$y = f(x, \theta)\tag{2}$$

A equação (2) define uma família de equações que estão representadas na equação (3). Cada membro dessa equação será chamado de restrição.

$$\begin{aligned}
y_1 &= f(x_1, \theta) \\
y_2 &= f(x_2, \theta) \\
&\dots \\
y_N &= f(x_N, \theta)
\end{aligned}
\tag{3}$$

Sendo que  $x_1, x_2, \dots, x_N$  são vetores contendo  $n$  valores de  $x$ . Para que seja possível determinar  $f$  e  $\theta$  eles devem satisfazer as três considerações a seguir:

- A função  $f$  e o vetor  $\theta$  não variam de uma restrição para outra;
- A equação 2 pode ser reescrita como:  $y = x^T \theta$ ; e
- Serão tomadas  $n$  restrições a fim de se ter  $n$  equações para determinar os  $n$  elementos de  $\theta$ , ou seja, nesse caso  $N = n$ .

Sendo satisfeitas as considerações as  $n$  restrições podem ser escritas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \dots \\ \theta_n \end{bmatrix}$$

$$Y = X\theta \tag{4}$$

Sendo  $X \in \mathfrak{R}^{n \times n}$  e  $x_n$  é a  $n$ -ésima coluna de  $X$  (note que  $x_n$  é um vetor coluna de  $n$  linhas, ou seja,  $x_n \in \mathfrak{R}^n$ ),  $Y$  é o vetor contendo as variáveis dependentes e  $\theta$  o vetor de parâmetros a determinar. Desde que  $X$  seja não singular, é possível determinar o vetor  $\theta$  através da equação:

$$\theta = X^{-1}Y \tag{5}$$

Se tomarmos  $N > n$  restrições teremos um sistema de equações sobredeterminado. Como a matriz  $X$  não será quadrada ela não poderá ser invertida. Se multiplicarmos ambos os lados da equação (4) por  $X^T$  teremos:

$$X^T Y = X^T X \theta \tag{6}$$

Como o produto de uma matriz pela sua transposta é uma matriz quadrada, temos:

$$\theta = [X^T X]^{-1} X^T Y \quad (7)$$

Pela equação (7) conseguimos obter uma solução para determinar os parâmetros do vetor  $\theta$ .

### 2.1.2 O Método dos Mínimos Quadrados

Pela equação (5) obtemos a única solução que satisfaz simultaneamente as  $n$  restrições do sistema. Por outro lado, a equação (7) é apenas uma entre as infinitas soluções do sistema sobredeterminado. Vamos buscar uma solução para a equação (7) que tenha um significado intuitivo.

Vamos assumir que conhecemos o valor estimado do vetor  $\theta$  e que o erro cometido ao tentar explicar o valor observado de  $y$  a partir do vetor de regressores  $x$  e de  $\theta$  seja  $\varepsilon$ . Então:

$$y = x^T \theta + \varepsilon \quad (8)$$

Tomando-se  $N > n$  aplicações da equação (8) e representando de forma matricial, temos:

$$Y = X^T \theta + \varepsilon \quad (9)$$

Dada uma solução  $\theta$ , além de satisfazer a equação (9), é desejável que  $\theta$  fosse tal que reduzisse  $\varepsilon$ . Para tornar a resposta mais precisa, é útil definir o somatório do quadrado dos erros.

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^N \varepsilon(i)^2 = \varepsilon^T \varepsilon \quad (10)$$

Determinando se  $\varepsilon$  em (9) e substituindo o resultado em (10) temos:

$$J_{MQ} = (Y - X\theta)^T (Y - X\theta) \quad (11)$$

Para minimizar a função  $J_{MQ}$  em função de  $\theta$  é necessário calcular a derivada  $\partial J_{MQ} / \partial \theta$  e igualá-la à zero, fazendo isso temos:

$$\theta = [X^T X]^{-1} X^T Y \quad (12)$$

Que é exatamente igual à equação (7). O valor de  $\theta$  na equação (12) é realmente o mínimo porque a sua derivada segunda é positiva  $\partial^2 J_{MQ} / \partial \theta^2 > 0$ . Portanto concluímos que a equação (7) é o estimador que fornece o valor de  $\theta$  que minimiza o somatório do quadrado dos erros [3].

## 2.2 As Perdas Magnéticas

Além das perdas no cobre dos enrolamentos, devidas à resistência, os transformadores apresentam perdas magnéticas no núcleo.

Analisando de forma simplificada, podemos dizer que no núcleo de equipamentos eletromagnéticos excitados por corrente alternada temos presente as perdas por histerese, por correntes parasitas e as perdas anômalas.

Seja um material ferromagnético sujeito a uma força magnetomotriz variável. Se esta força é aumentada até um valor máximo, produzindo uma distribuição máxima de densidade de fluxo magnético  $B_m$ , quando a força magnetomotriz é reduzida, nem toda a energia do campo magnético é devolvida ao circuito. Parte dela é dissipada no núcleo. A potencia em Watts perdida pelo efeito da histerese é obtida pela formula empírica de Steinmetz:

$$P_{Hist} = 10^{-7} k_h f Vol B_{max}^n \quad (13)$$

Onde:

$k_h$  e  $n$  são os coeficientes de Steinmetz que dependem do material do núcleo.

$f$  é a frequência da tensão de alimentação.

$Vol$  é o volume do núcleo do material ferromagnético.

$B_{\max}$  é a densidade máxima de fluxo magnético no núcleo.

Se considerarmos um núcleo ferromagnético maciço atravessado por um fluxo magnético variável teremos tensões induzidas ‘v’ que provocam correntes parasitas ‘i’, sendo que a potência  $P = \frac{v^2}{R}$  aparece sobre a forma de calor. A perda de potência pode ser reduzida diminuindo v ou aumentando R. Se em vez do núcleo sólido, for utilizado um núcleo laminado, a tensão induzida efetiva é diminuída e a resistência da trajetória efetiva é aumentada. Desta forma, um núcleo formado pela agregação de lâminas finas apresenta uma grande redução na perda por corrente parasita. Esta perda é dada por:

$$P_{Foucault} = 10^{-12} \frac{\pi^2}{6\rho} k_h f^2 Vol B_{\max}^2 \tau^2 \quad (15)$$

Onde:

$\rho$  é a resistividade do material ferromagnético.

$\tau$  é a espessura das laminas de material ferromagnético [4].

As perdas anômalas são oriundas da circulação de micro-correntes de frequência elevada ao redor das paredes de domínio, durante a magnetização do aço. As perdas anômalas diminuem com o aumento da resistividade do material, semelhante às perdas por correntes parasitas. As perdas anômalas são função de  $f^{(1,5-2,5)}$  [5].

Mas as perdas magnéticas sofrem variações que são atribuídas à geometria do circuito magnético, ao corte das lâminas, à prensagem mecânica e à anisotropia magnética [1].

Relacionamos as perdas magnéticas com a tensão de alimentação pelas relações:

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (16)$$

Onde:

$\phi$  = fluxo magnético

A = área transversal ao fluxo

Pela Lei da Indução de Faraday:

$$N \cdot \phi = \int_0^T v(t) dt \quad (17)$$

Onde:

N = número de espiras

v(t) = tensão de alimentação

Resolvendo a integral, para  $v(t) = v_{\max} \cdot \text{sen}(2\pi ft)$ , temos:

$$N \cdot \phi_{\max} = \frac{v_{\max}}{2\pi f} \quad (18)$$

Portanto a densidade de fluxo magnético pode ser substituída por:

$$B = \frac{v_{\max}}{2\pi f AN} \quad (19)$$

### 2.2.1 O Teste de Epstein

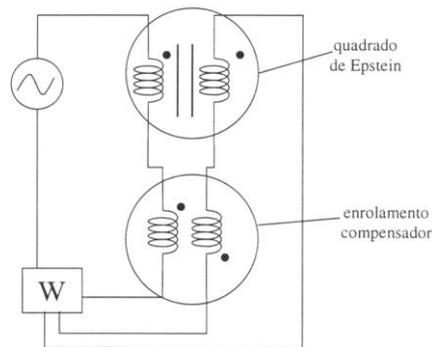
Os métodos de cálculos de perdas magnéticas em transformadores e motores elétricos baseiam-se em ensaios do material magnético onde é obtida a relação entre densidade de fluxo no material e a perda resultante para uma determinada frequência. O método de ensaio descrito pela norma brasileira NBR-5161 é o teste de Epstein. Esse ensaio proporciona bons resultados no projeto de transformadores.

A estrutura do ensaio é constituída de um núcleo construído a partir do empilhamento alternado de amostras do material magnético, com 28 cm de comprimento e 3 cm de largura, formando um quadrado com 25 cm de aresta média, figura 1.



**Figura 1 – Quadro de Epstein**

Nos lados do quadrado são construídas quatro bobinas e no centro uma bobina mútua para compensar o fluxo no ar entre os solenóides. Os enrolamentos compensadores são conectados em série no primário e anti-série no secundário, figura 2. A fonte de alimentação é conectada aos enrolamentos do primário excitando assim o circuito magnético. A medição das perdas magnéticas é realizada através de um wattímetro medindo a corrente do primário e a tensão do secundário. Utilizando esta estrutura, a leitura no wattímetro não inclui as perdas no enrolamento primário.



**Figura 2 – Circuito elétrico do Teste de Epstein**

A utilização do ensaio de Epstein no projeto de transformadores resulta em estimativa satisfatória das perdas magnéticas, pois a estrutura magnética empregada no ensaio de Epstein é muito semelhante à do transformador. O percurso magnético da estrutura do ensaio de Epstein e do transformador implica densidade de fluxo predominantemente constante e pulsante em todo o material.

## 2.2.2 Influência do uso de Inversores de frequência PWM nas perdas magnéticas

A forma de onda de tensão do inversor é constituída por pulsos de largura variável com rápidas variações da tensão de saída entre 0 V e a tensão existente no barramento CC do inversor, e vice-versa. A forma de onda de tensão chaveada do inversor dá origem a harmônicas de fluxo em frequências próximas à frequência de chaveamento do inversor e suas harmônicas. Estas harmônicas aumentam as perdas do motor visto que são de frequência elevada, da ordem de kHz [5].

## 2.3 Modulação por Largura de Pulso

Os inversores são circuitos que sintetizam uma tensão alternada através de uma fonte CC e dispositivos eletrônicos de chaveamento apropriados a fim de alimentar uma carga CA. Normalmente, a tensão alternada, sintetizada pelos inversores deve reproduzir uma senóide, que é a forma de onda das tensões que alimentam as cargas CA. A figura abaixo ilustra através de blocos o esquema completo de um tipo de inversor de frequência.

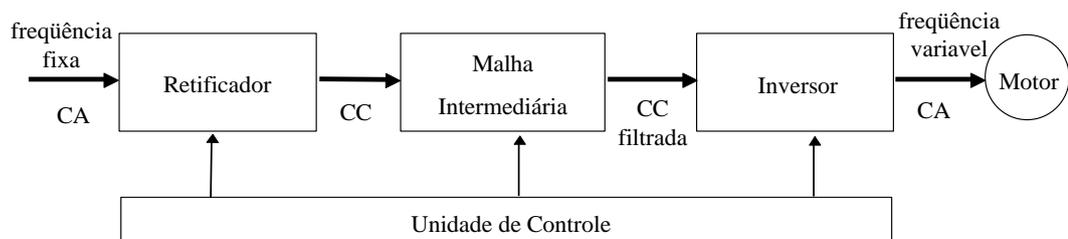


Figura 3 - Esquema completo de um inversor de frequência

Através da figura acima identificamos quatro unidades principais:

- Retificador: Unidade que recebe a tensão alternada da rede e converte em uma tensão contínua.
- Malha intermediária: Unidade onde a tensão CC é filtrada, ou seja, minimizada suas oscilações instantâneas.

- Inversor: Unidade que converte a tensão CC em tensão CA.
- Unidade de controle: fornece os sinais de controle para as demais unidades. O controle para as diversas unidades pode ser implementado usando diferentes técnicas, dependendo do tipo de acionamento eletrônico [6].

Uma forma de sintetizar uma senóide através de um circuito inversor é variar os períodos ligados e desligados das chaves semi-condutoras que compõem o circuito. Os períodos de condução são maiores próximos do pico da onda senoidal. Essa técnica de inversão de tensão é conhecida como *modulação por largura de pulso* (PWM: *pulse-width modulation*).

### **2.3.1 Técnica PWM**

Os instantes dos chaveamentos necessários para sintetizar corretamente a onda modulada por largura de pulso podem ser determinados através da comparação entre uma onda triangular deslocada e uma senóide de referência de frequência desejada dentro do circuito de controle, figura 4. A frequência da onda triangular deslocada, é chamada de frequência de chaveamento. Os pontos de cruzamento das duas ondas determinam os instantes dos chaveamentos. Para o semiciclo positivo, quando a tensão da senóide de referência é maior que a onda triangular a carga é conectada à tensão contínua do barramento, sendo percorrida por uma corrente e quando a tensão da senóide de referência é menor que a onda triangular a carga é desconectada da tensão contínua do barramento. No semiciclo negativo, quando a tensão de referência é menor que a onda triangular a carga é conectada à tensão contínua do barramento, sendo percorrida por uma corrente com sentido oposto à corrente que percorre a carga durante o semiciclo positivo e quando a tensão da senóide de referência é maior que a onda triangular a carga é desconectada da tensão contínua do barramento [7].

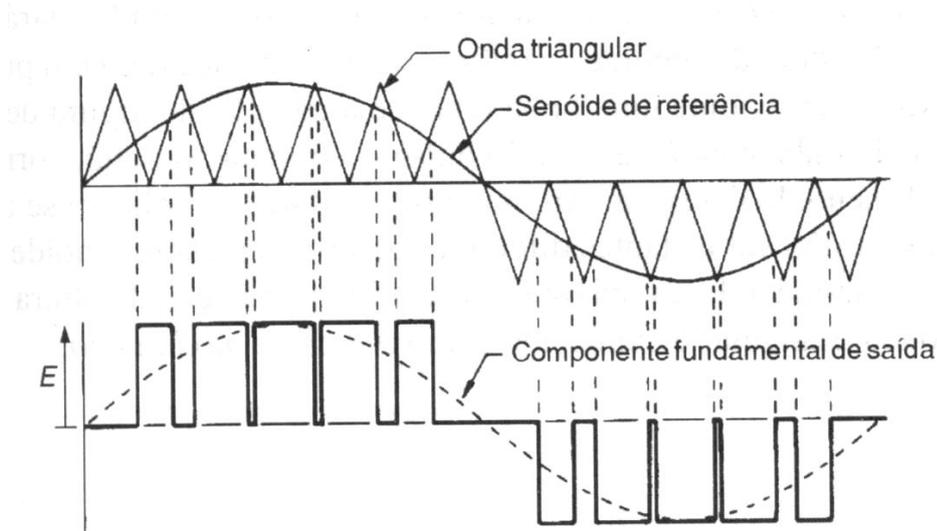


Figura 4 – Formação dos instantes de disparo para onda modulada por largura de pulso

## 2.4 Transformada Discreta de Fourier

A Transformada de Fourier e a série de Fourier são ferramentas matemáticas muito úteis para a análise de sistemas lineares invariantes no tempo. Linearidade significa que o sistema obedece ao princípio da superposição e invariância no tempo significa que as características do sistema não se modificam com o tempo [8]. A Transformada e a Série de Fourier decompõem o sinal em termos das componentes senoidais. Após a decomposição o sinal é dito estar no domínio da frequência.

No presente trabalho, a análise no domínio da frequência foi feita através da Transformada Discreta de Fourier (TDF), equação 20.

$$X(k) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} x(n)e^{-j2\pi kn/N} \quad (20)$$

Onde  $x(n)$  é o sinal que se quer amostrar no domínio da frequência e  $N$  é o número de amostras desse sinal [8] [9].

## 2.5 Redes Neurais

As redes Neurais Artificiais (RNA) são sistemas paralelos distribuídos, compostos por unidades de processamento simples que calculam determinadas funções matemáticas. O trabalho em redes neurais artificiais tem sido motivado desde o começo pelo reconhecimento de que o cérebro humano processa informações de uma forma inteiramente diferente do computador digital. Ele tem a capacidade de organizar seus constituintes estruturais, conhecidos por neurônios, de forma a realizar certos processamentos muito mais rapidamente do que o mais rápido computador digital hoje existente. Uma definição de uma rede neural seria:

*Uma rede neural é um processador maciçamente paralelamente distribuído constituído de unidades de processamento simples, que tem a propensão natural para armazenar conhecimento experimental e torná-lo disponível para uso. Ela se assemelha ao cérebro em dois aspectos:*

- 1. O conhecimento é adquirido pela rede a partir de seu ambiente através de um processo de aprendizagem*
- 2. Forças de conexão entre neurônios, conhecidas como pesos sinápticos, são utilizados para armazenar o conhecimento adquirido.*

Um conjunto de procedimentos bem definidos para adaptar os parâmetros de uma RNA para que a mesma possa aprender uma determinada função é chamado de algoritmo de aprendizado. Não existe um único algoritmo de aprendizado e eles se diferem pela maneira com que o ajuste dos pesos são feitos.

A etapa de aprendizagem consiste em um processo iterativo de ajuste de parâmetros da rede, os pesos das conexões entre as unidades de processamento, que ao final do processo, guardam o conhecimento que a rede adquiriu do ambiente em que está operando.

Os métodos de treinamento podem ser agrupados em aprendizado supervisionado e aprendizado não supervisionado [10].

## 2.5.1 Modelo de um Neurônio

O diagrama de blocos da Figura 5 mostra o modelo de um neurônio. Esta estrutura é a base para o projeto de redes neurais.

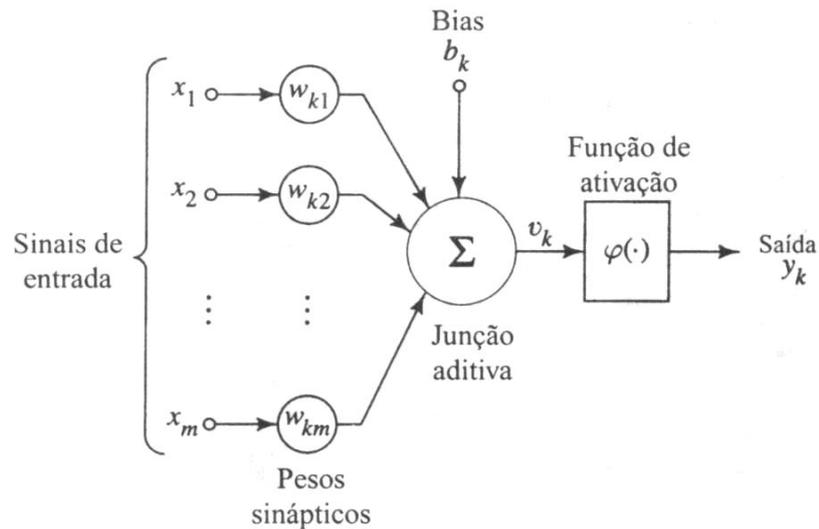


Figura 5 – Modelo não-linear de um neurônio

Identificamos três elementos básicos do modelo neuronal:

- Um conjunto de sinapses, cada uma caracterizada por um peso próprio, nesse caso, um sinal  $x_j$  na entrada da sinapse  $j$  conectada ao neurônio  $k$  é multiplicado pelo peso sináptico  $w_{kj}$ .
- Um somador para somar os sinais de entrada, as operações que ele realiza constituem um combinador linear.
- E uma função de ativação para restringir a amplitude da saída de um neurônio.

O modelo apresenta também um *bias* aplicado externamente, representado por  $b_k$ . O *bias* tem o efeito de aumentar ou diminuir a entrada líquida da função de ativação.

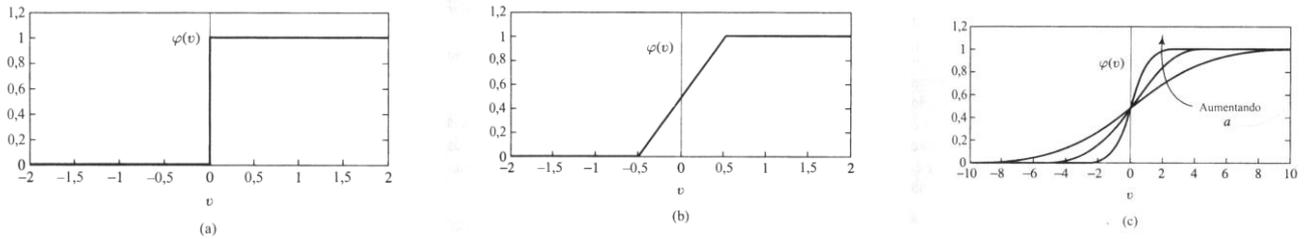
Matematicamente descrevemos um neurônio  $k$  através das seguintes equações:

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} x_j \quad (21)$$

$$y_k = \varphi(u_k + b_k) \quad (22)$$

Onde  $x_1, x_2, \dots, x_m$  são os sinais de entrada;  $w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{km}$  são os pesos sinápticos do neurônio  $k$ ;  $u_k$  é a saída do combinador linear;  $b_k$  é o bias;  $\varphi$  é a função de ativação e  $y_k$  é o sinal de saída do neurônio.

Os três tipos básicos de funções de ativação, figura 6, onde  $v_k = (u_k + b_k)$ , são definidas por:



**Figura 6 – (a) Função de limiar. (b) Função linear por partes. (c) Função sigmóide.**

- *Função de Limiar.* Para este tipo de função de ativação temos:

$$\varphi(v) = \begin{cases} 1 & \text{se } v \geq 0 \\ 0 & \text{se } v < 0 \end{cases}$$

- *Função Linear por Partes.*

$$\varphi(v) = \begin{cases} 1 & \text{se } v \geq \frac{1}{2} \\ v, & \text{se } -\frac{1}{2} < v < \frac{1}{2} \\ 0 & \text{se } v \leq -\frac{1}{2} \end{cases}$$

- *Função Sigmóide.* É a forma mais comum de função de ativação utilizada na construção de redes neurais artificiais. Ela pode ser definida por:

$$\varphi(v) = \frac{1}{1 + \exp(-av)} \quad (23)$$

Onde  $a$  é o *parâmetro de inclinação* da função sigmóide. As funções de ativação definidas acima se estendem de 0 a 1. Em alguma aplicação pode ser desejável que a função de ativação se estenda de -1 a +1. Para a forma correspondente de uma função sigmóide, podemos utilizar a *função tangente hiperbólica*.

Em geral podemos identificar três classes de arquiteturas de rede:

- Redes com Camada Única: Esta rede é acíclica e a designação camada única se refere à camada de saída de nós computacionais (neurônios).
- Redes com Múltiplas Camadas: É caracterizada pela presença de uma ou mais *camadas ocultas*, ou seja, existem mais de uma camada de neurônios entre o vetor de entrada de dados e o vetor de saída.
- Redes Recorrentes: Diferem - se de uma rede neural acíclica por pelo menos um laço de realimentação [10].

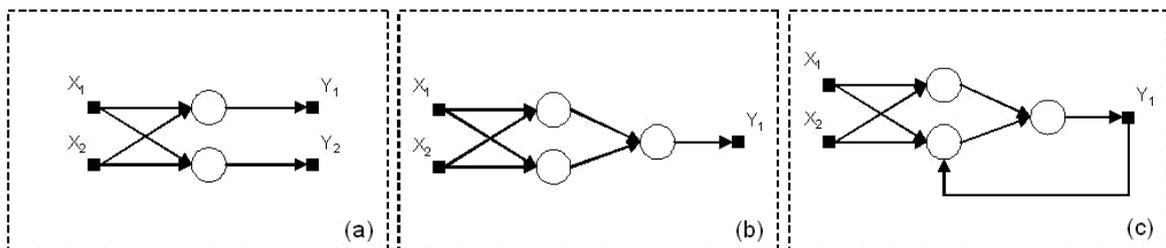


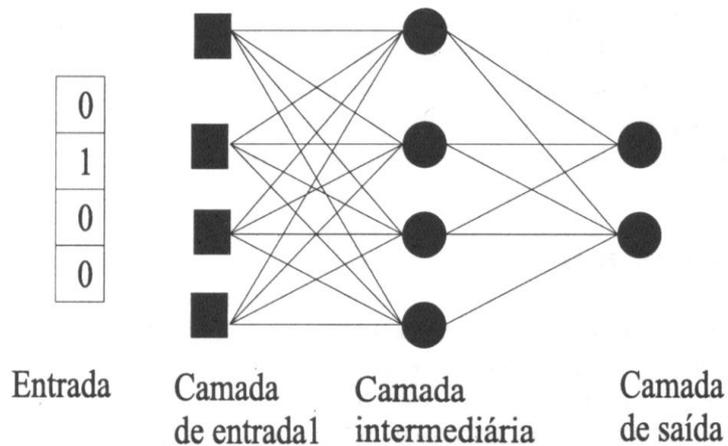
Figura 7 - Classificação das RNA. (a) Rede de Camada única (b) Redes de múltiplas camadas (c) Redes recorrentes.

## 2.5.2 Redes de Múltiplas Camadas

As redes de uma só camada resolvem apenas problemas linearmente separáveis. A solução de problemas não linearmente separáveis passa pelo uso de redes com uma ou mais camadas intermediárias ou ocultas.

As redes de múltiplas camadas apresentam a arquitetura mostrada na Figura 8, onde se encontram a camada de entrada, as camadas intermediárias (ou ocultas) e a

camada de saída. O número de variáveis da camada de entrada depende diretamente do número de características agrupadas no vetor das amostras. O número de neurônios das camadas intermediárias depende da complexidade do problema. E a camada de saída contém o número de neurônios necessário para executar a codificação das amostras de entrada [11].

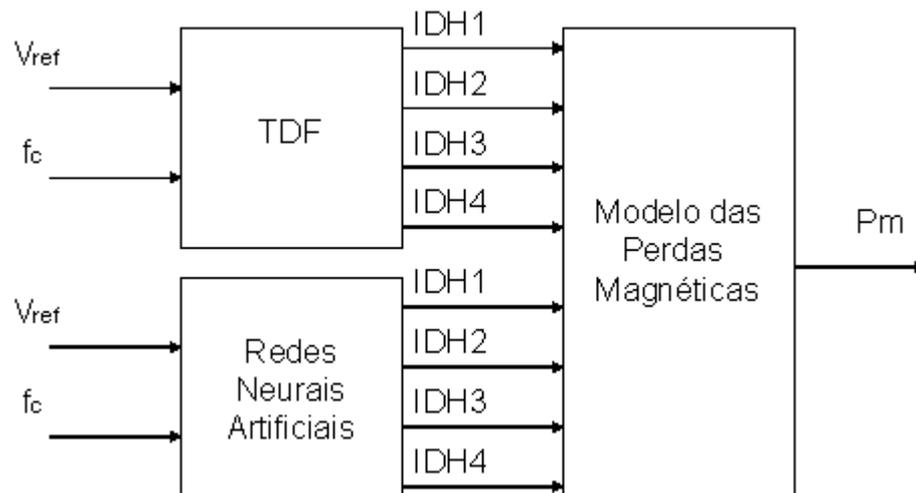


**Figura 8 – Rede de Múltiplas Camadas com uma camada intermediária.**

Os algoritmos usados para treinar as redes de múltiplas camadas são geralmente do tipo supervisionado. O algoritmo mais conhecido para o treinamento destas redes é o algoritmo *back-propagation*. O treinamento ocorre em duas fases, em que cada fase percorre a rede em um sentido. Estas duas fases são chamadas de fase *forward*, que é utilizada para definir a saída desejada da rede para um dado padrão de entrada, e a fase *backward*, que utiliza a saída desejada e a saída fornecida pela rede para ajustar os pesos. Ajustados os pesos, a rede inicia o procedimento novamente, completando vários ciclos [12].

### 3 **Materiais e Métodos**

Neste capítulo será abordado todo o procedimento feito para a obtenção de um modelo para as perdas magnéticas em um equipamento alimentado por inversor de frequência. Será abordado também o procedimento utilizado para a obtenção das perdas magnéticas através de Redes Neurais. O diagrama de blocos abaixo ilustra o que foi proposto para o presente trabalho.



**Figura 9 – Diagrama de Blocos**

Onde:

$V_{ref}$  é a tensão da senóide de referência

$f_c$  é a frequência de chaveamento

$P_m$  é a perda magnética

O diagrama simboliza que poderemos utilizar o modelo proposto para a obtenção das perdas magnéticas através de RNA's ou TDF. O objetivo do modelo computacional é fornecer as perdas magnéticas em função da tensão de referência e da frequência de chaveamento dos inversores de frequência, mas os valores que são realmente as entradas do modelo matemático são  $IDH1$ ,  $IDH2$ ,  $IDH3$  e  $IDH4$ , parâmetros que são obtidos com RNA ou TDF.

### 3.1 Obtenção do Modelo de Perdas Magnéticas

As densidades de perdas magnéticas foram obtidas através de ensaios com o aço silício E-170 da Acesita. As perdas são função de diferentes valores de densidade de fluxo e frequência da tensão de alimentação. Os ensaios foram realizados utilizando o Teste de Epstein com as densidades de fluxo variando entre 0,01 à 1,8 T para frequências entre 60 Hz e 10 kHz

A partir dos dados obtidos, é determinado um modelo matemático que representa esses dados. Esse modelo está descrito na equação (24) sendo este baseado nas equações das perdas magnéticas por histerese, por corrente de Foucault e das perdas anômalas.

$$P_m = c_1 B f + c_2 B f^2 + c_3 B^2 f + c_4 B^2 f^2 \quad (24)$$

Os valores das constantes foram obtidos através do método dos mínimos quadrados. Conforme dito anteriormente, o método dos mínimos quadrados consiste em determinar a matriz sobre-determinada dos coeficientes através do sistema:

$$C = [X^T \cdot X]^{-1} X^T Y \quad (25)$$

Onde, neste trabalho, X é a matriz:

$$X = \begin{bmatrix} Bf_1 & Bf_1^2 & B^2 f_1 & B^2 f_1^2 \\ Bf_2 & Bf_2^2 & B^2 f_2 & B^2 f_2^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Bf_n & Bf_n^2 & B^2 f_n & B^2 f_n^2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Onde n = número de restrições.

Y é a matriz dos valores das Perdas Magnéticas:

$$Y = \begin{bmatrix} Pm_1 \\ Pm_2 \\ \dots \\ Pm_n \end{bmatrix} \quad (27)$$

E a matriz C é a dos coeficientes, que serão obtidos com a utilização do método dos mínimos quadrados.

Para uma análise qualitativa do modelo fizemos um gráfico do erro relativo utilizando a equação (29) e para uma análise quantitativa foi utilizado o erro médio quadrático dado pela equação (28).

$$mse = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{NP} e_i^2}}{NP} \quad (28)$$

$$\text{Onde: } e_i = \frac{\text{Valor Real}_i - \text{Valor Comparado}_i}{\text{Valor Real}_i} \cdot 100 \quad (29)$$

Onde NP são os números de dados.

O modelo matemático para a obtenção das perdas magnéticas foi escrito de forma a ficar em função da tensão de alimentação, substituindo B, dado pela equação (19):

$$Pm = c_1 \cdot \frac{v_{\max}}{2\pi \cdot A \cdot N} + c_2 \cdot \frac{v_{\max} \cdot f}{2\pi \cdot A \cdot N} + c_3 \cdot \frac{v_{\max}^2}{(2\pi \cdot A \cdot N)^2 f} + c_4 \cdot \frac{v_{\max}^2}{(2\pi \cdot A \cdot N)^2} \quad (30)$$

Como o objetivo do nosso trabalho é a obtenção das perdas magnéticas no aço quando este está sendo alimentado por tensões harmônicas reescrevemos a equação (30) como um somatório, onde é possível obter as perdas magnéticas devido a cada parcela da tensão harmônica que alimenta a carga:

$$Pm = c_1 \frac{\sum_{i=0}^N v_{i\max}}{2\pi AN} + c_2 \frac{\sum_{i=0}^N v_{i\max} f_i}{2\pi AN} + c_3 \frac{\sum_{i=0}^N \frac{v_{i\max}^2}{f_i}}{(2\pi AN)^2} + c_4 \frac{\sum_{i=0}^N v_{i\max}^2}{(2\pi AN)^2} \quad (31)$$

### 3.2 Obtenção das Tensões PWM

Foi feito um programa para a obtenção da tensão de alimentação que simula uma modulação PWM, utilizando a técnica já descrita nesse trabalho. Nesse programa, a tensão contínua do barramento é mantida constante em 311 V. Para a simulação do modelo, foram obtidas tensões PWM para valores de frequência da onda triangular, ou da portadora, variando entre 250 Hz e 10 KHz. A tensão eficaz da senóide de referência é variada entre 110 V e 240 V.

Aumentando a frequência da onda triangular, ou frequência de chaveamento, a carga é ligada e desligada da tensão do barramento com maior frequência. Isso causa uma variação do número de pontos por ciclo da tensão PWM para diferentes frequências de chaveamento, resultando em diferentes condições de análise no cálculo da Transformada discreta de Fourier para diferentes frequências de chaveamento. Portanto fixamos a frequência de amostragem da tensão modulada PWM em 1 MHz, para todas as frequências de chaveamento utilizadas nesse trabalho.

Obtida as tensões PWM, o programa calcula a TDF da tensão modulada a fim de obter as amplitudes das tensões harmônicas no domínio da frequência. Essas amplitudes servirão como variáveis do modelo.

De posse das amplitudes das tensões em função da frequência calculamos os parâmetros variáveis com a tensão e com a frequência associados ao modelo utilizado para determinar as perdas magnéticas do aço-silício em função de cada componente harmônica, equação (31). Esses parâmetros foram divididos para serem obtidos separadamente e foram chamados de Índice de Distorção Harmônica (IDH):

$$\text{IDH1} = \sum_{i=0}^N v_{i\max} \quad (32)$$

$$\text{IDH2} = \sum_{i=0}^N v_{i\max} f_i \quad (33)$$

$$\text{IDH3} = \sum_{i=0}^N \frac{v_{\max}^2}{f_i} \quad (34)$$

$$\text{IDH4} = \sum_{i=0}^N v_{\max}^2 \quad (35)$$

Através dos parâmetros criados acima, a equação (31) pode ser reescrita como:

$$P_m = c_1 \frac{IDH\ 1}{2\pi AN} + c_2 \frac{IDH\ 2}{2\pi AN} + c_3 \frac{IDH\ 3}{(2\pi AN)^2} + c_4 \frac{IDH\ 4}{(2\pi AN)^2} \quad (36)$$

### 3.3 Redes Neurais

Como uma forma de substituir a etapa do cálculo da TDF para a obtenção das perdas magnéticas pelo modelo foram criadas quatro RNA's, uma para cada parâmetro, IDH1, IDH2, IDH3, e IDH4, possibilitando a prevenção desses parâmetros através de RNA's.

Os valores dos parâmetros foram normalizados através da equação (37) para se obter uma convergência mais rápida na etapa de treinamento das RNA.

$$y(n) = 2 \frac{x(n) - \min(x(n))}{\max(x(n)) - \min(x(n))} - 1 \quad (37)$$

As amostras de cada parâmetro, em função de diferentes valores de tensão eficaz da senóide de referência e de frequência de chaveamento, foram separadas aleatoriamente constando com 60% das amostras destinadas ao treinamento da sua respectiva RNA e 40% para validação da estrutura treinada.

A escolha da quantidade de camadas ocultas, juntamente com a escolha do número de neurônios na camada oculta das RNA's é feita de forma empírica, atribuindo-se valores e vendo como a rede se comporta. O número de camadas ocultas escolhidas foi uma e para a escolha do número de neurônios nessa camada comparamos o erro obtido pela rede com os dados separados para a validação utilizando-se 60, 90 e 120 neurônios na camada oculta.

Foram utilizadas funções sigmóides tangente hiperbólico, dada pela equação (38), para as funções de ativação dos neurônios da camada intermediária e de saída.

$$fa(n) = \frac{1 - e^{-b.n}}{1 + e^{-b.n}} \quad (38)$$

Para treinamento do sistema foi utilizado o algoritmo back-propagation. As atualizações dos pesos foram realizadas em até 1000 ciclos ou então quando o erro quadrático médio atingisse um valor inferior a 0,0001.

### **3.4 Obtenção das Perdas Magnéticas**

Para a verificação do modelo utilizamos um transformador como carga eletromagnética. O transformador tem 2171 espiras no enrolamento primário e uma área transversal de 352 mm<sup>2</sup>.

As perdas magnéticas são obtidas através da equação (36), para os valores de frequência de chaveamento e da senóide de referência citados, utilizando os parâmetros IDH's obtidos com a Transformada de Fourier da tensão PWM. São obtidas também as perdas magnéticas com os parâmetros IDH's, obtidos através das RNA's que apresentaram o menor erro.

## 4 Resultados e Discussões

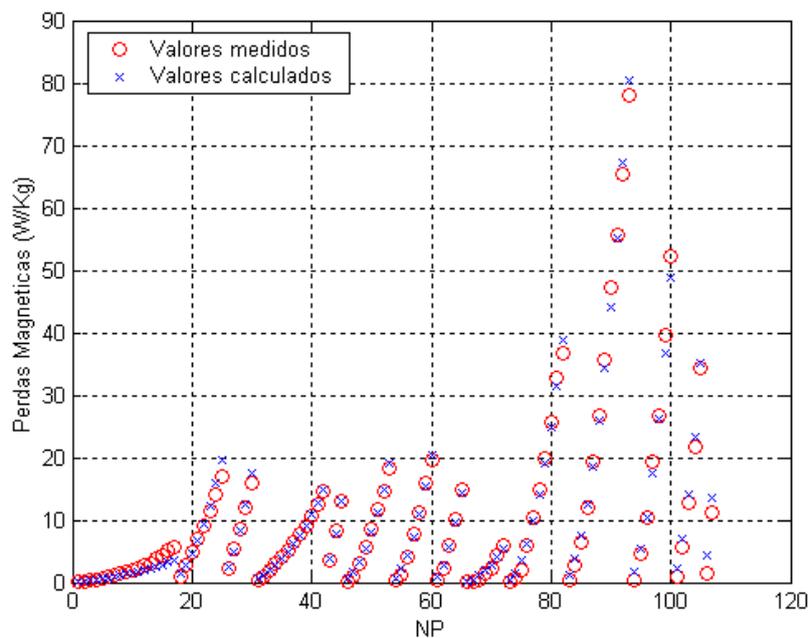
Todos os resultados relevantes, obtidos durante o trabalho, estão expostos e devidamente comentados no presente capítulo.

### 4.1 Modelo em Regime Senoidal

Através do método dos mínimos quadrados foram obtidos as constantes do modelo do aço E-170 proposto em regime senoidal, equação (24), no qual ficou representado da forma:

$$P_m = 0,0089631Bf + 1,0425 \cdot 10^{-6} Bf^2 - 0,0013546B^2 f + 0,0002404B^2 f^2 \quad (39)$$

A figura 7 compara todos os valores das densidades de perdas magnéticas medidos através do teste de Epstein e todos os valores obtidos através da equação (39).



**Figura 10 – Comparação entre os valores de perdas magnéticas medidos e os valores obtidos com o modelo em regime senoidal.**

O erro médio quadrático obtido com esse modelo foi de 0,29%.

## 4.2 Tensões PWM

As figuras 11 e 12 mostram duas tensões de alimentação PWM obtidas com o programa e suas respectivas amostragens no domínio da frequência feitas através da Transformada Discreta de Fourier.

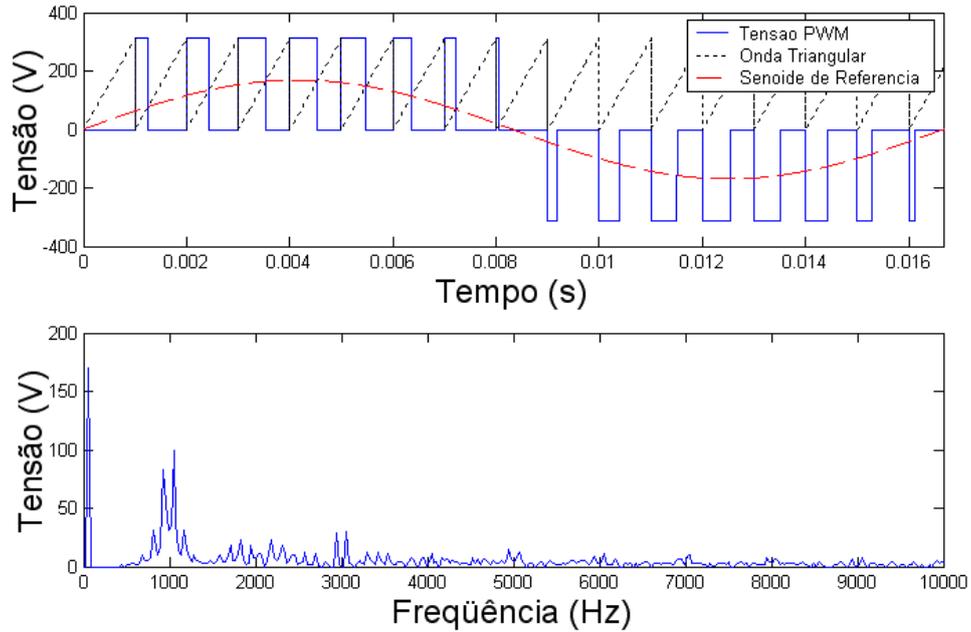


Figura 11 – Tensão PWM e seu respectivo espectro de frequência, para uma frequência de chaveamento de 1 kHz e tensão eficaz da Senóide de Referência de 120 V.

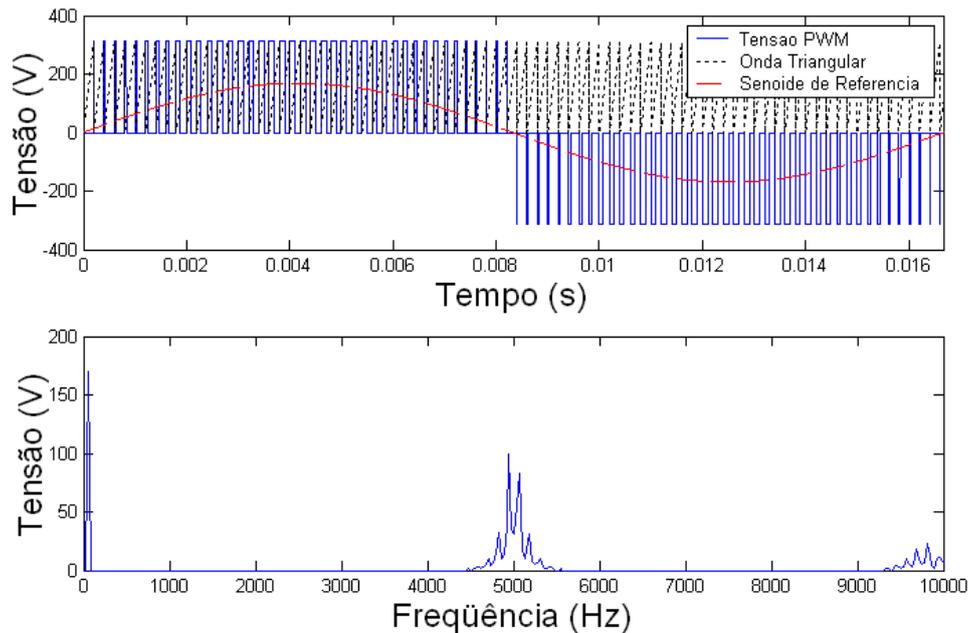


Figura 12 – Tensão PWM e seu respectivo espectro de frequência, para uma frequência de chaveamento de 5 kHz e tensão eficaz da Senóide de Referência de 120 V.

As figuras 11 e 12 mostram que, além do pico em 60 Hz, a tensão chaveada PWM gera harmônicas na frequência de chaveamento do inversor de frequência.

### 4.3 Redes Neurais

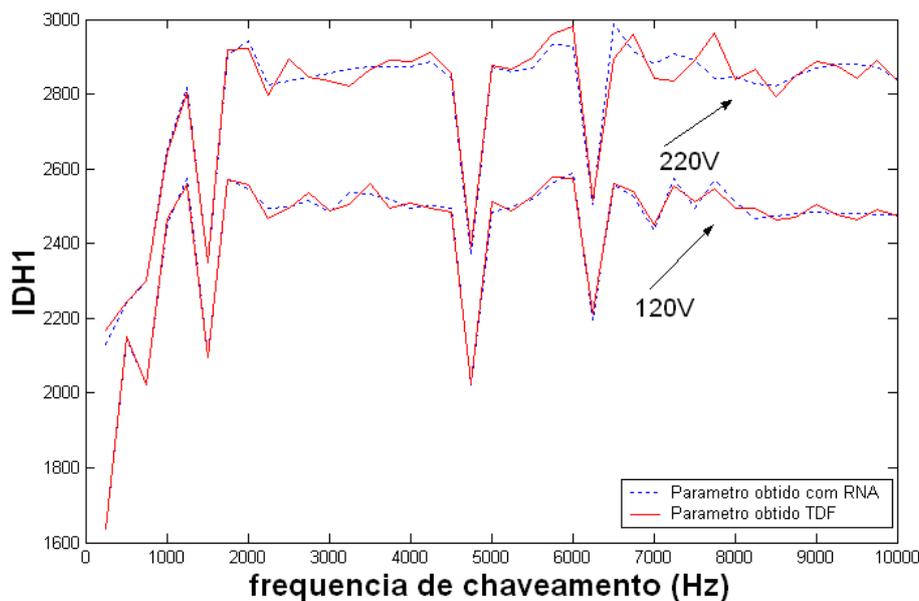
A tabela 1 mostra o erro obtido no treinamento da RNA de cada parâmetro e nas perdas magnéticas para diferentes números de neurônios na camada oculta (nnco).

**Tabela 1 – Erros obtidos no treinamento dos quatro parâmetros**

	nnco	mse (%)	nnco	mse (%)	nnco	mse (%)
IDH1	60	0,065	90	0,15	120	0,17
IDH2	60	0,18	90	0,34	120	0,32
IDH3	60	0,0637	90	0,031	120	0,04
IDH4	60	0,017	90	0,021	120	0,0199
Perdas	60	0,054	90	0,11	120	0,095

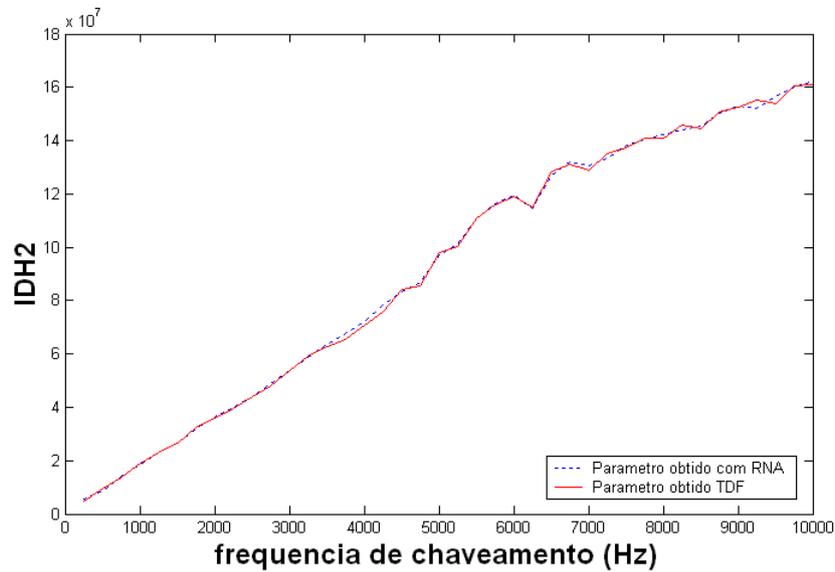
Podemos verificar que as RNA's com 60 neurônios na camada intermediária apresentaram o menor o erro. Portanto elas foram usadas na verificação do modelo.

As figuras abaixo comparam graficamente os valores dos parâmetros criados IDH1, IDH2, IDH3 e IDH4, obtidos através da Transformada de Fourier e os valores obtidos através de redes neurais com 60 neurônios na camada intermediária.



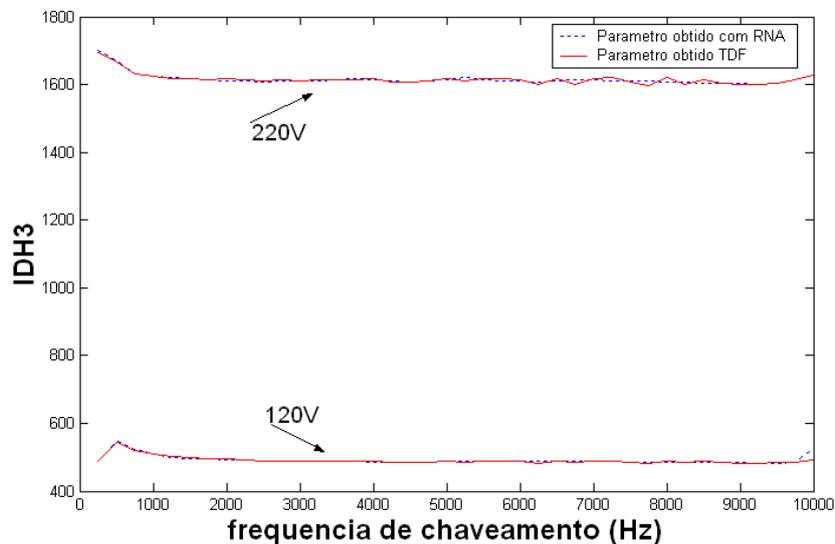
**Figura 13 – Gráfico comparativo de IDH1.**

Do gráfico de IDH1, equação (32), que é o somatório das amplitudes das harmônicas da tensão, verifica-se que o seu valor varia bastante em função da frequência de chaveamento. Verifica-se também que o valor de IDH1 cresce quando se aumenta a tensão da senóide de referência.



**Figura 14 – Gráfico comparativo de IDH2 para tensão de 120V.**

Pelo gráfico de IDH2, que é dado pela equação (33), vemos que o seu valor cresce quando se aumenta a frequência de chaveamento, como pode ser verificado pelo fato de IDH2 ser diretamente proporcional à frequência. Variando o valor da amplitude da senóide de referência a variação de IDH2 não é significativa em relação ao seu valor, que é muito alto.



**Figura 15 – Gráfico comparativo de IDH3.**

O parâmetro IDH3, dado pela equação (34) se mantém praticamente constante com a variação da frequência de chaveamento. Verifica-se também o seu valor varia bastante mudando -se o valor da senóide de referência.

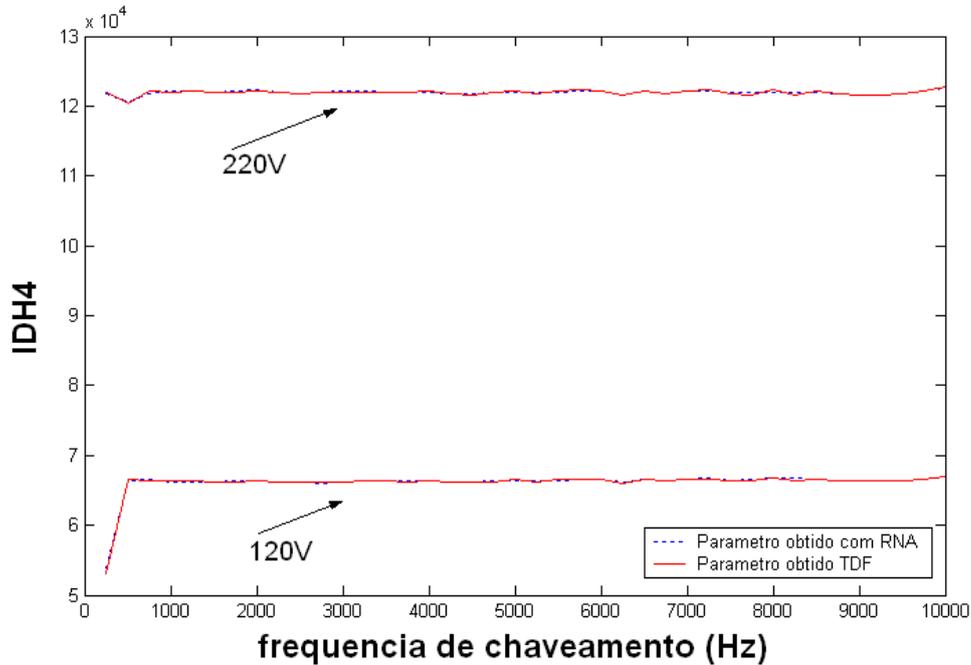
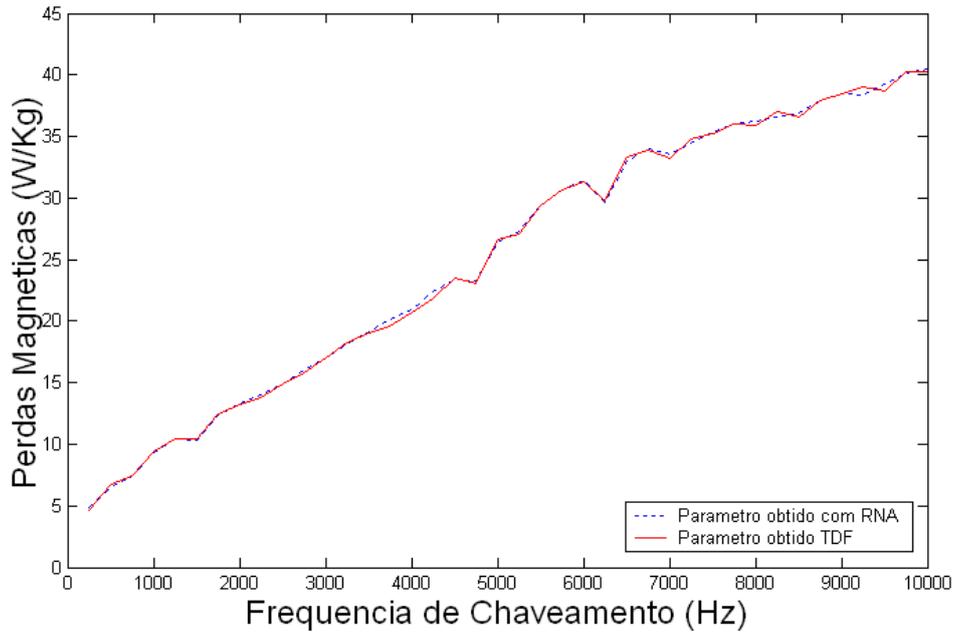


Figura 16 – Gráfico comparativo de IDH4.

O parâmetro IDH4, dado pela equação (35) se mantém praticamente constante com a variação da frequência de chaveamento. Verifica-se também que o seu valor varia bastante mudando - se o valor da senóide de referência.

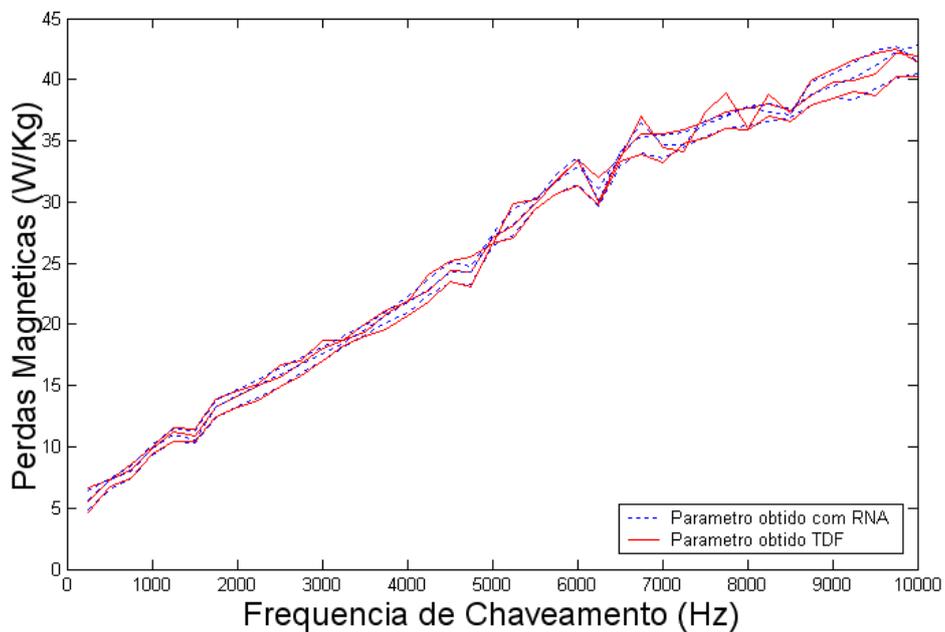
#### 4.4 Perdas Magnéticas

As figuras 17, 18 e 19 comparam as respostas obtidas para as perdas magnéticas no transformador utilizado para a simulação usando RNA e usando a TDF do sinal de tensão amostrado, para um transformador com 2171 espiras no enrolamento primário e uma área transversal de 352 mm<sup>2</sup>, em função da frequência de chaveamento e em função da tensão eficaz da senóide de referência.



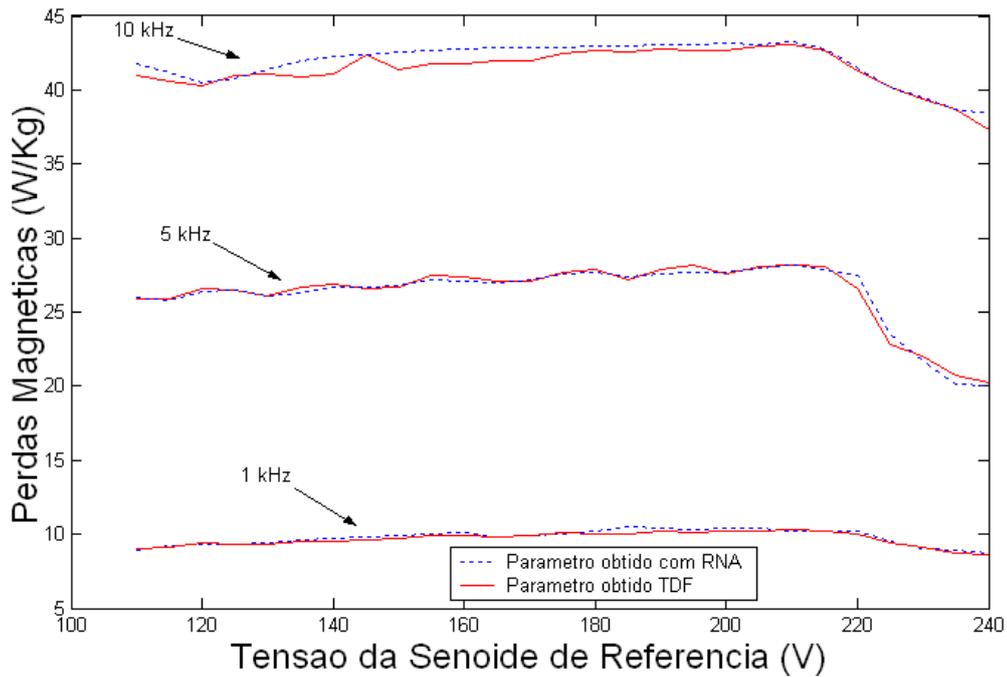
**Figura 17 – Gráfico comparativo das perdas magnéticas.**

Observa-se que as perdas magnéticas aumentam com o aumento da frequência de chaveamento. A figura 18 compara as perdas magnéticas em função da frequência de chaveamento para três tensões da senóide de referência.



**Figura 18 – Gráfico comparativo das perdas magnéticas para 3 tensões diferentes.**

Do gráfico acima vemos que variando a tensão da senóide de referência, as perdas magnéticas variam pouco. A densidade de fluxo magnético fundamental para as tensões eficazes da senóide de referência, 120V, 170V e 220V são, respectivamente, 0,59 Wb/m<sup>2</sup>, 0,83 Wb/m<sup>2</sup> e 1,07 Wb/m<sup>2</sup>. Abaixo temos o gráfico das perdas magnéticas em função da tensão da senóide de referência.



**Figura 19 – Gráfico comparativo das perdas magnéticas.**

Variando a tensão da senóide de referência, mantendo fixa a frequência de chaveamento, vemos que as perdas magnéticas variam pouco e para uma tensão acima de 220V elas tendem a diminuir. Isso ocorre porque para gerar uma tensão PWM com uma amplitude alta, a largura do pulso próximo ao pico da onda se torna muito grande. O que torna a forma de onda PWM semelhante a uma onda quadrada. Variando a frequência de chaveamento nesse gráfico vemos que as perdas magnéticas crescem com o aumento da frequência de chaveamento, como já foi verificado.

## 5 Conclusões

Com o modelo desenvolvido foi possível determinar as perdas magnéticas em um equipamento eletromagnético alimentado por inversor de frequência.

As redes neurais forneceram respostas satisfatórias, mostrando-se como uma excelente ferramenta, eliminando a necessidade da utilização da Transformada Discreta de Fourier e permitindo executar ajustes na tensão de referência e na frequência de chaveamento visando minimizar as perdas magnéticas no equipamento que está sendo alimentado por inversor de frequência.

Verificamos que as Perdas Magnéticas em um transformador aumenta com o aumento da frequência de chaveamento, mas frequências de chaveamento muito baixas são prejudiciais ao funcionamento de um motor elétrico, como por exemplo, o seu aquecimento. Verificamos também que as perdas magnéticas são mais influenciadas pela variação da frequência de chaveamento em comparação com a variação da tensão da senóide de referência.

Este trabalho alcançou o objetivo de obter um modelo para as perdas magnéticas em um regime não senoidal e de obter um modelo através de RNA's.

## **6 Propostas de Continuidade do Trabalho**

Uma melhoria do modelo poderia ser conseguida se otimizássemos a etapa de obtenção dos dados no teste Epstein, seja fazendo medições mais direcionadas ao objetivo que se quer alcançar, seja reduzindo a faixa de frequências e de densidade de fluxo na obtenção das perdas, de forma a criar um modelo que atue numa área mais restrita, porém, com mais precisão.

Para trabalhos futuros, é interessante analisar a melhor frequência de chaveamento para se utilizar em um circuito elétrico contendo motores e transformadores de forma a otimizar o funcionamento desses equipamentos. É interessante também aplicar o modelo obtido em outras cargas eletromagnéticas como o motor elétrico.

## 7 Referências Bibliográficas

- [01] Bastitela, N. J., Carlson, R., Sadowski, N., Leite, J. V. Caracterização Magnética de Lâminas de Aço Silício e Avaliação das Perdas no Ferro sob Vários Regimes de Indução. Sociedade Brasileira de Automática, São José dos Campos, p. 156-164, dez. 2002..... 1, 7
- [02] Marcelo, S. L., Penteado, A. A. Previsão das Perdas Magnéticas Produzidas Pelas Técnicas de Modulação de Largura de Pulso – PWM. In: Congresso Brasileiro de Automática, 15., 2004, Gramado. .... 1
- [03] L. A. Aguirre, Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas reais. 2<sup>nd</sup> Edição. Belo Horizonte: Editora da UFMG, 2004. 554 p. .... 6
- [04] Kagan, N., Oliveira, C. C. B., Robba, E. J. Introdução aos Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica. São Paulo: Edgard Blügar, 2005. 328 p..... 7
- [05] Tôrres, A. G., Estudo e Caracterização de Perdas Magnéticas em Motores de Indução. 2004. 135 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2004..... 7, 9, 10
- [06] Cepel. Disseminação de Informações em Eficiência Energética: Inversores de Freqüência-ASD. ... 11
- [07] Lander, C. W. Eletrônica Industrial. 2<sup>nd</sup> Edição. São Paulo: Makron Books, 1996. 647 p. .... 11
- [08] Haykin, S., Veen, B. V. Sinais e Sistemas. Porto Alegre: Bookman, 2002. 668 p. .... 12
- [09] Proakis, J. G., Manolakis, D. G. Digital Signal Processing: principles, algorithms and applications . New Jersey: Prentice Hall, 1996. 968 p..... 12
- [10] Haykin, S., Veen, B. V. Sinais e Sistemas. Porto Alegre: Bookman, 2002. 668 p. .... 13, 16
- [11] Brandão, A. S. Redes Neurais Artificiais Aplicadas ao Reconhecimento de Voz. 2005. 53 f. Monografia (Especialização em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, 2005. .... 17
- [12] Braga, A. P.; Carvalho, A. P. L.; Ludermir, T. B. Redes Neurais Artificiais: Teoria e Aplicações. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos, 2000. 262 p..... 17

## **8 Apresentação em Congresso**

**Título:** Previsão das Perdas Magnéticas em um Equipamento Eletromagnético Alimentado por Inversor de Frequência Utilizando Redes Neurais.

**Autores:** Bertollo, H. C., Tôrres, A. G., Jorge, D. C.

**In.** VII Congresso de Aplicações Industriais – INDUSCON, 2006, Recife.

# Apêndice A – Determinação do Número de Espiras.

## A.1 Desenvolvimento

A determinação do número de espiras de um equipamento eletromagnético como um transformador ou indutor é necessário para a utilização do modelo criado no presente trabalho. Nesse apêndice propomos um método para obter o número de espiras baseado nas curvas de magnetização de um material ferromagnético.

O transformador utilizado tem a relação 110/220 V no primário e 15/30 V no secundário contendo o aço E-170 da Acesita como material magnético. A área transversal ao fluxo magnético é de 352 mm<sup>2</sup> e o comprimento circuito magnético é de 10,8 cm. O objetivo é calcular o número de espiras do enrolamento secundário desse transformador.

Alimentamos o secundário com tensões eficazes de 5 V à 30 V, com frequência de 60 Hz, e medimos a corrente. Consideramos a resistência do enrolamento desprezível e determinamos a reatância do enrolamento através da equação:

$$X_l = \frac{V_{ef}}{I_{ef}} \quad (40)$$

Podemos relacionar a reatância com a indutância, L, através da equação:

$$L = \frac{X_l}{2\pi f} \quad (41)$$

Através dessa equação levantamos uma curva de indutância em função da tensão de alimentação.

A indutância de um transformador é obtida através da equação:

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (42)$$

Onde:

$\mu$  é a constante de permeabilidade magnética do material.

A é a área transversal.

l é o comprimento do solenóide.

N é o número de espiras.

Portanto através da equação (42) obtemos o número de espiras. A constante de permeabilidade magnética foi obtida através da curva da permeabilidade em função da densidade de fluxo magnético para o aço E-170 da Acesita, figura 20.

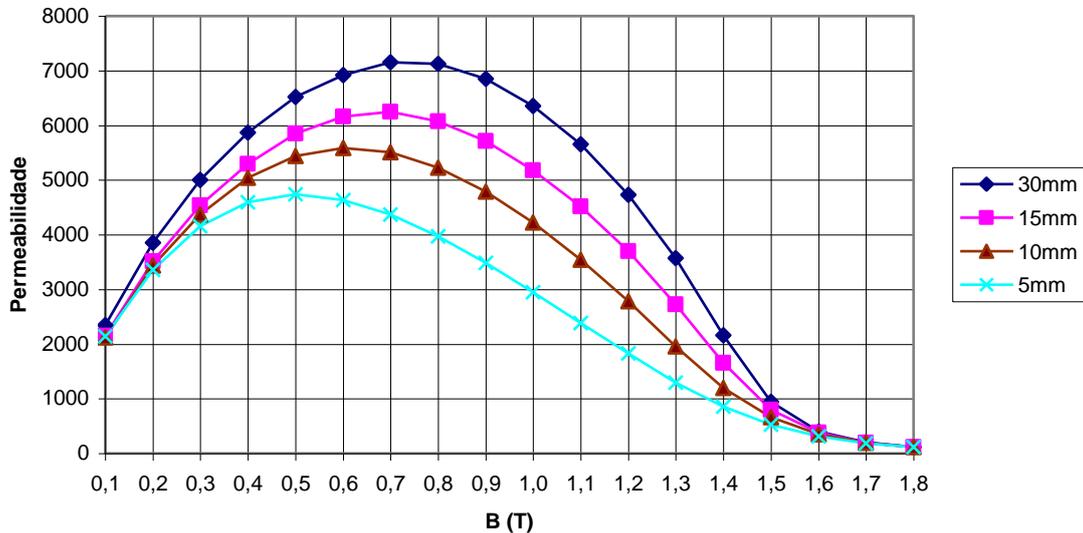


Figura 20 - Curva da constante de permeabilidade magnética

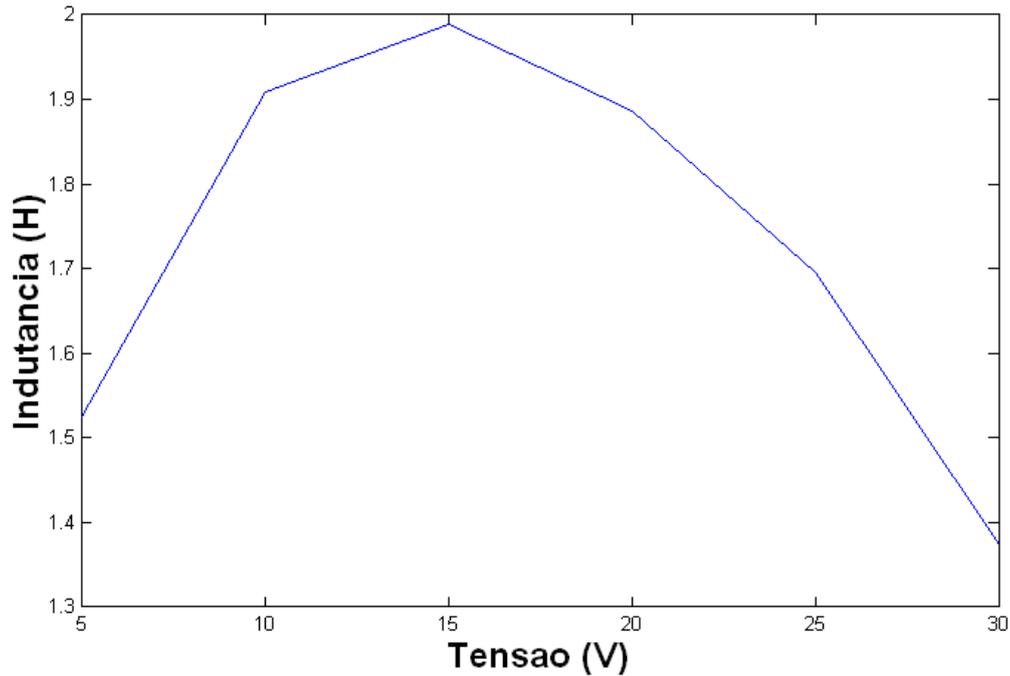
Observe que os valores da constante de permeabilidade magnética do gráfico acima estão expressos pela permeabilidade relativa,  $\mu_r = \mu / \mu_0$ , sendo que  $\mu_0$  é a permeabilidade do ar e vale  $4\pi 10^{-7}$  T.m/A. A permeabilidade dos materiais vale portanto:  $\mu = \mu_r * \mu_0$ .

Para determinarmos o número de espiras através da equação (42), utilizamos o valor máximo de permeabilidade obtido da figura 20 para uma largura de lâmina de 5mm e o valor máximo de indutância obtido da equação (41).

Para a verificação do resultado obtido, calculamos a densidade de fluxo magnético através da equação (19), com o número de espiras encontrado.

## A.2 Resultados e Discussões

A figura 21 mostra a curva de indutância:



**Figura 21 - Curva de indutância**

Pelo gráfico vemos que a indutância máxima, 2 H, ocorre para a tensão de 15 V. Enquanto que da figura 20 obtemos a constante de permeabilidade magnética máxima  $\mu = 5580 \cdot 4\pi 10^{-7}$  T.m/A. Em função dos valores obtidos encontramos o número de espiras através da equação:

$$N = \sqrt{\frac{2 \cdot 10,8 \cdot 10^{-2}}{5580 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 352 \cdot 10^{-6}}} \quad (43)$$

O valor encontrado para o número de espiras foi 296.

Com os valores de utilizados para determinarmos o número de espiras, obtemos a densidade de fluxo através da equação:

$$B = \frac{15\sqrt{2}}{2\pi 60 \cdot 352 \cdot 10^{-6} \cdot 296} \quad (44)$$

O valor encontrado é  $B = 0,54$  T. Pela curva da permeabilidade magnética, figura 20, percebemos que esse é um valor de densidade de fluxo magnético que fornece uma constante de permeabilidade magnética próxima do valor máximo, que foi o valor escolhido para determinarmos o número de espiras. Validando o método utilizado.

### **A.3 Conclusão**

Foi possível, através do método criado para a obtenção do número de espiras, determiná-la de forma simples e confiável. A confiabilidade do resultado se deve ao valor obtido para a densidade de fluxo magnético utilizando o número de espiras encontrado.

A etapa de maior dificuldade no processo de obtenção do número de espiras é levantar a curva da constante de permeabilidade magnética.

