

**WALDIBERTO DE LIMA PIRES**

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DAS PERDAS  
NO FERRO EM MOTORES DE INDUÇÃO  
ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE  
FREQUÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS**

**2008**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DAS PERDAS  
NO FERRO EM MOTORES DE INDUÇÃO  
ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE  
FREQUÊNCIA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**WALDIBERTO DE LIMA PIRES**

Florianópolis, Julho de 2008.

# **ESTUDO DO COMPORTAMENTO DAS PERDAS NO FERRO EM MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA**

WALDIBERTO DE LIMA PIRES

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Orientador

---

Prof<sup>a</sup>. Kátia Campos de Almeida, Dra.  
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Presidente

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.  
Co-Orientador

---

Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

---

Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.

---

Prof. Orlando Antunes, Dr.

“Para ser grande, sê inteiro: nada  
Teu exagera ou exclui.  
Sê todo em cada coisa. Põe quanto és  
No mínimo que fazes.  
Assim em cada lago a lua toda  
Brilha, porque alta vive.”

Ricardo Reis  
(Heterônimo de Fernando Pessoa)

Dedico este trabalho

Aos meus pais, que me forneceram bases sólidas para que eu pudesse ser quem sou hoje, sempre me incentivando a perseguir a evolução como ser humano, tanto no lado pessoal quanto no lado profissional. Oferecendo-me apoio nas glórias e alento nos momentos difíceis, ensinaram-me sobretudo os valores do equilíbrio, da honestidade e da simplicidade.

Aos meus irmãos e sobrinhos, que nunca deixaram de me oferecer apoio, respeito e carinho ao longo desta jornada chamada existência. Mais ou menos experientes, serviram e servem de exemplo para mim, proporcionando-me constante e invariavelmente grandes lições de vida.

E aos meus avós, que foram os primordiais responsáveis pela consubstanciação de tudo isso. Com esforço hercúleo e princípios inabaláveis proporcionaram a nós, decedentes seus, de maneira admiravelmente ética, a formação natural de boa índole e bom caráter. Mais do que as suas sábias palavras, foram os seus atos e posturas ao longo da vida que sempre nos guiaram.

A todos eles o meu amor incondicional.

## AGRADECIMENTOS

Ao Grucad, pela oportunidade e por todo o aprendizado que me proporcionou durante o período em que estive envolvido com o curso de mestrado. Em especial ao Prof. Nelson Jhoé Batistela, pela orientação, confiança e pelo fundamental auxílio prestado ao longo do desenvolvimento deste estudo, seja por meio das calorosas discussões que tivemos acerca dos temas abordados, seja por meio das valiosas sugestões dele, que possibilitaram a melhoria da abordagem utilizada.

À WEG, fomentadora deste curso de mestrado profissional, que além de ter viabilizado financeiramente o estudo, ainda forneceu toda a estrutura necessária para o seu desenvolvimento, tanto em termos de equipamentos quanto de recursos humanos.

Aos professores membros da banca examinadora, por seu interesse, dedicação e atenção em avaliar a dissertação e tecer críticas sempre construtivas relativas a ela, contribuindo decisivamente para a sua purificação e elevação de nível.

Ao Hugo Gustavo Gomez Mello, que além de amigo é um inestimável colega de trabalho, pelas freqüentes discussões travadas não apenas a respeito das questões relacionadas com este estudo, mas também relacionadas com outros assuntos, dos mais diversos interesses, sejam eles técnicos, filosóficos ou culturais.

Ao Samuel Santos Borges, colega de trabalho e grande amigo, por sua impecável contribuição a este trabalho particularmente no que diz respeito à determinação experimental das perdas mecânicas pelo método proposto, e pelas infinitas afinidades pessoais que nos aproximam.

Ao colega Marcos César Voltolini, que perdeu noites e finais de semana prestando seu apoio para a realização dos ensaios com os motores e mostrando sempre boa disposição, humor cortante e rigorosa correção técnica.

Ao Rubens Bernardes de Carvalho, colega de mestrado e de trabalho, que cooperou neste trabalho principalmente nos tópicos ligados à caracterização magnética dos materiais utilizados, mas que também interagiu com pertinentes e elucidativas discussões em torno dos aços utilizados e suas particularidades.

A todos os colegas do curso de Mestrado Profissional em Máquinas Elétricas Girantes e do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto da WEG Motores, que direta ou indiretamente contribuíram para a concretização desta dissertação.

A todos aqueles que, de alguma forma, material ou imaterialmente, tornaram possível a realização deste trabalho.

Meu sincero muito obrigado!

Resumo da Dissertação apresentada à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **ESTUDO DO COMPORTAMENTO DAS PERDAS NO FERRO EM MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA**

**Waldiberto de Lima Pires**

Maio/2008

ORIENTADOR: Professor Doutor Nelson Jhoe Batistela.

CO-ORIENTADOR: Professor Doutor Nelson Sadowski.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Eletromagnetismo e dispositivos eletromagnéticos.

PALAVRAS-CHAVE: Motores de indução, Conversores de frequência PWM, Acionamentos de velocidade variável, Perdas no ferro, Separação de perdas.

NÚMERO DE PÁGINAS: 151

Este trabalho propõe uma metodologia experimental para a avaliação das perdas no ferro de motores alimentados com tensão do tipo PWM. Dentre a enorme variedade existente hoje em dia de tipos de máquinas elétricas e conversores estáticos de frequência, este trabalho enfoca os motores de indução de gaiola trifásicos alimentados por conversores de frequência PWM com tensão imposta. Resultados de ensaios em vazio realizados com motores de indução trifásicos de diferentes potências e construídos com diferentes qualidades de laminações são apresentados e discutidos. Os motores foram alimentados primeiramente com tensão senoidal e posteriormente com tensão PWM, variando-se a frequência de operação em ambas as condições. O tratamento de dados para cada situação analisada seguiu basicamente o método IEEE-112 de separação de perdas em vazio, com algumas adaptações necessárias para que o método tradicional se adequasse às propostas deste estudo. Como resultado, as perdas no motor de indução, quando alimentado por dois tipos de fontes de tensão, senoidal e PWM, foram comparadas levando em conta também a variação de frequência.

Abstract of Dissertation presented to Federal University of Santa Catarina as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

# **STUDY OF THE BEHAVIOUR OF IRON LOSSES IN INDUCTION MOTORS FED BY STATIC FREQUENCY CONVERTERS**

**Waldiberto de Lima Pires**

May/2008

ADVISOR: Nelson Jhoe Batistela, Dr.

CO-ADVISOR: Nelson Sadowski, Dr.

AREA OF CONCENTRATION: Electromagnetism and electromagnetic devices.

KEYWORDS: Induction motors, PWM frequency converters, Variable speed drives, Iron losses, Loss segregation.

NUMBER OF PAGES: 151

This work proposes an experimental methodology for the evaluation of the iron losses in motors supplied with PWM voltage. Among the huge variety of modern electrical machines and PWM frequency converter types, this work focuses on three-phase cage induction motors fed by voltage source static frequency converters. Results of no-load tests accomplished with two groups of three motors are presented. Each group was formed by identical motors, except for the quality of their lamination steel. The motors have been separately fed by sinusoidal and PWM voltage supply, at varying operation frequencies. Adapting IEEE-112 method for each situation analysed, loss segregation have been carried out and the obtained results were compared. Thereby, the induction motor no-load losses could be verified taking into account both the nature of the voltage source, sinusoidal or PWM, and the operation frequency variation.



## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	Apresentação Geral e Objetivos do Trabalho.....	1
1.2	Magnetização e as Perdas Clássicas no Núcleo .....	3
1.3	A Forma de Onda PWM.....	4
1.4	Perdas Harmônicas de Alta Frequência.....	6
1.5	Considerações Finais .....	7
2	AS PERDAS ELETROMAGNÉTICAS .....	9
2.1	Exposição Inicial .....	9
2.2	Noções Fundamentais de Ferromagnetismo.....	10
2.2.1	Energia Armazenada no Campo Magnético.....	13
2.3	Perdas nos Condutores .....	15
2.4	Perdas no Núcleo Magnético – Regime Senoidal .....	17
2.4.1	Histerese (Perdas Estáticas).....	17
2.4.2	Correntes Induzidas de Foucault (Perdas Dinâmicas Clássicas).....	30
2.4.3	Perdas Anômalas (Perdas Dinâmicas Excedentes).....	35
2.5	Perdas no Núcleo Magnético – Regime PWM.....	36
2.5.1	Especificidades .....	36
2.5.2	Estado da Arte Segundo as Normas Internacionais.....	43
2.5.3	Estado da Arte Segundo Pesquisadores do Assunto.....	48
2.6	Comentários e Considerações Finais.....	59
3	SEPARAÇÃO DE PERDAS EM VAZIO PARA MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA.....	62
3.1	Introdução.....	62
3.2	Os Motores Ensaaiados e o Sistema de Ensaio .....	62
3.3	Metodologia Proposta – Adaptações do Método IEEE-112 de Separação de Perdas em Vazio .....	75
3.3.1	Perdas Mecânicas .....	76
3.4	Resultados Experimentais e Discussão .....	79
4	CONCLUSÃO.....	100

ANEXO 1 - FUNDAMENTOS DA VARIAÇÃO DA VELOCIDADE DOS MOTORES DE INDUÇÃO POR MEIO DE CONVERSORES ESTÁTICOS DE FREQUÊNCIA.....	105
A1.1 Variação de velocidade com motores de indução .....	105
A1.2 Características básicas dos conversores de frequência PWM .....	109
A1.3 Noções de PWM ( <i>Pulse Width Modulation</i> ) - Modulação por largura de pulsos .....	111
A1.4 Noções dos modos de controle dos conversores .....	116
ANEXO 2 - RELATÓRIOS DE ENSAIOS.....	120
ANEXO 3 - CLASSES DE RENDIMENTO .....	138
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	141

## LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1 - Circuito magnético com uma amostra de material ferromagnético [15]
- Figura 2.2 - Comportamento do fluxo em meios ferromagnéticos (saturação) [15]
- Figura 2.3 - Curva de magnetização  $B = f(H)$  [16]
- Figura 2.4 - Ciclo de histerese de um material ferromagnético com induções residuais  $B_r$ , [16]
- Figura 2.5 - Regiões de alta e baixa indução na curva  $B(H)$  [22]
- Figura 2.6 - Processo de magnetização do material sob o enfoque do balanço energético [23]
- Figura 2.7 - Circuito magnético com ímã [15]
- Figura 2.8 - Ilustração do processo de obtenção de laços  $B(H)$  com um material ferromagnético.
- Figura 2.9 - Laços  $B(H)$  obtidos com diferentes valores de  $H_{máx}$
- Figura 2.10 - Curva de histerese e curva de magnetização inicial típicas para um aço elétrico comercial. No detalhe, Figura 2.10a, curva de permeabilidade  $\mu$  x campo magnético para o mesmo aço, a qual provém da própria curva de histerese do material [23]
- Figura 2.11 - Curvas de magnetização típicas de materiais utilizados atualmente nos projetos de dispositivos eletromagnéticos [24]
- Figura 2.12 - Alinhamento dos domínios de Weiss pela presença de um campo externo [15]
- Figura 2.13 - Laço de histerese de um aço totalmente processado
- Figura 2.14 - Laço de histerese de um aço sem processamento tratado termicamente
- Figura 2.15 - Lâmina de material ferromagnético sob ação de indução variável [15]
- Figura 2.16 - Vista frontal da lâmina submetida à ação de indução variável [15]
- Figura 2.17 - Direção adotada para  $\vec{J}$  [15]
- Figura 2.18 - Composição das três componentes de perdas no ferro [23]
- Figura 2.19 - Inversor monofásico em ponte completa [28]
- Figura 2.20 - PWM senoidal a dois níveis. [23]
- Figura 2.21 - PWM a dois níveis: (a) Formas de onda de tensão, campo e indução e (b) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 5 Hz e índice de modulação igual a 0,8. (c) Formas de onda de tensão, campo e

indução e (d) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 11 Hz e índice de modulação igual a 0,5. [29]

Figura 2.22 - PWM senoidal a três níveis. [23]

Figura 2.23 - PWM a três níveis: (a) Formas de onda de tensão, campo e indução e (b) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 5 Hz e índice de modulação igual a 0,8. (c) Formas de onda de tensão, campo e indução e (d) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 11 Hz e índice de modulação igual a 0,5. [29]

Figura 2.24 - Perdas específicas em função da indução para diferentes técnicas de modulação. Resultados de ensaios de Epstein com material magnético de grão não orientado. (a)  $f_{\text{fundamental}} = 50$  Hz,  $f_{\text{comutação}} = 1$  kHz,  $m = 0,9$  [30]; (b)  $f_{\text{fundamental}} = 1$  Hz,  $f_{\text{comutação}} = 3$  Hz,  $m = 0,8$  [29]

Figura 2.25 - Exemplo de perdas medidas, em função da frequência e do tipo de alimentação (figura adaptada de [32])

Figura 2.26 - Influência da alimentação por conversor de frequência nas perdas de um motor de indução de gaiola operando com valores nominais de torque e rotação (figura adaptada de [33])

Figura 2.27 - Curva de redução de torque para tensões harmônicas (figura adaptada de [34])

Figura 2.28 - Formas de onda de tensão PWM a três níveis e sua indução correspondente [23]

Figura 2.29 - Forma de onda retangular

Figura 3.1 - Curva de perdas em função da indução para o material A

Figura 3.2 - Curva de perdas em função da frequência para o material A

Figura 3.3 - Curva de perdas em função da indução para o material B

Figura 3.4 - Curva de perdas em função da frequência para o material B

Figura 3.5 - Curva de perdas em função da indução para o material C

Figura 3.6 - Curva de perdas em função da frequência para o material C

Figura 3.7 - Curvas de magnetização típicas para os materiais utilizados neste estudo

Figura 3.8 - Valores típicos de permeabilidade relativa para os materiais utilizados neste estudo

Figura 3.9 - Formas de onda obtidas do quadro de Epstein utilizado neste estudo, frequência de 60 Hz e indução máxima de 0,8 T

- Figura 3.10 - Formas de onda obtidas do quadro de Epstein utilizado neste estudo, frequência de 60 Hz e indução máxima de 1,0 T
- Figura 3.11 - Formas de onda obtidas do quadro de Epstein utilizado neste estudo, frequência de 60 Hz e indução máxima de 1,5 T
- Figura 3.12 - Esquema de ensaio para obtenção direta das perdas mecânicas no motor
- Figura 3.13 - Perdas mecânicas dos três motores de 75 cv determinadas experimentalmente com auxílio de sensor de torque
- Figura 3.14 - Perdas mecânicas para os motores de 75 cv
- Figura 3.15 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço A
- Figura 3.16 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço B
- Figura 3.17 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço C
- Figura 3.18 - Perdas no ferro com fontes de alimentação senoidal e PWM, em várias frequências de operação, para os motores de 75 cv
- Figura 3.19 - Diferenças percentuais entre as perdas no ferro causadas nos motores de 75 cv pelas diferentes formas de onda da tensão de alimentação
- Figura 3.20 – Formas de onda medidas nos terminais do motor alimentado por conversor em 60 Hz. (a) e (b) Tensão de linha. (c) e (d) Tensão de fase.
- Figura 3.21 – Formas de onda de tensão de fase (a) e de linha (b) medidas nos terminais do motor na frequência de operação de 20 Hz.
- Figura 3.22 - Mesmos resultados contidos na Tabela 3.2, mas apresentados em unidades [J] x [Hz]
- Figura 3.23 - Relação perdas/frequência em função da frequência de operação e do tipo de alimentação
- Figura 3.24 - Aumento nas perdas causado pela alimentação PWM nos motores de 75 cv
- Figura 3.25 - Perdas no ferro com fontes de alimentação senoidal e PWM, em várias frequências de operação, para os motores de 5 cv
- Figura 3.26 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço A
- Figura 3.27 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço B

Figura 3.28 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço  
C

Figura 3.29 - Diferenças percentuais entre as perdas no ferro causadas nos motores de  
75 cv pelas diferentes formas de onda da tensão de alimentação

Figura 3.30 - Mesmos resultados contidos na Tabela 3.2, mas apresentados em unidades  
[J] x [Hz]

Figura 3.31 - Aumento das perdas causado pela alimentação PWM nos motores de 5 cv

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 3.1 - Valores de referência para os aços utilizados neste estudo

Tabela 3.2 - Perdas obtidas pelo método proposto com os motores de 75 cv

Tabela 3.3 - Perdas obtidas pelo método proposto com os motores de 5 cv

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Apresentação Geral e Objetivos do Trabalho

Desde a sua criação e patenteamento em 1889 pelo russo Dolivo Dobrowolski, contribuindo com os fantásticos avanços tecnológicos obtidos nos fins do século XIX - especialmente a criação dos campos magnéticos girantes em 1885 pelo italiano Galileo Ferraris e a aplicação de campos polifásicos na obtenção de máquinas elétricas de corrente alternada em 1887 pelo croata Nikola Tesla - os motores trifásicos de indução de rotor em curto circuito têm apresentado significativas melhorias e, graças principalmente às suas características de robustez, simplicidade, durabilidade e baixo custo, constituem-se atualmente nos mais amplamente utilizados em instalações industriais. Estima-se hoje, que aproximadamente de 40 a 60% da energia consumida pela indústria mundial esteja relacionada com o uso de motores de indução com rotor de gaiola de esquilo. Levando-se em consideração os setores industrial, comercial, rural e residencial, os motores de indução constituem-se em algo por volta de 90% de todos os motores utilizados, servindo-se a aplicações tão diversas quanto os acionamentos de bombas, compressores, ventiladores, equipamentos para processamento de produtos e manuseio de cargas, dentre outras [1,2,3,4].

Nas recentes décadas tem-se visto um número crescente de aplicações, nas quais motores e outros equipamentos elétricos são alimentados por fontes não senoidais. O avanço da eletrônica de potência tem permitido, no atual estado da arte, transformar o motor de indução em um servo, possibilitando seu uso com vantagens em aplicações em que haja necessidade de variação de velocidade e controle de posição com relativa precisão a custos menores do que outros métodos convencionais (por exemplo, sistemas mecânicos, sistemas hidráulicos, motores elétricos de corrente contínua, etc.), estendendo, assim, a predominância do uso desse tipo de tecnologia na indústria. Particularmente, os conversores com modulação por largura de pulsos (*PWM – Pulse Width Modulation*) já podem ser considerados uma solução padrão hoje em dia para regulação de tensão e frequência de motores de corrente alternada. As fontes do tipo



PWM, contudo, geralmente acarretam aumento de perdas, em comparação com as fontes senoidais, tanto nos condutores quanto no núcleo magnético dos equipamentos acionados (neste caso, os motores de indução). Nesse âmbito, as perdas adicionais nos enrolamentos podem ser computadas com base no conteúdo harmônico do sinal, levando em conta o efeito pelicular. Já o comportamento dos materiais magnéticos submetidos à tensão PWM é muito mais complexo, em função, dentre outros fatores, da não-linearidade da sua relação com a indução (densidade de fluxo magnético) e a frequência, da distorção harmônica da forma de onda do fluxo produzido e, especialmente, por se tratarem de motores, do fato de o fluxo ser diferente, em termos de magnitude, frequência e forma de onda, em cada parte ativa da máquina [5].

Atualmente não existem normas internacionais que estabeleçam metodologias para medição e avaliação das perdas causadas por fontes não senoidais. A inexistência de uma teoria estabelecida e largamente aceita acerca das perdas proporcionadas por formas de onda de tensão do tipo PWM, aliada à necessidade do uso de equipamentos especiais para as medições das grandezas elétricas envolvidas, assim como de recurso humano experiente para realizar de maneira adequada tais medições, de forma que possam ser confiáveis, complicam ainda mais essa tarefa [6]. Assim, para tentar resolver a questão os engenheiros projetistas de máquinas elétricas geralmente precisam lançar mão de sua experiência pessoal, utilizando-se, por exemplo, de hipóteses simplificadoras e de fatores de correção que não têm aplicação genérica. Portanto, para que procedimentos mais amplamente aceitos possam ser estabelecidos, é importante que sejam compreendidos os efeitos das formas de onda PWM - e, particularmente, dos parâmetros que as definem/caracterizam - sobre o desempenho dos materiais e equipamentos submetidos a esse tipo de fonte de alimentação.

Este trabalho tem como foco principal e objetivo geral investigar o comportamento dos motores de indução alimentados com tensão PWM operando em vazio. Como objetivos específicos, podem ser citados o conhecimento do estado da arte na determinação das perdas dos motores de indução alimentados por conversores estáticos de frequência nos aspectos teórico (métodos analíticos de predição de perdas – cálculos) e prático (procedimentos experimentais para a determinação das perdas – ensaios); o estudo dos modelos de perdas no ferro do motor de indução alimentado com tensão PWM e a realização de ensaios com motores assíncronos industriais para

determinar as perdas no ferro desses motores quando eles são alimentados por conversores estáticos de frequência de baixa tensão comerciais.

## **1.2 Magnetização e as Perdas Clássicas no Núcleo**

Para que o projeto de equipamentos eletromagnéticos, tais como máquinas elétricas (girantes ou não) e reatores, possa ser realizado de maneira adequada, é fundamental o conhecimento das perdas nos seus núcleos, os quais são geralmente constituídos por materiais ferromagnéticos. A busca por materiais magnéticos melhores é justificada pelas possibilidades de redução de tamanho e melhoria de desempenho (redução de perdas e de limitações relacionadas com a saturação magnética do material) dos equipamentos elétricos.

As perdas que ocorrem no núcleo magnético dos equipamentos elétricos serão abordadas mais detalhadamente no próximo capítulo. Aqui apenas uma ligeira explanação a seu respeito será feita, uma vez que se trata do assunto fundamental desta dissertação, constituindo-se no seu principal foco e não podendo, dessa forma, ser negligenciadas nesta introdução.

Quando um material magnético (como os que formam os núcleos dos motores elétricos) é magnetizado, primeiramente em um sentido e, posteriormente, em outro (por exemplo, pelo campo alternado induzido pelas correntes que circulam pelas bobinas dos motores de indução), energia é gasta por causa da fricção molecular no material. Ou seja, as moléculas do material resistem a esse movimento bidirecional de alternância de polaridade. Energia é despendida, portanto, no material, para que essa resistência seja superada. Essa perda ocorre em forma de calor e leva o nome de perda por histerese [7]. Um complicador na determinação deste tipo de perda existe, porém, em função da natureza girante do campo nos motores elétricos [8,9]. Deve-se considerar, nesse aspecto, que os fabricantes de chapas provêem curvas de perdas magnéticas sob fluxos alternados apenas. Nesse complexo processo (magnetização por rotação), as perdas inicialmente crescem com o aumento da indução para em seguida diminuírem de forma relativamente brusca. De qualquer forma, de maneira geral, as equações que exprimem tais perdas são compostas de parâmetros e fatores de correção que, via de regra, devem

ser determinados experimentalmente. Nesse âmbito, devem ser considerados ainda os diferentes processos de magnetização, que ocorrem em pontos distintos das máquinas, tais como as regiões dos dentes e da coroa [10, 11, 12, 13].

Conforme o campo de armadura (rotor do motor de indução) gira em um campo magnético, as partes do ferro da armadura cortam linhas de força, assim como o fazem seus condutores (gaiola de alumínio). Como o ferro é condutor de eletricidade, a força eletromotriz induzida no ferro ocasiona circulação de corrente pelo ferro. A ação de correntes parasitas induzidas nas chapas de aço produz calor (efeito Joule), dando origem às chamadas perdas por correntes de Foucault. A Lei de Faraday-Lenz estabelece que a variação do fluxo magnético induz uma força eletromotriz. Essa força eletromotriz, se induzida sobre um material metálico (condutor), propicia a circulação de corrente na sua superfície, sendo a mesma limitada apenas pela resistência elétrica do material. O calor despendido dessa forma por efeito Joule é indesejável e por isso é benéfico o aumento da resistência do caminho de circulação das correntes parasitas. Uma das maneiras de se conseguir isso é limitar o próprio caminho de circulação dessas correntes por meio da laminação (diminuição da espessura) do material. Por esse motivo é que os equipamentos eletromagnéticos são construídos usualmente com chapas finas (mas não a ponto de comprometer as propriedades mecânicas do material) e não por blocos maciços de material magnético. A redução das perdas por correntes parasitas pode ser obtida também pela adição de silício no aço, pois isso provoca a diminuição da condutividade (ou seja, aumento da resistividade) do material e, conseqüentemente, aumento da resistência elétrica do volume. A isolação (por meio de vernizes isolantes ou simplesmente da camada de óxido que se forma em decorrência de processos de tratamento térmico) entre as lâminas do pacote magnético é outro recurso eficaz e bastante utilizado pelos fabricantes de equipamentos eletromagnéticos para reduzir as perdas por correntes parasitas de Foucault.

### **1.3 A Forma de Onda PWM**

Diferentemente da forma de onda senoidal ideal, a qual é definida completamente por apenas dois parâmetros (frequência e amplitude) e cujo valor eficaz (*RMS – root mean square*) é internacionalmente adotado como referência no âmbito da

Engenharia Elétrica, para uma forma de onda PWM ser completamente caracterizada é necessária uma quantidade bem maior de informações. Em decorrência dos avanços tecnológicos da Eletrônica de Potência, a modulação por largura de pulsos hoje em dia pode ser implementada de diversas maneiras. Mas o método primordial de se obter esse tipo de modulação é por meio de contínuas operações de comparação de uma forma de onda modulante (usualmente senoidal) de frequência fundamental com uma forma de onda portadora (usualmente triangular) de frequência mais elevada. Assim, a onda PWM resultante consiste em um trem de pulsos de tensão com diferentes larguras, os quais compõem uma harmônica fundamental com a frequência da onda modulante mais um espectro harmônico de altas frequências relacionadas com a onda portadora. A frequência da portadora (frequência de comutação) tipicamente vale entre 10 e 100 ou mais vezes a frequência do sinal modulante (frequência fundamental ou de operação).

Os seguintes parâmetros caracterizam uma forma de onda PWM:

- **Índice de Modulação (m)**: Razão entre a amplitude da onda modulante e a amplitude da onda portadora. Para controle linear,  $0 \leq m \leq 1$ .

- **Tensão do barramento CC ( $V_{cc}$ )**: Valor médio da tensão de saída do circuito retificador. Tensão contínua do circuito intermediário do conversor.

- **Forma de onda modulante**: Geralmente é uma senóide pura, mas outras formas de onda podem ser adotadas, por exemplo, a adição da terceira harmônica, para que se aumente a amplitude da primeira harmônica (harmônica fundamental). Para conversores estáticos industriais de baixa tensão convencionais, a frequência fundamental de operação é geralmente limitada a valores em torno de 10% da frequência de comutação.

- **Frequência de comutação ( $f_s$ )**: Frequência da forma de onda portadora, a qual geralmente tem a forma triangular. A razão entre a frequência de comutação e a frequência da forma de onda modulante é denominada razão de modulação. Conforme esclarecido anteriormente, portanto, conversores de frequência comerciais de baixa tensão geralmente apresentam uma razão de modulação mínima igual a 10. No entanto, na prática a faixa mais comum para esse índice, em aplicações de baixa tensão, é entre

20 e 200 (ou mais). Valores inferiores a esses estão geralmente relacionados com aplicações de alta potência [14].

- **Técnicas de modulação:** Técnica adotada para os comandos das chaves eletrônicas de potência. Especialmente no caso de inversores monofásicos podem ser utilizadas diversas técnicas de chaveamento. Como o foco deste trabalho, porém, são os sistemas elétricos trifásicos, não será dada ênfase a esse aspecto.

Assim, uma fonte PWM pode produzir a mesma harmônica fundamental usando diferentes valores para os parâmetros acima. Por exemplo, uma mesma harmônica fundamental pode ser gerada a partir de diferentes valores de tensão no barramento CC e índice de modulação, de acordo com as limitações do circuito inversor. Esses parâmetros influenciam diretamente as perdas no ferro dos equipamentos acionados, pois o conteúdo harmônico do sinal resultante depende dos valores de índice de modulação, frequência de comutação, tensão no barramento CC e da própria técnica de modulação. Deve-se ter em mente, que o sistema motor+conversor é não linear.

## **1.4 Perdas Harmônicas de Alta Frequência**

Harmônicas temporais de alta frequência no sinal de entrada de motores de indução podem ocorrer tanto em função da alimentação do motor por meio de conversores estáticos (situação de maior interesse neste trabalho), em aplicações com variação de velocidade, quanto em função da existência de outros equipamentos eletrônicos conectados à mesma linha de potência AC, os quais podem poluir a rede de alimentação com harmônicas temporais de tensão.

Para conversores de tensão imposta, tais como os enfocados neste trabalho, o conteúdo harmônico da tensão fornecida e a sua distribuição no espectro de frequências dependem da estratégia de modulação adotada e da razão de modulação, conforme definições anteriormente feitas.

Para a avaliação das perdas adicionais causadas pelas harmônicas, aparentemente basta que sejam levadas em conta as perdas harmônicas em frequências

próximas à frequência de comutação (atualmente frequências de comutação de até 20 kHz podem ser consideradas típicas em aplicações industriais de baixa potência com motores de indução alimentados por conversores baseados em transistores IGBT). No entanto, para uma boa avaliação devem ser consideradas tanto as perdas nos condutores quanto as perdas no núcleo magnético [14]. Frequências de comutação elevadas tendem a reduzir as correntes harmônicas e, conseqüentemente, as perdas nos condutores, que estão associadas a elas. O ruído produzido pelo motor tende a decrescer também com o aumento da frequência de comutação. Em contrapartida, as harmônicas de fluxo de ordem superior podem acarretar aumento das perdas no núcleo. Além disso, para uma visão mais ampla do sistema de potência, deve-se ter em mente que as perdas de comutação no conversor de frequência PWM também podem aumentar com a elevação da frequência de comutação (há técnicas de comutação ditas suaves, que permitem a elevação da frequência de comutação sem necessariamente acarretar aumento de perdas na eletrônica de potência).

Assim, a frequência de comutação ótima depende de cada aplicação particular e está atrelada não apenas às perdas no conversor, mas também ao desempenho global do motor. Cabe dizer ainda que, principalmente com valores elevados de frequência de comutação, os efeitos de penetração de campos tanto nos condutores quanto no núcleo magnético não podem ser negligenciados.

## **1.5 Considerações Finais**

No intuito de conduzir o trabalho de maneira didática e ainda concisa, o texto desta dissertação está organizado da seguinte forma:

Neste primeiro capítulo foram apresentados o assunto de estudo e os conceitos básicos relacionados com ele. Os objetivos do trabalho foram também esclarecidos nesse capítulo.

No segundo capítulo discorre-se de maneira mais profunda sobre as perdas nos materiais magnéticos, explorando detalhadamente a sua composição e os fatores que as influenciam. Partindo da modelagem clássica dessas perdas, a qual se baseia em um

regime de alimentação puramente senoidal, abordam-se as modelagens propostas por diferentes pesquisadores do assunto para as perdas produzidas sob regime de alimentação com formas de onda do tipo PWM. Nesse capítulo é também apresentado o estado da arte segundo as principais normas internacionais que regem o acionamento de motores de indução por meio de conversores estáticos de frequência.

O terceiro capítulo constitui-se no de maior interesse desta dissertação, uma vez que aborda a metodologia proposta para a determinação experimental das perdas no ferro do motor de indução alimentado por conversor de frequência. Os resultados obtidos utilizando a metodologia proposta são apresentados e pormenorizadamente discutidos.

Finalmente, o quarto capítulo conclui todo o trabalho, resumindo os aspectos tratados, avaliando os resultados obtidos pelo método proposto e sugerindo trabalhos futuros que podem ser desenvolvidos como continuação deste.

## 2 AS PERDAS ELETROMAGNÉTICAS

### 2.1 Exposição Inicial

O processo de conversão da energia elétrica em energia mecânica nos motores elétricos, assim como em qualquer dispositivo eletromecânico, não é perfeito. Isso significa que nesse processo existem perdas, as quais geralmente, em última instância, são convertidas em calor. Nesse âmbito, embora façam parte do processo perdas de naturezas distintas, tais como as mecânicas (por exemplo, atrito nos mancais e relativas ao sistema de resfriamento) e as originadas por questões intrínsecas à fabricação dos equipamentos (por exemplo, concentrações de tensões mecânicas nos materiais decorrentes do processo de montagem, rebarbas ocasionadas pelo processo de estampagem, deterioração do isolamento das chapas durante a formação dos pacotes de chapas, etc.), neste trabalho dar-se-á enfoque principalmente às perdas de origem elétrica, uma vez que são essas as que estão mais diretamente relacionadas com a operação dos motores de indução em vazio, constituindo-se no tópico de interesse maior deste estudo e compreendendo a quase totalidade das perdas ocasionadas no motor, quando da operação sem acionamento de carga.

As perdas de origem elétrica são divididas basicamente em dois grupos, os quais aludem ao local onde as perdas acontecem dentro do dispositivo: nos condutores e no núcleo magnético. As perdas nos condutores são mais comumente referidas como perdas no cobre, uma vez que é desse material que se constituem os enrolamentos de excitação da grande maioria dos equipamentos elétricos comerciais e industriais. Similarmente, as perdas no núcleo em geral são referidas simplesmente como perdas no ferro. Como fenômenos variáveis no tempo, tais perdas inserem-se, no escopo do eletromagnetismo, nos domínios da magnetodinâmica. Considerando o universo da eletrotécnica, trabalham-se pois, essencialmente, com as seguintes formas locais simplificadas das equações de Maxwell [15]:

$$\nabla_x \vec{H} = \vec{J} \quad (2.1)$$



$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

Acompanhadas das seguintes relações constitutivas:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.4)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.5)$$

A constituição das perdas totais em um equipamento depende particularmente do tipo da estrutura de que se trata. A experiência mostra que em motores industriais assíncronos de baixa tensão, foco deste trabalho, normalmente predominam as perdas por efeito Joule nos condutores sobre as perdas no ferro. Essa aproximação, contudo, é grosseira, podendo-se constituir em uma inverdade técnica, principalmente à medida que se aumenta o tamanho da máquina de interesse. A alimentação não senoidal, também foco deste trabalho, é outro fator que influencia sensivelmente a composição das perdas no motor, uma vez que contém grande quantidade de frequências harmônicas de tensão de ordem superior, as quais podem provocar considerável aumento das perdas no ferro mesmo em máquinas de pequeno porte.

## 2.2 Noções Fundamentais de Ferromagnetismo

Sendo a densidade de fluxo (ou indução magnética)  $\vec{B}$  provocada por um campo vetorial, que resulta do rotacional de um potencial vetor magnético, pode-se calcular seu fluxo  $\phi$ , denominado fluxo magnético, através de uma superfície aberta  $S$  conforme (2.6).

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2.6)$$

A permeabilidade  $\mu$  de um meio expressa a sua capacidade intrínseca de ser mais ou menos susceptível à passagem de fluxo magnético. De acordo com (2.4), quanto maior a permeabilidade do meio (H/m), maior a sua indução (T), e, portanto, maior o fluxo (Wb) passando por sua seção transversal  $S$  (m<sup>2</sup>), para a mesma intensidade de campo magnético (A/m). O nome “indução” advém do fato de que essa grandeza expressa a capacidade de se induzir fluxo em determinado meio, ou seja, pode-se dizer, literalmente, que um meio que induz mais fluxo é porque o permite mais. Portanto, altas induções estão associadas a valores altos de permeabilidade. A permeabilidade do ar, convencionalmente referida como  $\mu_0$ , vale  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m. O conceito de permeabilidade relativa, definido conforme (2.7), é usualmente utilizado para facilitar a caracterização de outros materiais.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.7)$$

Assim, a permeabilidade relativa é um número adimensional e o que caracteriza o ar vale aproximadamente 1. Certos materiais utilizados na engenharia de equipamentos elétricos, como os aços com dopagem de silício, chegam a possuir valores de permeabilidade relativa da ordem de  $10^6$  [15].

Materiais diamagnéticos possuem permeabilidade relativa pouco abaixo de 1. Exemplo é o cobre, que possui  $\mu_r \approx 0,999991$ . Outros exemplos típicos são o ouro, a prata e o mercúrio, que possuem  $\mu_r$  da mesma ordem de grandeza. A rigor, se um material desse for colocado sob ação de um campo uniforme, o fluxo tenderá a passar preferencialmente pelo ar, que é um meio mais permeável. Na prática, porém, pode-se considerar que a permeabilidade relativa desses meios é igual à unidade, uma vez que o efeito dessa pequena diferença (desvio de fluxo) será pequeno e dificilmente mensurável [15].

Similarmente existem os materiais paramagnéticos, que possuem permeabilidade relativa muito próxima, mas acima, de 1. Na prática, pode-se considerar também que  $\mu_r = 1$  nesses casos, pois os efeitos paramagnéticos são geralmente desprezíveis. Exemplo clássico de material paramagnético é o alumínio, que possui  $\mu_r \approx 1,00000036$  [15].

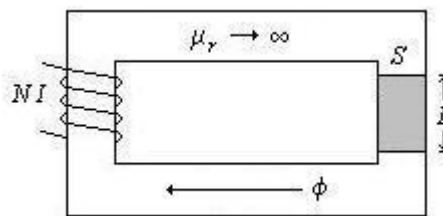
Materiais ferromagnéticos são aqueles cuja permeabilidade magnética relativa possui valor muito superior ao do ar, ou seja,  $\mu_r \gg 1$ . Por esse motivo, são de extrema importância nos projetos de dispositivos eletromagnéticos. Outras duas características fundamentais dos materiais ferromagnéticos, que não podem ser negligenciadas, além da permeabilidade, são a temperatura Curie e a saturação.

A primeira trata-se de um valor térmico crítico, particular de cada material, que se ultrapassado faz com que o meio perca as suas propriedades ferromagnéticas e passe a se comportar de maneira paramagnética. Para o ferro, por exemplo, a temperatura Curie fica em torno de 770 °C [15].

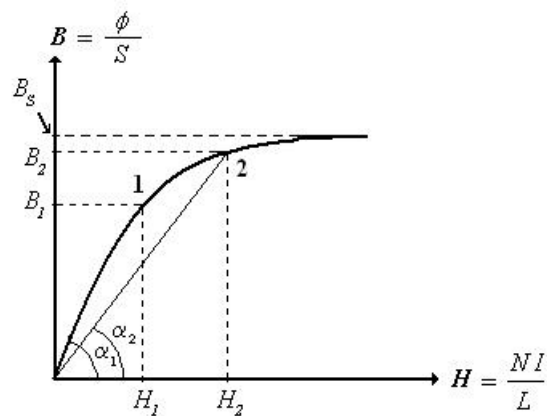
A segunda diz respeito ao fenômeno da não-linearidade de  $\mu_r$ , que depende da intensidade (ou módulo) do campo magnético  $\vec{H}$  aplicado no material. Para auxiliar a compreensão desse fenômeno, na Figura 2.1 está ilustrado um circuito magnético constituído basicamente de um material com elevado valor de  $\mu_r$ , mas no qual está inserida uma amostra do meio ferromagnético que se deseja caracterizar. A partir de (2.1) e (2.6) obtêm-se duas relações importantes,  $H=NI/L$  e  $B=\phi/S$  (essa explica o porquê de  $B$  ser também denominada “densidade de fluxo”), que juntas evidenciam a possibilidade de se medir a corrente -  $I$  - imposta na bobina e o fluxo -  $\phi$  - que atravessa o meio. Percebe-se que para baixos valores de  $I$  o aumento de  $\phi$  ocorre de maneira praticamente linear. Mas conforme se aumenta  $I$ , a partir de certo valor de  $\phi$ , esse passa a aumentar não mais na mesma proporção, mas de maneira muito menos pronunciada. Como  $B$  e  $H$  são diretamente proporcionais a  $\phi$  e  $I$ , respectivamente, chega-se ao gráfico ilustrado na Figura 2.2 [15].

O valor  $B_S$  indicado na figura é comumente denominado “indução de saturação”. A partir desse ponto, como se pode notar, precisa-se aumentar muito o campo magnético (ou, de outra forma, a corrente de excitação) para que haja um pequeno aumento de fluxo. Importante observar também, que sendo  $\mu$  a constante de proporcionalidade entre  $B$  e  $H$ , a tangente do ângulo  $\alpha$  resulta na permeabilidade do meio para o valor de indução considerado. Percebe-se, assim, que a saturação magnética do material implica diminuição de permeabilidade.

É interessante destacar que a caracterização dos materiais magnéticos de maneira mais ampla deve ser feita sempre por meio da curva  $B(H)$ . A curva  $\phi(I)$  seria outra possibilidade para o mesmo fim, porém, relativamente restrita, no sentido em que necessariamente traria implícitos os parâmetros dimensionais (seção transversal  $S$ , número de espiras de excitação  $N$ , comprimento  $L$ ) particulares à estrutura utilizada na caracterização do meio. Por esse motivo, é a curva  $B(H)$  que os fabricantes de chapas fornecem usualmente, de forma que as informações ali contidas sejam válidas para quaisquer formas e tamanhos de amostras do material.



**Figura 2.1 - Circuito magnético com uma amostra de material ferromagnético [15]**



**Figura 2.2 - Comportamento do fluxo em meios ferromagnéticos (saturação) [15]**

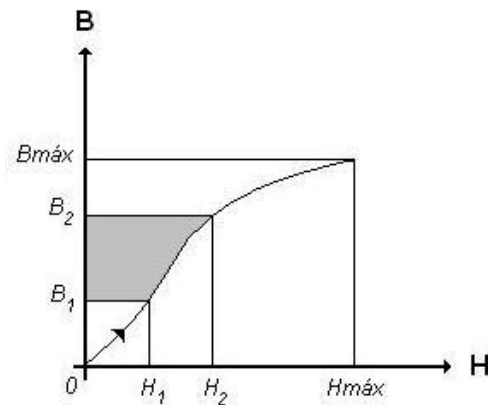
### 2.2.1 Energia Armazenada no Campo Magnético

A energia, por unidade de volume, absorvida em uma região de campo magnético de intensidade  $\vec{H}$  e indução  $\vec{B}$  é dada pela integral (2.8). Essa energia é absorvida da fonte elétrica de excitação, a qual fornece a corrente de magnetização e,

portanto, a força magnetomotriz necessária ao estabelecimento da intensidade de campo  $H$ .

$$W = \int_{B_1}^{B_2} \vec{H} \cdot d\vec{B} \quad (2.8)$$

Na curva de magnetização de um material ferromagnético ainda desmagnetizado, essa energia é representada pela área hachurada da Figura 2.3. O acréscimo de intensidade de campo,  $(H_2 - H_1)$ , é necessário para provocar o aumento de indução,  $(B_2 - B_1)$  [16].

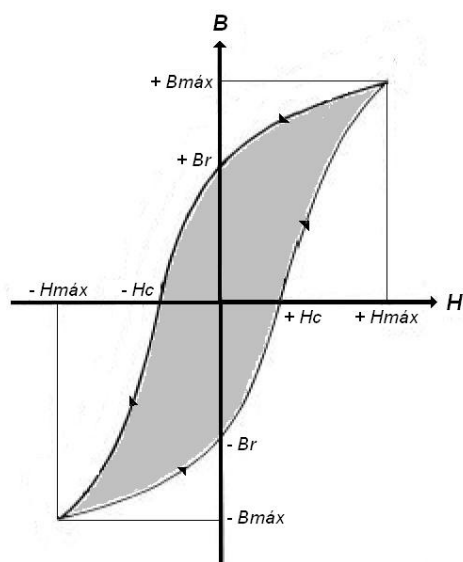


**Figura 2.3 - Curva de magnetização  $B = f(H)$  [16]**

Os materiais magnéticos, além de serem não lineares, conforme visto no item interior, quando submetidos a uma magnetização cíclica, simétrica em relação à origem, apresentam um comportamento histerético como o apresentado na Figura 2.4 [16].

Como se pode notar, se a figura da histerese não tivesse espessura, isto é, se fosse reduzida a uma linha como a da Figura 2.3, a integral de  $H dB$  sobre um ciclo de excitação completo seria nula. Isso significaria que toda a energia absorvida da fonte estaria sendo armazenada no campo magnético durante a magnetização ( $B$  crescente) e devolvida na desmagnetização ( $B$  decrescente), não havendo, dessa forma, consumo de energia. No entanto, de fato a sua espessura não é nula (ou seja, a curva de magnetização não coincide com a curva de desmagnetização) e dessa forma a integral de  $H dB$  não resulta nula, mas representa a diferença entre a energia absorvida e a energia devolvida para a fonte de excitação em um ciclo completo de magnetização,

equivalendo, graficamente, à área interna do ciclo de histerese ilustrado na Figura 2.4. Essa é a energia consumida pelo material, de forma irreversível, para vencer a reação interna das partículas do material ferromagnético de se orientarem magneticamente em um e outro sentido, forçadas pela excitação externa [16]. Uma abordagem mais detalhada desse tópico será feita no item 2.4.1 deste trabalho.



**Figura 2.4 - Ciclo de histerese de um material ferromagnético com induções residuais  $B_r$ , [16]**

### 2.3 Perdas nos Condutores

A determinação das perdas nos condutores de um dispositivo elétrico pode ser feita de maneira relativamente simples, assumindo-se que não haja perdas por correntes induzidas nos mesmos e limitando-se, dessa forma, à consideração das perdas por efeito Joule nos enrolamentos (sejam eles de cobre, alumínio, latão, ou de qualquer outro material bom condutor). Utilizando-se fios de pequena bitola pode-se negligenciar, sem muito prejuízo para a precisão dos cálculos, os efeitos de proximidade [17, 18, 19, 20] e de profundidade de penetração [15, 17, 18]. O primeiro diz respeito ao fenômeno do aumento da resistência elétrica do condutor isolado pelo confinamento da distribuição de corrente alternada em porções da sua seção, ou seja, o adensamento não uniforme da corrente no condutor, por influência de correntes parasitas induzidas pelos condutores adjacentes a ele, especialmente em altas frequências. O segundo trata-se também de um

fenômeno de aumento da resistência elétrica do condutor, acarretando nesse caso atenuação de correntes na seção transversal do fio, e que também depende da frequência do sinal, da permeabilidade e da condutividade do material. Para um sinal com frequência de 60 Hz no cobre, a profundidade de penetração gira em torno de 8,5 a 9,0 mm, valor bem superior à espessura (ou, no caso de seção circular, diâmetro) dos fios geralmente aplicados em motores elétricos de baixa tensão. Para o alumínio esse valor é ainda maior, girando em torno de 10,5 mm.

Uma vez conhecidos o valor da resistência  $R$  das bobinas e a magnitude da corrente elétrica que circula por elas, as perdas nos condutores poderão ser computadas por meio da equação (2.9) no caso de corrente contínua. No caso de corrente alternada, como a que circula pelas bobinas dos motores de indução, o valor instantâneo das perdas Joule nos condutores passam a ser computadas por (2.10).

$$P_J = RI^2 \quad (2.9)$$

onde,

$P_J$  = Perdas Joule na bobinas [W]

$R$  = Valor da resistência elétrica das bobinas [ $\Omega$ ]

$I$  = Valor da corrente contínua que circula pelas bobinas [A]

$$P_J(t) = RI(t)^2 \quad (2.10)$$

No caso de ser puramente senoidal a corrente alternada em questão, do tipo  $I(t) = I_0 \text{sen} \omega t$ , onde  $I_0$  é a amplitude da corrente e  $\omega$  é a pulsação, o valor médio da perda é  $\overline{P_J} = RI_0^2 / 2$  (lembrando que o valor médio do quadrado da função seno é  $1/2$ ). Mas nos casos em que  $I(t)$  é uma função que varia no tempo de maneira não senoidal, para que se encontre o valor médio das perdas nos condutores deve-se proceder a integração de  $P(t)$  no tempo e dividir o resultado pelo período de integração  $T$ , conforme (2.11) [15].

$$\overline{P_J} = \frac{1}{T} \int_T RI(t)^2 dt \quad (2.11)$$

Em função do conteúdo harmônico da tensão PWM, existem perdas adicionais nos enrolamentos dos motores acionados por conversores estáticos. Essas podem ser computadas com base no conteúdo harmônico do sinal, levando em conta o efeito de barras profundas ou efeito pelicular [5, 21] - jargão comumente usado na indústria para os efeitos de penetração de campo - que nesse caso não pode mais ser negligenciado, pois o sinal PWM envolve valores elevados de frequência.

## **2.4 Perdas no Núcleo Magnético – Regime Senoidal**

### **2.4.1 Histerese (Perdas Estáticas)**

A palavra ‘histerese’ deriva do termo que significa ‘retardo’ em grego antigo, indicando a tendência de um material ou sistema conservar suas propriedades na ausência do estímulo que as gerou. Podem-se encontrar diferentes manifestações desse fenômeno, inclusive no caso de propriedades mecânicas. No âmbito do Eletromagnetismo e da Engenharia Elétrica o fenômeno chamado de histerese magnética é de fundamental importância, uma vez que afeta decisivamente o comportamento dos materiais sujeitos a campos e, por consequência disso, o consumo de energia pelos equipamentos eletromagnéticos.

Um material ferromagnético, quando submetido a um campo magnético externo, sofre o fenômeno de magnetização, que compreende basicamente dois processos: o crescimento dos domínios cujos momentos magnéticos estão alinhados com o campo externo e a rotação dos domínios magnéticos desalinhados na direção do campo externo. Quando esses processos estão terminados em todas as regiões imantadas, diz-se que o material atingiu a saturação magnética. A saturação magnética constitui-se em uma limitação física das linhas de fluxo que podem atravessar o circuito magnético e é uma característica própria de cada material particular.

Na região em que os valores de indução são mais baixos, o processo predominante é o de deslocamento de domínios e a energia utilizada nesse processo é perdida. Na região em que os valores de indução são mais altos, o processo



predominante é o de rotação de domínios e esse é tido classicamente como conservativo, ou seja a energia utilizada é devolvida à fonte, como mostram a Figura 2.5 e a Figura 2.6. Pode-se entender, dessa forma, o sentido físico da representação da energia despendida no material, ou seja, a perda no ferro propriamente dita, ao se proceder uma magnetização cíclica completa, pelo valor equivalente à área interna do laço  $B(H)$ . Essa parcela de energia varia em função da composição química do material analisado, suas impurezas e tamanhos de grãos, e da intensidade do campo externo aplicado (portanto, dos níveis de indução no material). Além disso, deve-se levar em conta que fatores como a adição de carbono na fabricação do aço, o tratamento a frio e imperfeições do material podem também acarretar aumento das perdas em um material ferromagnético.

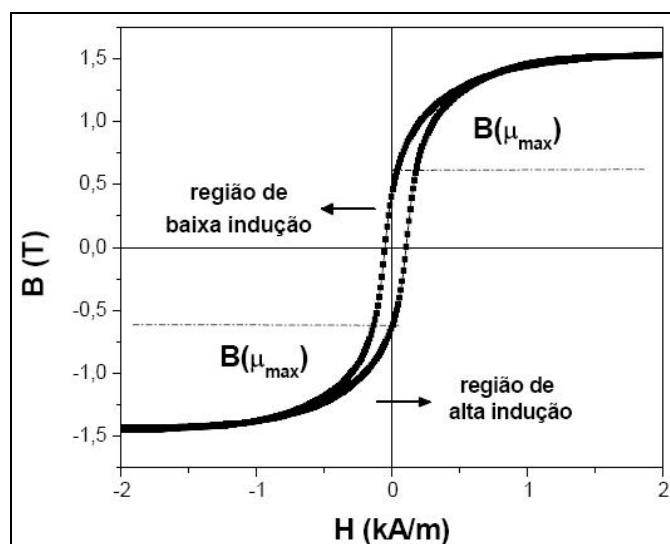


Figura 2.5 - Regiões de alta e baixa indução na curva  $B(H)$  [22]

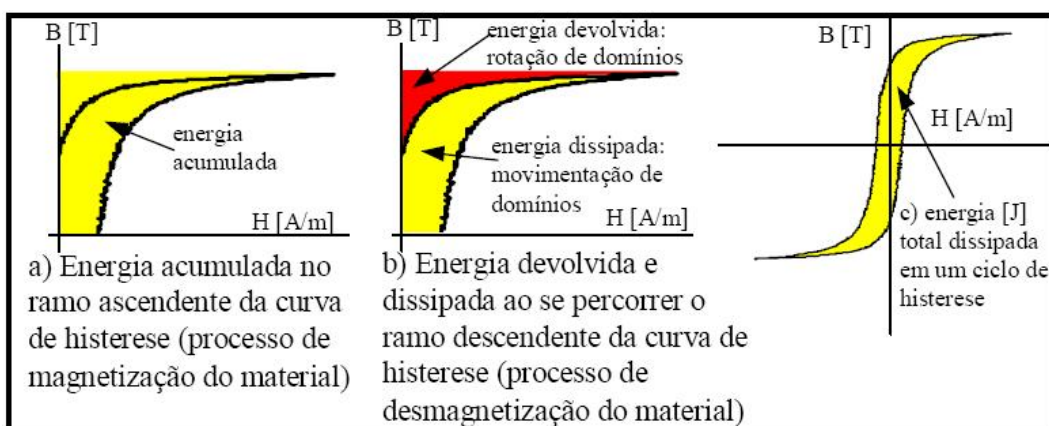
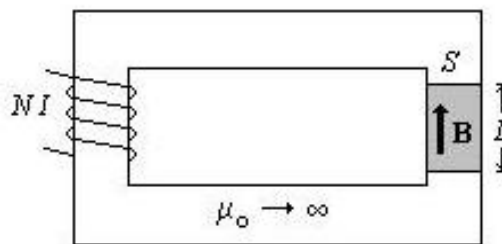


Figura 2.6 - Processo de magnetização do material sob o enfoque do balanço energético [23]

Substâncias ferromagnéticas caracterizam-se por sua anisotropia magnética, propriedade pela qual se torna mais ou menos fácil magnetizar os seus monocristais, dependendo da direção do campo aplicado. O processo de magnetização do material é caracterizado pelas chamadas curvas de magnetização  $B=f(H)$ , conforme mencionado anteriormente. De acordo com (2.4), a permeabilidade magnética  $\mu$  (em Henry/metro) de um material representa um fator de proporcionalidade entre a densidade de fluxo magnético - ou indução -  $B$  (em Tesla) e a intensidade do campo magnético - ou força magnetizante -  $H$  (em Ampères/metro). No entanto, a permeabilidade do material geralmente não é constante, ou seja,  $B$  não é uma função linear de  $H$ , tornando, dessa forma, a representação do processo de magnetização de um material por sua curva  $B(H)$  mais interessante do que simplesmente pelo valor da permeabilidade.

O material magnético ideal não apresentaria saturação e nem ocasionaria perdas de energia na presença de fluxos alternantes. Mas como praticamente não existem materiais ideais na natureza, os aços utilizados em engenharia inevitavelmente apresentam permeabilidade magnética finita e saturação (ou seja, a magnetização do material atinge um valor máximo), perdas decorrentes da sua magnetização por fluxos alternados, dentre outros aspectos que ocasionam perdas, que serão abordadas adiante, como as perdas dinâmicas (correntes induzidas de Foucault e perdas anômalas ou excedentes).

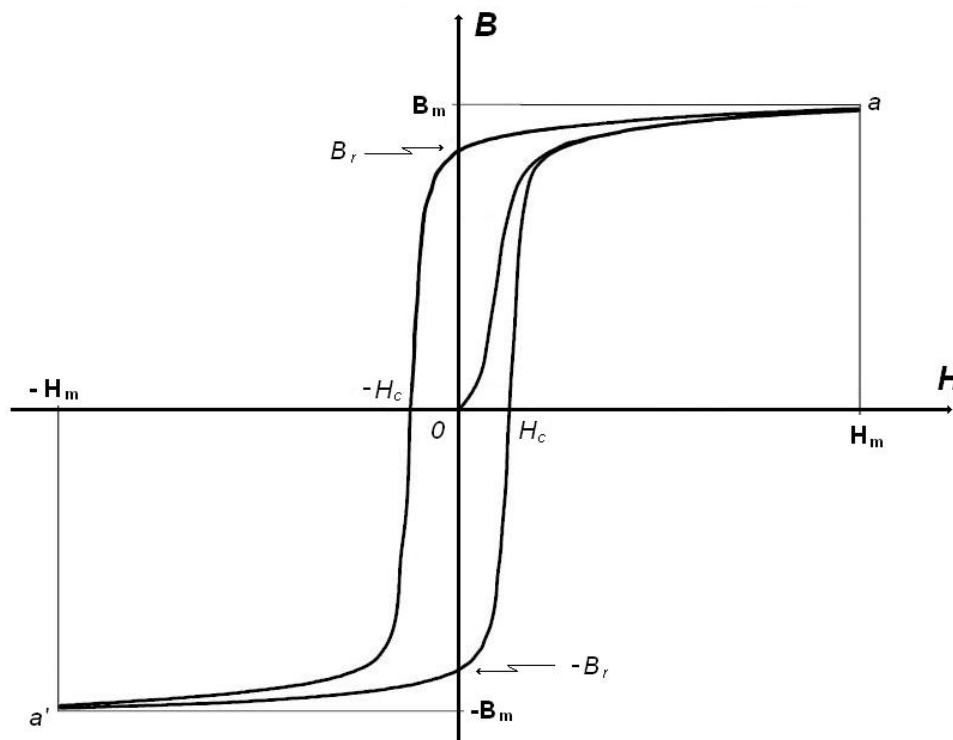
Para ilustrar o processo de magnetização (ou imantação) e a obtenção da curva de magnetização de um material, seja considerado o circuito magnético simples da Figura 2.7, o qual é constituído por material ferromagnético de alta permeabilidade e que possui em seu entreferro material duro inicialmente desmagnetizado. O campo magnético  $H$  criado no entreferro (ou seja, no ímã) é proporcional à corrente  $I$ , que circula pelas  $N$  espiras da bobina, uma vez que  $H=NI/L$ , como pode ser demonstrado a partir de (2.1). Além disso, a indução  $B$  (densidade de fluxo) no ímã é proporcional ao fluxo magnético  $\Phi$ , uma vez que  $B = \Phi / S$ .



**Figura 2.7 - Circuito magnético com ímã [15]**

A Figura 2.8 ilustra como se dá a obtenção dos laços  $B(H)$  para o material ferromagnético. Inicialmente, agindo sobre a corrente  $I$ , faz-se com que o material seja submetido a um campo  $H$  crescente, que vai de zero até um valor máximo  $H_m$  (trecho  $0-a'$ , chamado curva de magnetização inicial). Se  $H_m$  aplicado for de valor suficientemente alto, o material entrará na região de saturação técnica e a partir deste ponto o aumento do campo produzirá variações muito pequenas de magnetização, uma vez que a indução no material já estará próxima de seu nível máximo. Reduzindo-se então a corrente nas bobinas de excitação até que  $I=0$ , o campo  $H$  é reduzido novamente a zero (trecho  $a-Br$ ) e o material manterá um magnetismo residual, em função dos processos irreversíveis de magnetização pelos quais passou. Em  $H=0$ ,  $B=Br$  e leva o nome de remanência. Cabe aqui um comentário a respeito desta característica intrínseca dos materiais magnéticos duros (ímãs permanentes), que é a sua capacidade de armazenar uma remanência considerável. Devido a essa característica do ímã, neste exemplo há circulação de fluxo pelo circuito magnético mesmo após a corrente ser eliminada nas bobinas. O fenômeno da remanência será abordado mais detalhadamente nos parágrafos seguintes. Retornando ao processo de caracterização magnética do material, volta-se então a aplicar corrente nas bobinas, mas em sentido contrário ao inicial, fazendo  $H$  crescer no sentido contrário ao inicialmente aplicado, até que  $B$  seja reduzido a zero. Nesse ponto,  $H$  leva o nome de coercitividade (o fluxo do ímã é idêntico em módulo, mas contrário em sentido, ao fluxo gerado pela corrente na bobina, resultando, portanto, em fluxo nulo no circuito magnético). Prosseguindo com o aumento de  $H$  nesse mesmo sentido até que o valor  $-H_m$  seja atingido - podendo nesse ponto ser atingido o valor de saturação no sentido oposto ao originalmente alcançado, se o campo for suficientemente alto - e depois diminuindo-se novamente o valor do campo em módulo até que ele se anule, um novo valor de remanência, com sentido contrário à primeira, é obtido no ponto  $B=-Br$ . Aumentando-se então novamente o campo no

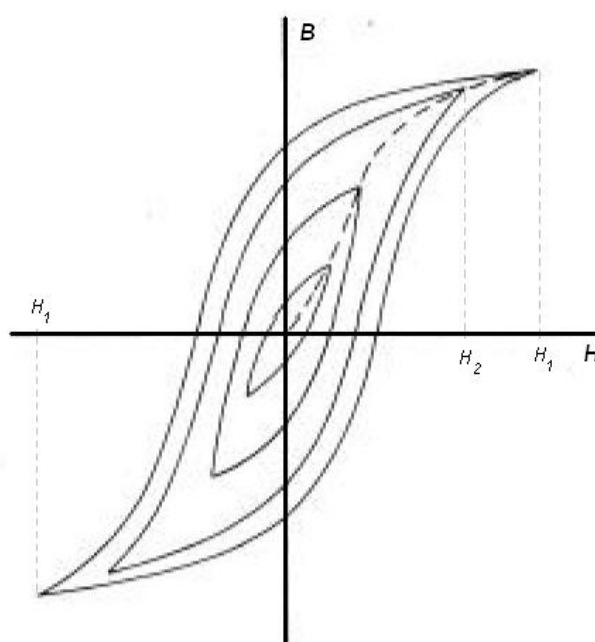
sentido positivo, a magnetização passa por zero em  $H=+H_c$  e, continuando-se a aumentar o campo no sentido positivo, atinge o valor de saturação na direção de saturação original, fechando o ciclo completo. Diz-se então que se completou a magnetização cíclica e essa curva leva o nome de laço  $B(H)$ .



**Figura 2.8 - Ilustração do processo de obtenção de laços  $B(H)$  com um material ferromagnético.**

É importante esclarecer que as curvas  $B(H)$  não devem ser confundidas com a curva de histerese do material. O laço  $B(H)$  obtido em ensaio depende do valor do campo magnético aplicado, assim o mesmo material ferromagnético pode apresentar diferentes laços  $B(H)$ , dependendo do nível de saturação da chapa, conforme mostra a Figura 2.9. Ligando os vértices dos laços  $B(H)$  simétricos obtidos para um mesmo material, encontra-se a chamada curva de magnetização normal (linha tracejada na Figura 2.9), a qual é geralmente empregada no projeto de equipamentos eletromagnéticos. Mas o chamado ciclo de histerese do material, laço cuja área interna de fato representa as perdas no material pelo fenômeno da histerese, é único, compreendendo o laço  $B(H)$  resultante de ensaio quando o máximo valor de indução possível na chapa é obtido e quando a frequência de operação é “quase estática” (isto é, muito próxima de zero, por exemplo, 1 Hz ou menos). Essa condição relativa à

freqüência de ensaio deve ser atendida da melhor forma possível (ou seja, o ensaio deve ser realizado com uma freqüência tão baixa quanto possível), para que a determinação experimental das perdas histeréticas no material ferromagnético seja feita de maneira adequada, uma vez que freqüências maiores acarretam outros tipos de perdas no material, as provenientes de correntes induzidas no material magnético, denominadas correntes de Foucault, que serão abordadas adiante e, dessa forma, o laço  $B(H)$  resultante do ensaio contemplará não apenas as perdas por histerese, mas também essas outras parcelas de perdas no material.

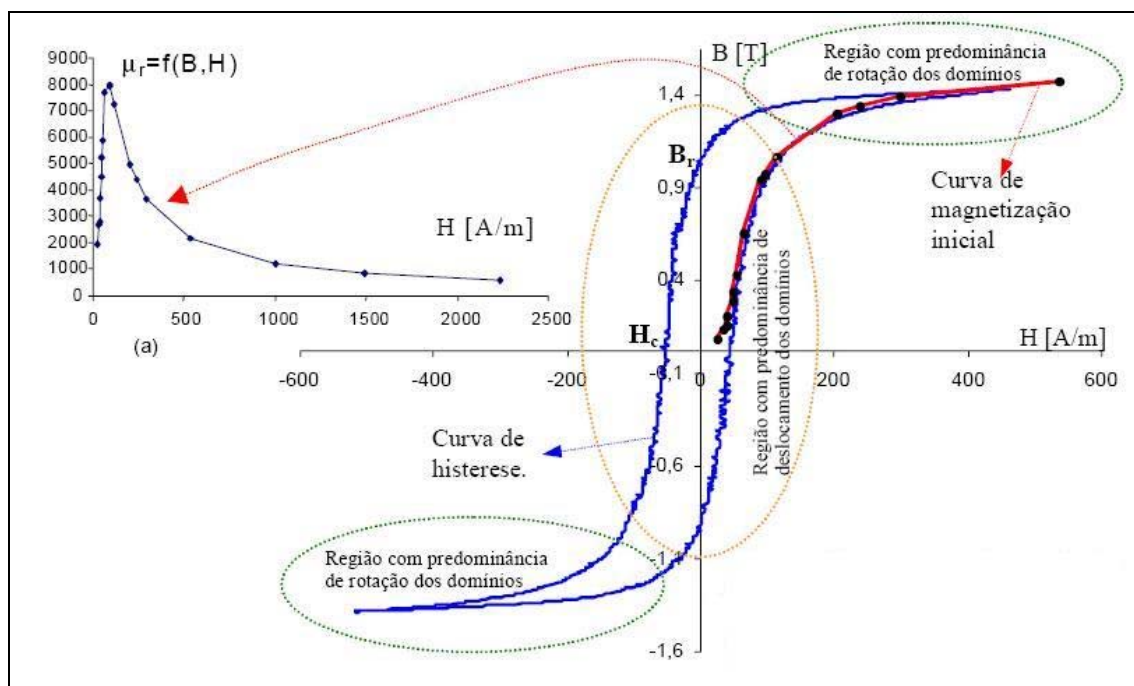


**Figura 2.9 - Laços  $B(H)$  obtidos com diferentes valores de  $H_{\text{máx}}$**

No caso particular do laço  $B(H)$  que representa a curva de histerese do material, o valor da coercitividade chama-se campo coercitivo e, assim como a própria curva de histerese, esse valor é único para cada material. Similarmente, o valor da remanência na curva de histerese leva o nome de indução remanente, a qual também é única para cada material, servindo-se inclusive como um dos parâmetros utilizados pelos fabricantes de materiais magnéticos para a caracterização e especificação do material.

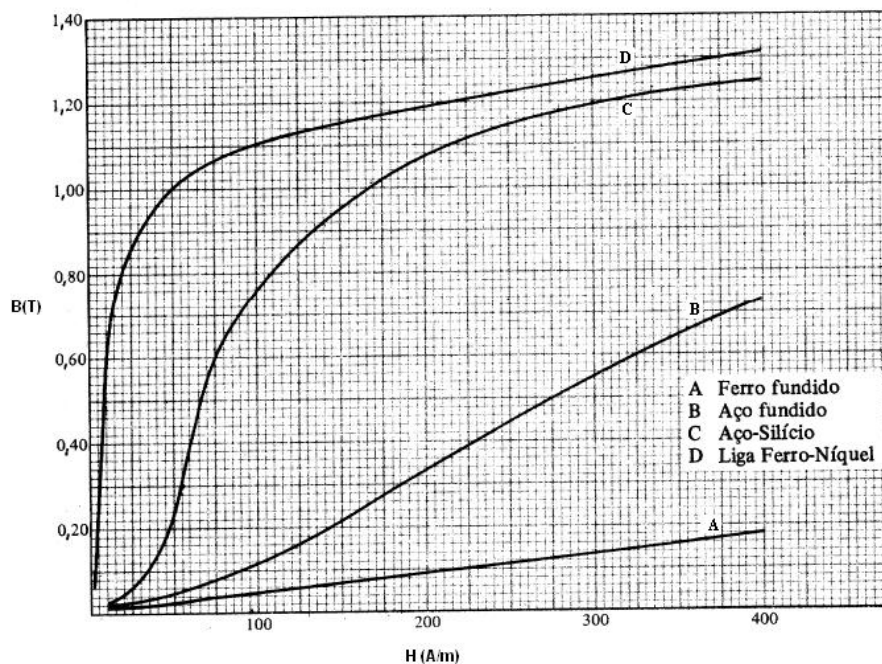
A Figura 2.10 mostra um exemplo de ciclo de histerese obtido experimentalmente na freqüência de 1 Hz para um aço elétrico comercial e a sua curva de magnetização inicial obtida com os valores máximos de indução e campo magnético.

Em destaque, na Figura 2.10a, é apresentada a curva da permeabilidade relativa  $\mu_r$  em função do campo magnético para o mesmo material. Como se percebe, um material inicialmente desmagnetizado apresenta um certo valor de  $\mu_r$ . Conforme o material é magnetizado,  $\mu_r$  cresce rapidamente até atingir um máximo, que tipicamente ocorre próximo da região de início do joelho da curva de magnetização inicial, para depois voltar a decrescer de maneira menos acentuada, à medida que o material adentra à região de saturação.



**Figura 2.10 - Curva de histerese e curva de magnetização típicas para um aço elétrico comercial. No detalhe, Figura 2.10a, curva de permeabilidade x campo magnético para o mesmo aço, a qual provém da própria curva de histerese do material [23]**

Na Figura 2.11 são apresentadas curvas de magnetização típicas de materiais comumente utilizados hoje em dia no projeto de equipamentos eletromagnéticos.

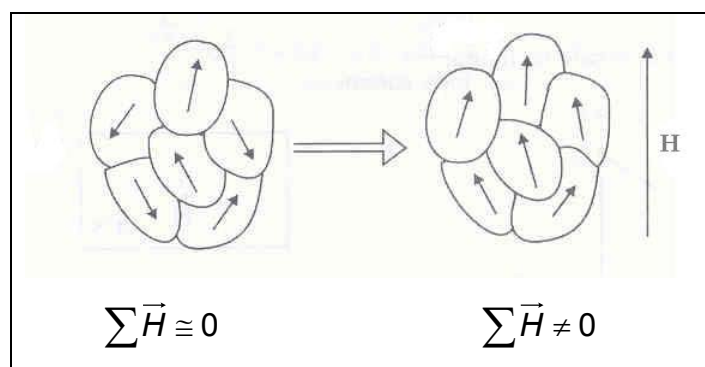


**Figura 2.11 - Curvas de magnetização típicas de materiais utilizados atualmente nos projetos de dispositivos eletromagnéticos [24]**

É interessante observar, que diferentemente da prática de anos atrás, atualmente os dispositivos eletromagnéticos em geral são projetados para operar na região próxima do joelho da curva de magnetização, isto é, onde a relação entre fluxo magnético no material e a força magnetomotriz necessária para criá-lo deixa de ser linear. Isso é feito por questões de custo de produção (melhor utilização do material), uma vez que assim o tamanho e o volume do dispositivo são otimizados. Por outro lado, esse comportamento por parte dos fabricantes de equipamentos elétricos tem fundamento também na crescente ênfase dada à consciência ecológica, tema bastante em voga hoje em dia. Assim, além, é claro, da própria evolução dos materiais com o passar dos anos, esse fato ajuda a explicar o porquê de equipamentos antigos serem via de regra mais volumosos e robustos do que equipamentos modernos que se servem para o mesmo fim.

Para ilustrar o fenômeno da remanência magnética, o qual está diretamente relacionado com as perdas por histerese em um material ferromagnético, considere-se a Figura 2.12, que representa o conceito dos “domínios de Weiss”, microestruturas magnéticas que compõe os blocos de materiais magnéticos. No interior desses domínios todos os momentos magnéticos são predominantemente orientados na mesma direção, a qual provém do alinhamento natural dos *spins* eletrônicos. Apenas como informação

adicional, uma vez que foge ao escopo deste estudo uma abordagem mais profunda das estruturas moleculares dos materiais magnéticos, vale mencionar que os limites entre esses domínios sugeridos por Pierre Weiss são chamados de Paredes de Bloch [25] e que se estima que dentro delas haja ao redor de  $10^{16}$  átomos. Nos materiais desmagnetizados os domínios estão randomicamente alinhados, de forma a resultarem macroscopicamente em um campo praticamente nulo no material. Em materiais duros, uma vez extinto o campo magnético externo, os campos dos domínios tenderão a se manter alinhados na direção de magnetização e a ação conjunta desses domínios no material ocasionará a indução remanente do ímã. Já nos materiais moles, tais como os aços elétricos, a situação é diferente, pois a aplicação de um pequeno campo externo no sentido contrário será suficiente para eliminar a indução remanente.



**Figura 2.12 - Alinhamento dos domínios de Weiss pela presença de um campo externo [15]**

Apesar de que os ímãs permanentes não se constituem no foco de interesse deste trabalho, cabe mencionar aqui, como informação relevante para destacar a importância da característica de remanência dos materiais, que os materiais magnéticos duros são caracterizados justamente pelo segundo quadrante do seu ciclo de histerese, o qual indica a indução remanente  $B_r$ , o campo coercitivo  $H_c$  do ímã, e a forma da curva entre esse dois pontos. Os fabricantes de ímãs devem conhecer e fornecer essas informações, no intuito de definir como a indução do ímã varia em função do campo magnético existente internamente a ele.

Enquanto o material percorre o ciclo de histerese, conforme descrito anteriormente, os domínios de Weiss trocam suas polaridades magnéticas e esse processo requer o consumo de certa quantidade de energia. A área do ciclo representa a



quantidade de energia (por unidade de volume) que deve ser fornecida ao material para que seja realizada toda essa movimentação das paredes dos domínios magnéticos, em outras palavras, representa a perda no material pelo fenômeno da histerese, em  $\text{J/m}^3$ . Em engenharia, porém, os dispositivos geralmente são caracterizados por sua potência e por isso é mais conveniente representar essa energia em termos dessa grandeza. Isso pode ser feito multiplicando-se o valor calculado da área do laço de histerese pela frequência de ensaio. Nesse aspecto, deve-se considerar que a curva de histerese quase estática ( $f \rightarrow 0$  Hz) do material é obtida experimentalmente utilizando uma frequência menor ou igual a 1 Hz, de forma que a parcela de perdas devido às correntes induzidas possa ser desprezível (como será mostrado no próximo item) e a histerese seja a única componente ativa de perdas. Ensaio realizados em frequências maiores resultam em laços  $B(H)$  que englobam outras componentes de perdas no ferro, não se limitando à histerese, conforme já citado.

Suponha-se então um campo magnético  $H$ , variável e periódico de frequência  $f$  (período  $T=1/f$ ) agindo sobre um material ferromagnético. Conforme já apresentado, como  $H$  varia entre valores positivos e negativos, o material percorrerá o ciclo  $B(H)$ , o qual corresponderá ao ciclo de histerese quando os valores de  $B$  e  $H$  forem máximos e a frequência de ensaio for quase estática. Sendo  $p_H$  a potência por unidade de volume associada a um ciclo de histerese, a energia por unidade de volume  $w_H$  consumida nesse ciclo, em ( $\text{J/m}^3$ ) vale:

$$w_H = p_H T = p_H / f$$

ou seja,

$$p_H = w_H f \tag{2.12}$$

A potência total consumida em Watts é dada pelo produto desse valor de potência por unidade de volume pelo volume de material ferromagnético – no caso dos motores elétricos, o volume das chapas de aço. Chamando então de  $A$  a área do ciclo de histerese em questão e de  $V$  o volume de material ferromagnético, a expressão da potência despendida pelo efeito da histerese passa a ser

$$P_H = w_H f V = A f V \quad (2.13)$$

Apesar de relativamente simples no aspecto conceitual, uma questão de grande complexidade reside em (2.13), que é a determinação da área do ciclo de histerese. Uma maneira de fazer isso seria, por exemplo, seu cálculo exato por meio do auxílio de integradores gráficos de curvas [15]. Uma maneira mais recorrente hoje em dia, porém, recai sobre a utilização de uma lei empírica concebida pelo cientista alemão Carl Steinmetz nos fins do século XIX, que fornece essa área com razoável precisão. A conhecida “equação de Steinmetz” é válida para valores de indução magnética entre 0,2 e 1,8 T e escreve-se da seguinte forma:

$$w_H = \eta B^\alpha \quad (2.14)$$

onde  $\eta$  é uma constante dependente do material, que foi definida por Steinmetz como “resistência magnética” ou “coeficiente de conversão de energia magnética em calor” [26] e denominada posteriormente de forma mais apropriada como “relutância”. Os fabricantes de aço podem fornecer seu valor, mas alguns valores típicos são:

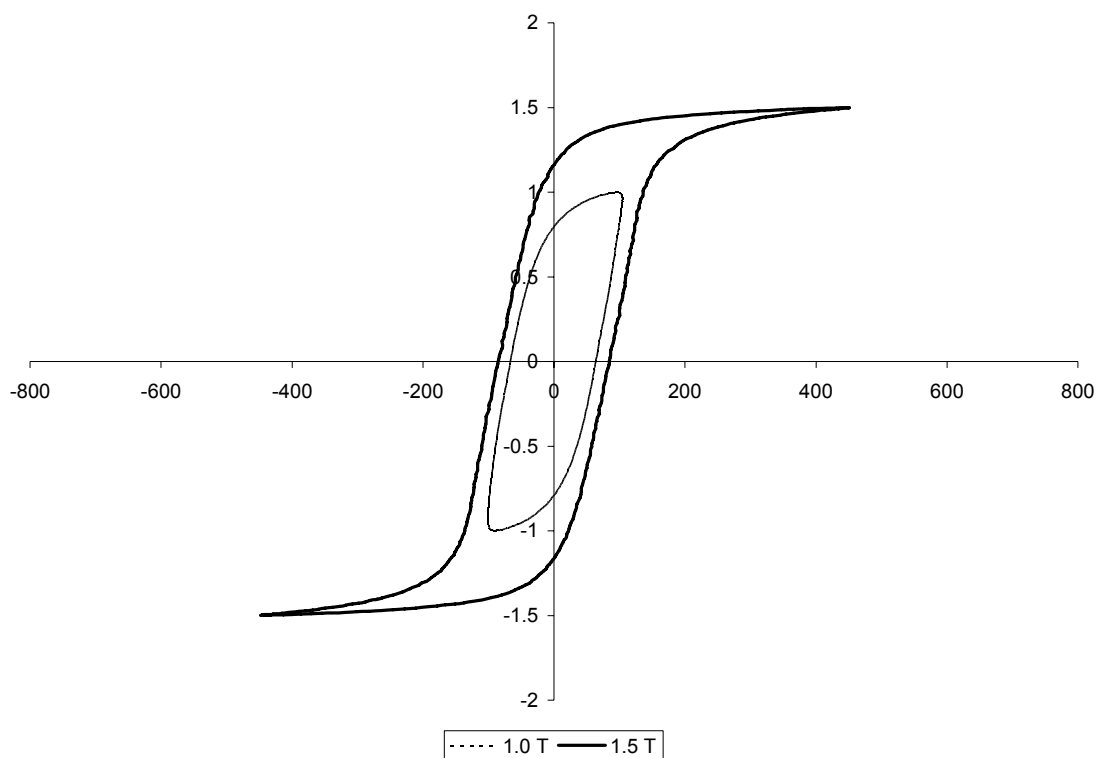
- Para ligas de ferro-silício:  $\eta \approx 30$
- Para ligas ordinárias de ferro:  $\eta \approx 250 - 300$
- Para materiais duros:  $\eta \approx 3800 - 8500$

O expoente  $\alpha$  é um valor genérico, que depende do valor de indução atingido [16]. Hoje em dia esse coeficiente é frequentemente ajustado para a equação se adequar melhor ao material em questão, variando tipicamente entre 1,5 e 1,8 para os aços de grão não-orientado geralmente utilizados na construção de máquinas elétricas girantes. Na formulação original concebida por Steinmetz  $\alpha$  foi apresentado com o valor 1,6.

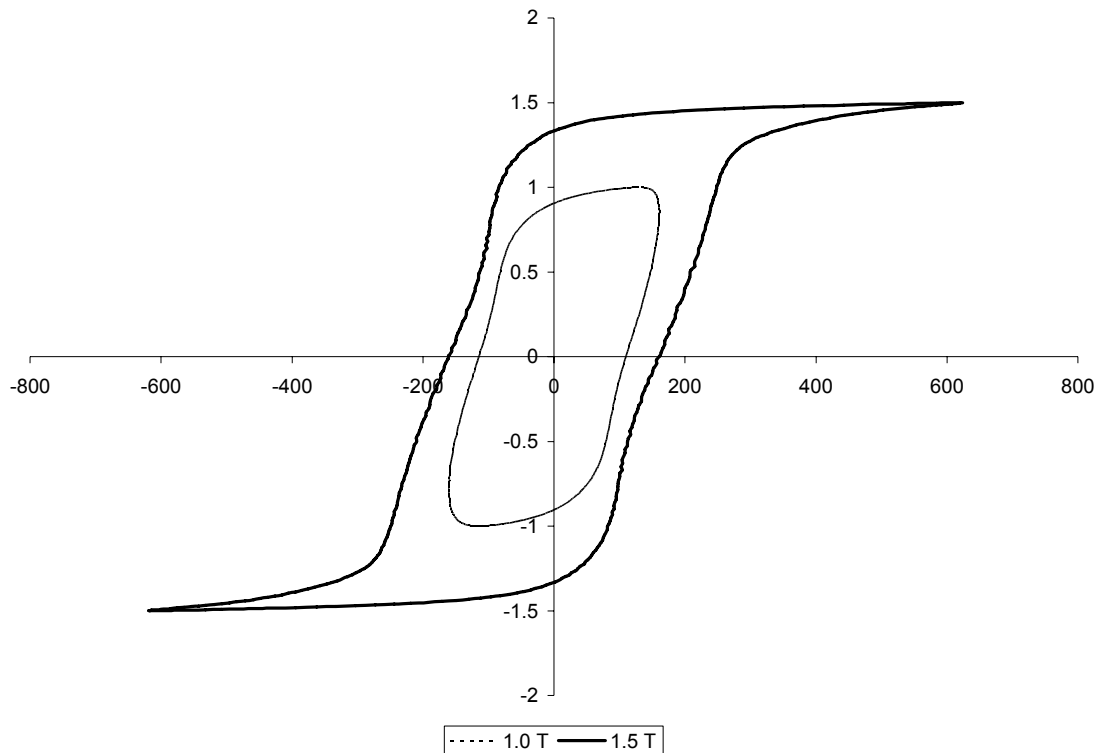
Assim, percebe-se que as curvas de histerese variam de material para material, possuindo área interna relativamente grande para materiais ditos duros, tais como ímãs permanentes, e área menor para materiais ditos doces (ou moles), por exemplo os aços ao silício. E embora a forma do laço de histerese seja, de maneira geral, semelhante para os aços moles, ela apresenta características distintas para cada material particular. Na Figura 2.13 são apresentados os laços de histerese obtidos com um aço totalmente

processado nas induções de 1,0 T e 1,5 T. Na Figura 2.14 são apresentados os laços de histerese obtidos com um aço sem processamento termicamente tratado. Pode-se observar que, embora a indução de saturação para o aço não processado seja maior do que para o aço totalmente processado, para os mesmos níveis de indução as áreas das curvas obtidas com o aço totalmente processado são menores do que aquelas relativas ao material sem processamento, indicando, na comparação entre esses dois tipos de aço, que as perdas são menores no material totalmente processado.

Apesar de ter sido abordado até aqui apenas o regime de indução senoidal, é importante mencionar que o laço de histerese pode ser levantado com qualquer forma de onda, representando a sua área interna (mais as áreas dos laços menores, se existirem, conforme será abordado adiante) as perdas no material magnético pelo fenômeno da histerese sob aquele tipo de regime de indução.



**Figura 2.13 - Laço de histerese de um aço totalmente processado**



**Figura 2.14 - Laço de histerese de um aço sem processamento termicamente**

Logicamente, é desejável que os materiais utilizados nos projetos de dispositivos eletromagnéticos possuam as menores perdas possíveis. No entanto, a seleção do material mais adequado a cada caso não se limita a essa questão, mas passa necessariamente por outras características eletromagnéticas dele, devendo o mesmo apresentar propriedades específicas em maior ou menor escala dependendo do fim a que se destina. Por exemplo, materiais com grande remanência e alta força coercitiva são interessantes para a fabricação de ímãs permanentes, ao passo que materiais com pequena remanência e pequena força coercitiva são interessantes para a construção de eletroímãs; materiais com um alta permeabilidade relativa inicial são normalmente interessantes para aplicações em blindagens. Particularmente, para a construção de máquinas elétricas, interessa que a indução de saturação seja tão elevada quanto possível e, além disso, que a resistividade seja também a mais elevada possível.

De todos os elementos ferromagnéticos, o mais importante e mais amplamente empregado é o ferro, constituinte essencial de praticamente todas as máquinas elétricas, seja em seus circuitos magnéticos (geralmente sob a forma de ligas), seja em suas peças

estruturais (geralmente sob a forma de aço fundido ou laminado e de ferro fundido). O ferro puro possui boa permeabilidade, ciclo de histerese relativamente estreito e baixa resistividade. Em aplicações industriais, ele é utilizado quase sempre com pequenos percentuais de outros elementos (tanto metálicos quanto não metálicos), tais como o carbono, o manganês e o silício, dentre outros, de forma a apresentar propriedades magnéticas adequadamente modificadas. Em alguns casos, porém, a adição de impurezas ocorre de maneira não intencional, sendo proveniente, por exemplo, do minério de origem ou do próprio processo de fabricação [27].

Duas propriedades interessantes dos materiais magnéticos, que valem ser mencionadas nesse ponto como informação, são o envelhecimento magnético e a magnetostrição. A primeira, como o nome sugere, trata-se da variação das propriedades magnéticas dos materiais com o passar do tempo. No longo prazo, a permeabilidade do ferro tende a diminuir e as perdas por histerese tendem a aumentar. As ligas de ferro-silício utilizadas na construção de aparelhos elétricos são muito menos sujeitas ao envelhecimento do que o ferro e o aço. Da mesma forma, o processo de decarbonetação realizado em chapas sem processamento ajuda a reduzir os efeitos de envelhecimento magnético no material. A segunda consiste na variação de volume do material em consequência à variação do seu estado de magnetização. Esse fenômeno causa vibração nos núcleos ferromagnéticos de aparelhos de corrente alternada, podendo ser convenientemente utilizado, por exemplo, em equipamentos de ultra-som [27].

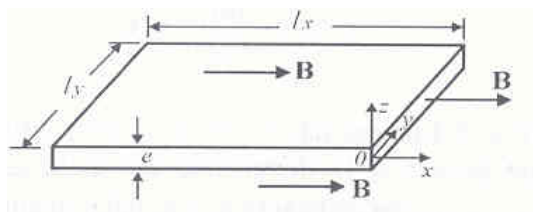
#### 2.4.2 Correntes Induzidas de Foucault (Perdas Dinâmicas Clássicas)

A equação (2.3) mostra que uma variação temporal de indução magnética é capaz de gerar um campo elétrico  $\vec{E}$ . A partir daí pode-se chegar sem dificuldades à chamada Lei da indução de Faraday-Lenz (2.15),

$$U = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.15)$$

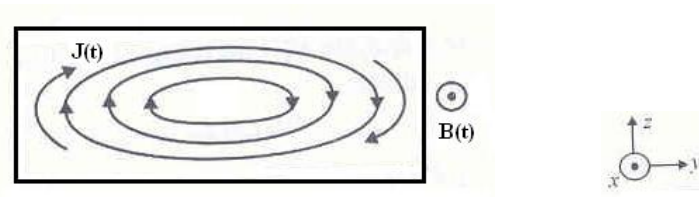
que implica que uma variação temporal de indução magnética é responsável pela criação de uma força eletromotriz  $U$ , estando, portanto, relacionada diretamente com o fenômeno da geração de eletricidade. Essa força eletromotriz, se induzida sobre um material metálico, permite a circulação de corrente elétrica, a qual é comumente referida como corrente induzida, e a existência de perdas por efeito Joule no material magnético. Por esse motivo, para evitar a livre circulação dessas correntes e as perdas ocasionadas por elas, é que os núcleos magnéticos dos dispositivos elétricos geralmente são laminados, ou seja, compostos de chapas finas isoladas entre si, ao invés de constituírem-se em um bloco maciço de material ferromagnético. Esse artifício dos engenheiros de projeto, contudo, não elimina completamente as correntes induzidas (e, portanto, as perdas por efeito Joule) nos núcleos magnéticos dos dispositivos projetados.

Para verificar a existência de perdas Joule em laminações, pode-se analisar um caso simples, porém, teoricamente suficiente, baseado em uma chapa fina de material ferromagnético submetida a uma indução magnética  $\vec{B}$  que varia no tempo em direção paralela à chapa, conforme Figura 2.15.



**Figura 2.15 - Lâmina de material ferromagnético sob ação de indução variável [15]**

Supondo que as dimensões  $L_x$  e  $L_y$  sejam muito maiores do que a espessura  $e$  da laminação, então as correntes induzidas serão relativamente pequenas, de modo que não afetarão o fluxo magnético global  $\vec{B}$ , o qual é imposto por meios externos (por exemplo, bobinas de excitação). Pode-se assumir, dessa forma, que a densidade de corrente induzida  $\vec{J}$  independe das coordenadas  $x$  e  $y$ , conforme mostra a Figura 2.16, na qual se percebe que  $\vec{J}$  -  $e$ , de acordo com (2.5), conseqüentemente  $\vec{E}$  - age predominantemente na direção  $Oy$ .



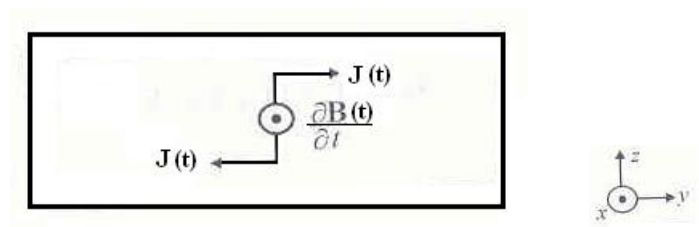
**Figura 2.16 - Vista frontal da lâmina submetida à ação de indução variável [15]**

Aplicando (2.3) neste caso, chega-se à solução  $E_y(z) = \frac{\partial B_x}{\partial t} z + K$ .

Mas não pode haver descontinuidade de  $\vec{J}$  (ou de  $\vec{E}$ ), como mostra a Figura 2.17, fato que conduz à condição de  $E_y=0$  em  $z=0$  (meio da lâmina) e que resulta em que a constante  $K$  tenha que ser nula. Logo,

$$E_y(z) = \frac{\partial B_x}{\partial t} z \quad (2.16)$$

Percebe-se, assim, que  $E_y$  cresce à medida que  $z$  aumenta.



**Figura 2.17 - Direção adotada para  $\vec{J}$  [15]**

A potência dissipada na placa por efeito Joule vale:

$$P_F = \int_V J E_y dv = \int_V \sigma E_y^2 dv \quad (2.17)$$

onde  $V$  é o volume da lâmina ( $V = l_x l_y e$ ), sendo  $e$  a sua espessura.

Demonstra-se facilmente que, considerando um bloco condutor de seção  $S$ , comprimento  $L$  e condutividade  $\sigma$ , a fórmula acima recai na amplamente conhecida

forma  $P = R I^2$ . Para isso, basta observar que  $J = I/S$  e  $E = J/\sigma$ . Como a resistência é dada por  $R = (\rho L)/S = L/(\sigma S)$ , então:

$$P = \int_V \sigma \left( \frac{J}{\sigma} \right)^2 ds dl = \frac{J^2}{\sigma} SL \Rightarrow P = \frac{I^2}{S^2} \frac{SL}{\sigma} = I^2 \frac{L}{\sigma S} = I^2 R$$

Substituindo (2.16) em (2.17), obtém-se:

$$P_F(t) = \sigma \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_{-e/2}^{+e/2} z^2 dz dx dy = \frac{\sigma}{12} \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 l_x l_y e^3 = \frac{\sigma}{12} \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 e^2 V$$

Se  $B_x$  varia senoidalmente segundo  $B_x(t) = B_m \cos \omega t$ , então  $\frac{\partial B_x}{\partial t} = -\omega B_m \sin \omega t$

e assim tem-se:

$$P_F(t) = \frac{\sigma}{12} \omega^2 B_m^2 \sin^2 \omega t e^2 V \quad (2.18)$$

Deve-se considerar, porém, que se tratando de perdas, não é o valor instantâneo, mas o valor médio, o mais relevante. Fazendo  $p_F = P_F/V$ , em  $W/m^3$ , obtém-se as perdas por unidade de volume (potência média) ocasionadas por correntes parasitas:

$$\overline{p_F} = \frac{1}{24} \sigma \omega^2 e^2 B_m^2 \quad (2.19)$$

No caso de alimentação não senoidal, ou seja, variação não senoidal de  $B$ , similarmente às perdas Joule, as perdas por correntes de Foucault devem ser calculadas por meio de uma integração temporal de  $p_F(t)$ .

Conhecendo-se finalmente a expressão que representa a potência dissipada (perdas) nas lâminas por correntes induzidas, algumas observações extremamente importantes podem ser inferidas dela, em relação a esse tipo de perda:

- As perdas são proporcionais ao quadrado da indução. Portanto, há que se ter cuidado, no projeto de um equipamento elétrico, com os níveis de saturação



considerados. Para o melhor aproveitamento do material deve-se trabalhar com níveis de indução relativamente altos, no entanto deve-se ter consciência de que essa opção acarreta aumento da dissipação de potência no núcleo magnético.

- As perdas são proporcionais ao quadrado da espessura da chapa 'e'. Logo, reduzindo-se a espessura da chapa à metade, as perdas cairão 4 vezes. Deve-se considerar, em contrapartida, que a diminuição da espessura da chapa implica o aumento de custos no processo da fabricação. Há, portanto, um compromisso entre preço e desempenho a ser trabalhado.

- As perdas, em Watts, são proporcionais ao quadrado da frequência. Logo, dobrando-se a frequência, as perdas aumentarão 4 vezes. Daí pode-se ter uma idéia intuitiva do aumento deste tipo de perdas ocasionado pela alimentação PWM, a qual é repleta de componentes de alta frequência. Por outro lado, quando se trabalha com corrente contínua, logicamente não há perdas por correntes de Foucault.

- As perdas são proporcionais à condutividade do material. Materiais de baixa condutividade apresentam menores perdas por correntes parasitas. Isso explica o fato de se utilizar aço dopado com silício em motores de alto rendimento (aumenta a resistividade da chapa) ou de se utilizar ferrite, por exemplo, em dispositivos que trabalham em altas frequências.

Cabe aqui um comentário acerca das chapas com pequenas percentagens de silício (ou sem silício) utilizadas na fabricação de máquinas elétricas, no que tange aos processos industriais pelos quais passam esses materiais. Sendo esses aços laminados a frio, eles podem ser fornecidos apenas semi-recozidos, apresentando a vantagem de permitirem cortes mais perfeitos, por exemplo, por processo de estampagem, proporcionando assim maior vida útil à ferramenta. Depois de feitos os recortes, contudo, torna-se necessário dar às chapas um recozimento (tratamento térmico) completo, no intuito de retirar do material as tensões mecânicas resultantes das operações de laminagem e recorte que sofreu ("alívio de tensões"), desenvolver uma estrutura microscópica com grãos maiores e mais uniformes ("crescimento de grãos") e reduzir o teor de carbono ("descarbonetação"), conseqüentemente alcançando melhores propriedades magnéticas.

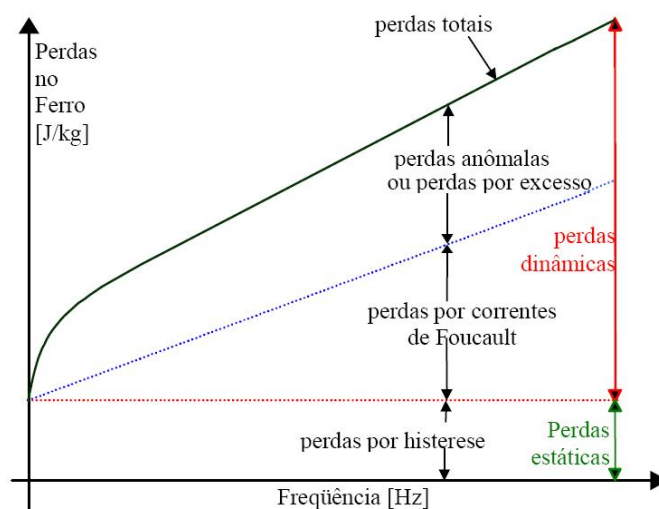
### 2.4.3 Perdas Anômalas (Perdas Dinâmicas Excedentes)

A compreensão e aceitação deste tipo de perda ainda são incipientes, de modo que neste trabalho não cabe mais do que apenas ligeiros comentários acerca dele, sem pretensão de desenvolver uma formulação. O fato a que se pode prender atualmente, é que quando são medidas as perdas no ferro em equipamentos elétricos, o resultado tende a ser maior do que a soma das duas parcelas de perdas tradicionalmente consideradas, as perdas por histerese e por correntes de Foucault comentadas nos itens anteriores. A origem física e a determinação dessas perdas não computadas, também chamadas de excedentes, ainda é assunto de pesquisa. Supostamente elas decorrem do excesso de correntes induzidas, além das calculadas de maneira clássica, devido ao fenômeno de deslocamento das paredes dos domínios magnéticos.

No caso de uma forma de onda de indução senoidal, as perdas dinâmicas são obtidas pela diferença entre as perdas totais medidas e as perdas por histerese. Em face das imperfeições dos métodos de estimação, contudo, há que se fazer uma correção por meio do fator denominado coeficiente de perdas anômalas. A diferença entre as perdas dinâmicas medidas (aquelas de fato dissipadas) e as perdas clássicas (aquelas calculadas por meio de (2.18) sob a hipótese de um material linear), conforme mostra a Figura 2.18, são denominadas perdas anômalas. A relação entre as perdas dinâmicas e as perdas clássicas define o coeficiente de anomalia das perdas e o seu valor varia de um material para outro [23], em função de fenômenos complexos que ocorrem na microestrutura dos materiais.

No entanto, essas perdas geralmente representam uma parcela muito pequena das perdas no ferro globais, podendo ser negligenciadas sem muito prejuízo para a determinação do rendimento dos equipamentos elétricos, em prol do custo-benefício da investigação para os seus fabricantes. É verdade que com a evolução da ciência e da tecnologia, aliada à preocupação cada vez maior com a economia de energia em nível mundial, a tendência é que essa parcela de perdas acabe por ser mais bem compreendida e enfim adequadamente considerada pelos engenheiros projetistas. No

momento, porém, pode-se afirmar que isso ainda não é uma prática comum na realidade industrial.



**Figura 2.18 - Composição das três componentes de perdas no ferro [23]**

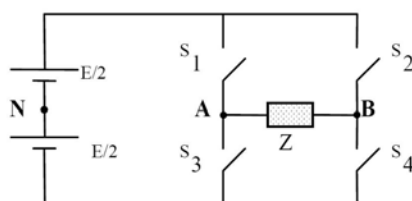
## 2.5 Perdas no Núcleo Magnético – Regime PWM

### 2.5.1 Especificidades

Conforme apresentado brevemente na introdução deste trabalho, o fato de se utilizarem crescentemente motores de indução acionados por conversores estáticos de frequência em aplicações industriais de velocidade variável faz com que cresça, correspondentemente, o interesse pelo entendimento do comportamento das perdas magnéticas sob regime de tensão PWM.

Uma explanação acerca das características fundamentais dos conversores de frequência PWM é apresentada no Anexo 1. Cabe mencionar aqui, porém, de maneira sucinta, apenas alguns aspectos mais relevantes relacionados com a formação dos pulsos de saída do conversor, os quais alimentarão o motor e afetarão a composição das suas perdas, invariavelmente acarretando o seu aumento, em relação à condição de operação com alimentação senoidal.

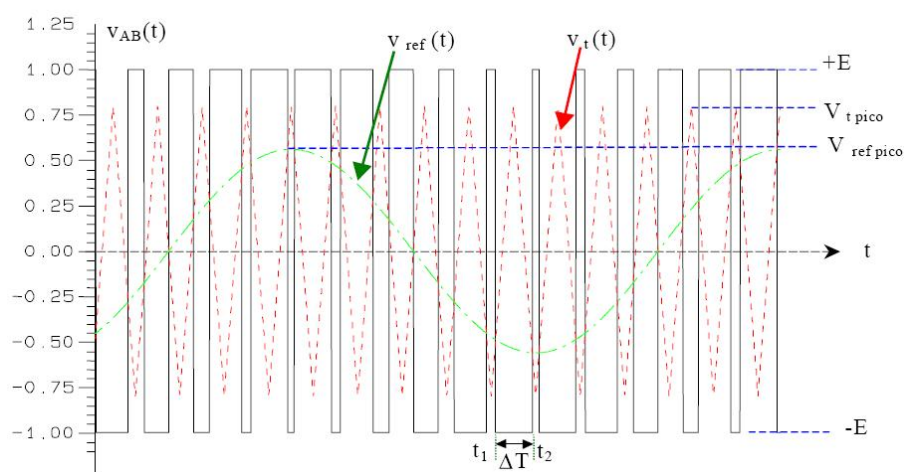
Dependendo da aplicação, os conversores podem ser monofásicos ou trifásicos. Um conversor monofásico está ilustrado, apenas para fins didáticos, na Figura 2.19. Mas como o foco deste trabalho são os motores trifásicos, no seu desenvolvimento será dada ênfase aos conversores trifásicos. A modulação PWM, que ocorre no estágio inversor dos conversores (ver Anexo 1), é uma das questões cruciais a serem tratadas em termos de controle. A estratégia de comando utilizada junto aos interruptores eletrônicos de potência, a qual resultará na geração dos pulsos tipo PWM, pode ser implementada de diversas maneiras. Se feita de maneira adequada e eficiente, a técnica de modulação aplicada permite que a forma de onda de saída possua uma fundamental próxima à forma de onda senoidal, com baixo conteúdo harmônico (na realidade, o conteúdo harmônico de baixa ordem é deslocado no espectro de frequências para a região da frequência de comutação e seus múltiplos, tornando-se bem menos nocivo para o equipamento elétrico acionado, no caso o motor), com a vantagem de ainda ser regulável em amplitude e frequência. Particularmente, cada técnica de modulação implica um resultado diverso no conteúdo harmônico da forma de onda da tensão de saída do conversor (entrada do motor). Em conversores estáticos comerciais de baixa tensão, tipicamente é utilizada uma entre duas estratégias diferentes de modulação, podendo ser gerados, portanto, por esses equipamentos, dois diferentes tipos de pulsos: PWM senoidal a dois níveis (Figura 2.20) e PWM senoidal a três níveis (Figura 2.22).



**Figura 2.19 - Inversor monofásico em ponte completa [28]**

Com base no inversor da Figura 2.19, a modulação senoidal clássica a dois níveis é formada por meio da operação de comparação entre uma onda senoidal de referência  $v_{ref}(t)$  e uma onda triangular  $v_t(t)$  de frequência superior à de referência, que resulta nos sinais de comando dos interruptores. Assim, os grupos complementares de chaves  $S_1 - S_4$  e  $S_2 - S_3$  obedecem esse comando, de maneira que quando  $S_1$  e  $S_4$  fecham, simultaneamente  $S_2$  e  $S_3$  abrem, e vice-versa. O número de pulsos do sinal de saída tem relação direta com a frequência da triangular, assim como o espectro harmônico contido no sinal resultante. O aumento da frequência da portadora (forma de

onda triangular) aumenta também o número de pulsos e, conforme mencionado no parágrafo anterior, desloca as harmônicas de baixa ordem para frequências em torno da frequência da triangular e seus múltiplos. Outro fator que geralmente favorece a minimização da distorção harmônica da forma de onda PWM é o uso de índices de modulação elevado (de preferência igual a um, conforme será tratado adiante). De acordo com o definido no primeiro capítulo deste trabalho, isso implica em sinais  $v_{ref}(t)$  e  $v_t(t)$  de amplitudes tão próximas quanto possível [28].



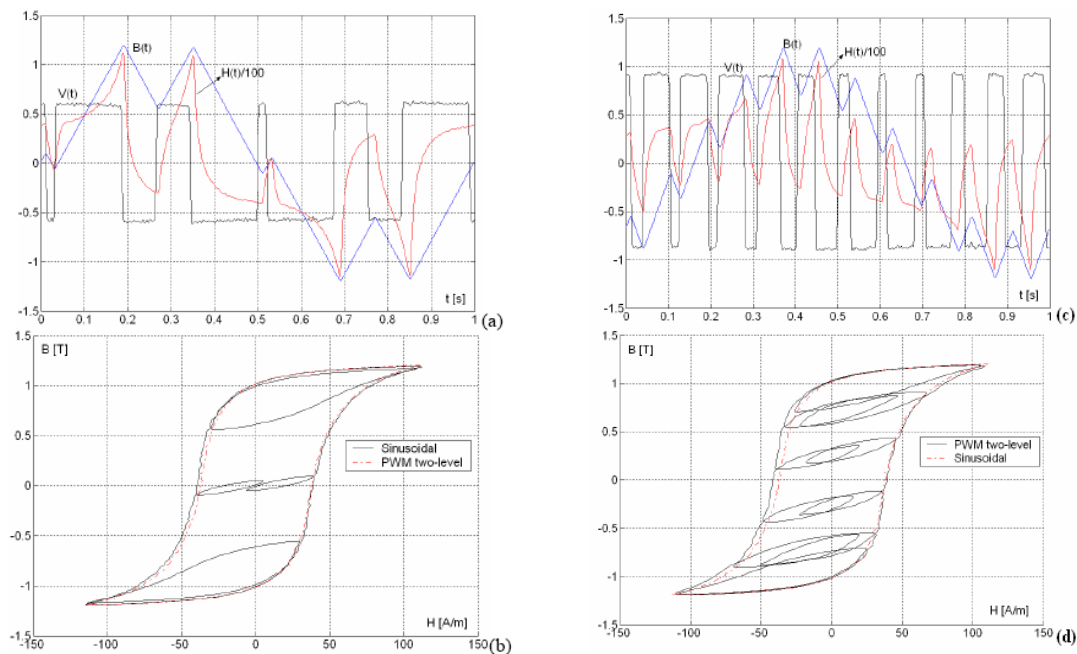
**Figura 2.20 - PWM senoidal a dois níveis. [23]**

Na Figura 2.20, a largura dos pulsos ( $\Delta T$ ) é função dos tempos  $t_1$  e  $t_2$ , os quais são determinados pela comparação entre os sinais triangular e senoidal, como já visto. A lei que expressa a formação dos pulsos para a técnica PWM senoidal a dois níveis é dada por (2.20) [28].

$$\Delta T = t_2 - t_1 = \frac{1}{2f_t} \left[ 1 + \frac{V_{ref\_pico}}{2V_{t\_pico}} (\text{sen } 2\pi f_0 t_2 + \text{sen } 2\pi f_0 t_1) \right] \quad (2.20)$$

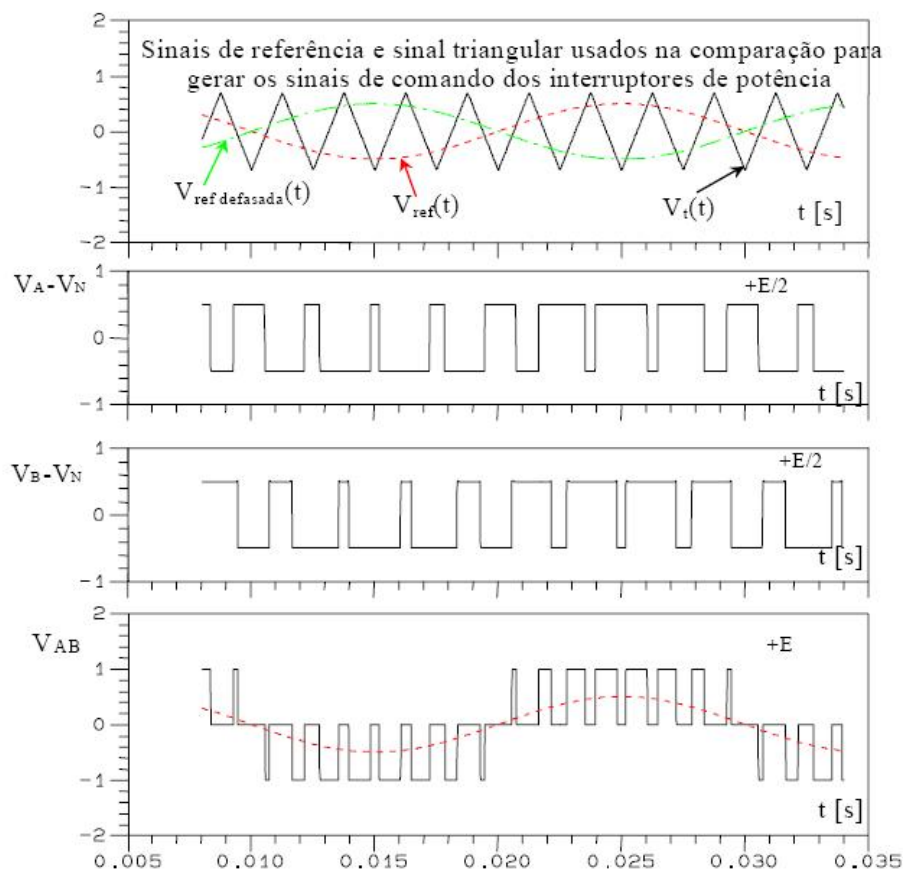
Essa técnica de modulação apresenta-se desvantajosa em termos de perdas no ferro, pois permite a aplicação de valores negativos de tensão sobre a carga no semi-ciclo positivo da fundamental e, assim, a formação dos chamados laços menores de histerese no material magnético. Na determinação das perdas por meio do cálculo da área do laço de histerese obtido em ensaio, as áreas desses laços menores devem ser também contabilizadas, conforme citado no item 2.4.1, e portanto, eles representam um

aumento das perdas por histerese. Na Figura 2.21 estão dois exemplos de laços de histerese obtidos em ensaios realizados com formas de onda de tensão PWM a dois níveis, com frequência fundamental igual a 1 Hz, que acarretaram laços menores [29].



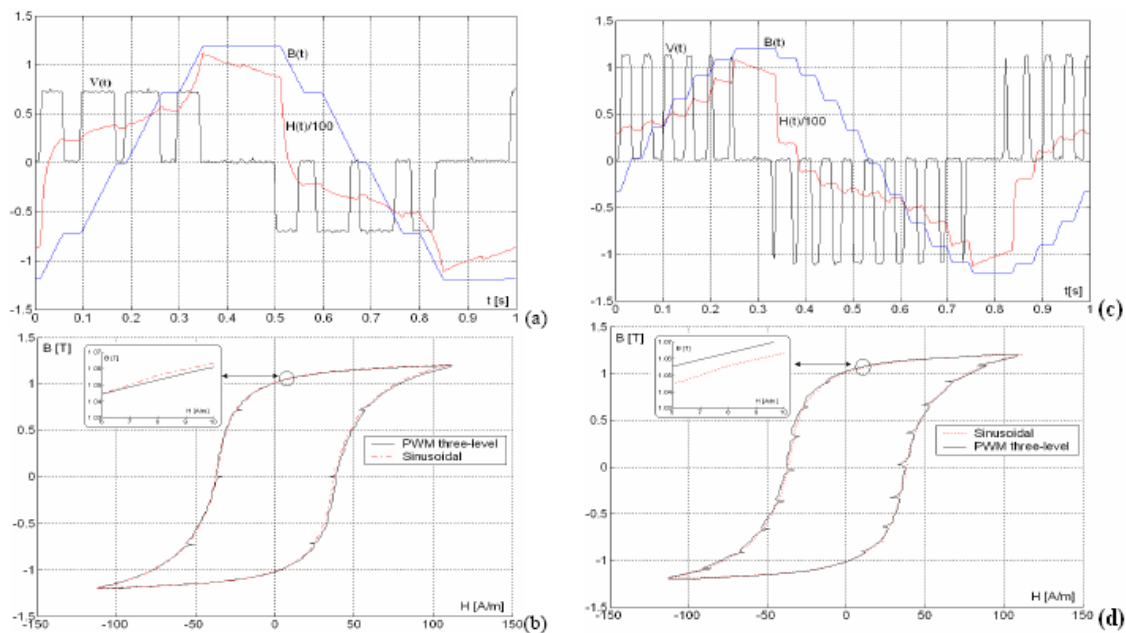
**Figura 2.21 - PWM a dois níveis: (a) Formas de onda de tensão, campo e indução e (b) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 5 Hz e índice de modulação igual a 0,8. (c) Formas de onda de tensão, campo e indução e (d) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 11 Hz e índice de modulação igual a 0,5. [29]**

A modulação PWM senoidal a três níveis segue basicamente a mesma idéia do parágrafo anterior, entretanto, os pulsos de comando para os interruptores de potência do inversor são definidos a partir da comparação entre dois sinais de referência senoidais defasados entre si de 180 graus e um sinal triangular de frequência elevada [28]. Nessa abordagem, o comando para os interruptores estáticos de um dos braços do inversor, por exemplo  $S_1$  e  $S_3$  da Figura 2.19 resulta da comparação de um dos sinais de referência com o sinal triangular.  $S_1$  é comandado pelo sinal resultante da comparação e  $S_3$  pelo seu complementar. Os interruptores do outro braço,  $S_2$  e  $S_4$ , são comandados de maneira análoga, mas seu chaveamento é baseado nas operações de comparação do outro sinal de referência senoidal, que está 180 graus elétricos defasado do primeiro, com o mesmo sinal triangular.



**Figura 2.22 - PWM senoidal a três níveis. [23]**

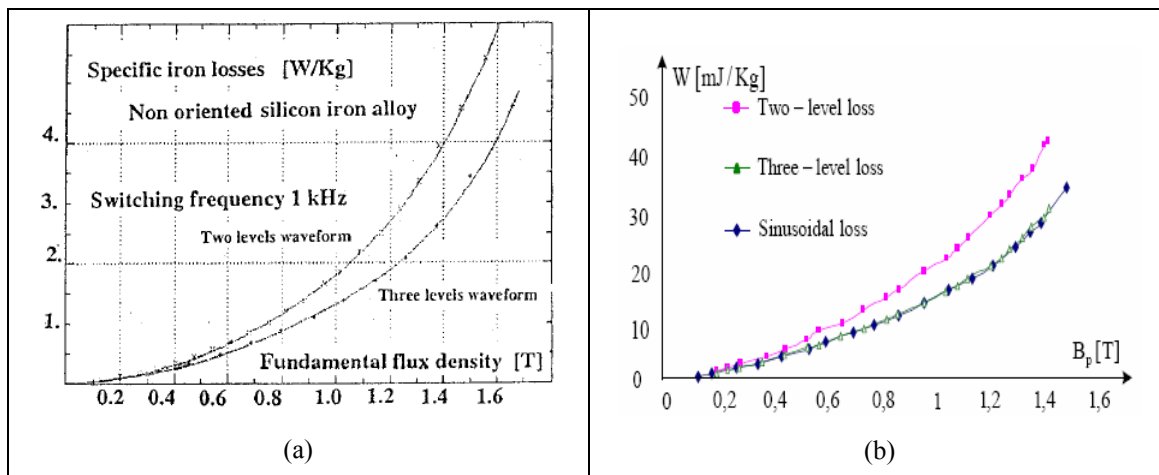
Dessa forma, a tensão de saída do inversor,  $v_s(t) = V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$  na Figura 2.19, a qual é aplicada sobre a carga (motor), constitui-se em um sinal a três níveis: “+E”, “0” e “-E”. Dentre as vantagens proporcionadas pelo método de modulação PWM senoidal a três níveis, em relação à modulação PWM senoidal a dois níveis, estão a duplicação da frequência da tensão de saída do inversor para a mesma frequência de comutação das chaves eletrônicas e a não-aplicação de tensões negativas na carga no meio-ciclo positivo da fundamental, conforme se percebe na forma de onda  $V_{AB}$  na Figura 2.22, dificultando assim a formação de laços menores de histerese no material magnético, conforme pode ser visto na Figura 2.23, que mostra dois exemplos de laços de histerese obtidos em ensaios realizados com formas de onda de tensão PWM a três níveis e frequência fundamental igual a 1 Hz [29].



**Figura 2.23 - PWM a três níveis: (a) Formas de onda de tensão, campo e indução e (b) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 5 Hz e índice de modulação igual a 0,8. (c) Formas de onda de tensão, campo e indução e (d) laços de histerese obtidos com uma frequência de comutação de 11 Hz e índice de modulação igual a 0,5. [29]**

Para ilustrar o maior aumento das perdas no ferro proporcionado pela técnica de modulação PWM senoidal a dois níveis, em comparação com a técnica de modulação a três níveis, são apresentados na Figura 2.24 dois gráficos comparativos das perdas específicas obtidas por dois diferentes grupos de pesquisa em ensaios de Epstein com alimentação por conversor de frequência. Em ambos os casos, os ensaios foram realizados com amostras de liga de ferro-silício de grão não orientado, como os aços utilizados normalmente em máquinas elétricas girantes. No caso (a), as perdas são expressas em Watts na frequência de 50 Hz (englobando, portanto, perdas dinâmicas, além da componente histerética), com frequência de comutação igual a 1 kHz e índice de modulação igual a 0,9 [30]. No caso (b), as perdas são expressas em Joules na frequência de 1 Hz (compreendendo, portanto, apenas perdas estáticas, ou seja, perdas ocasionadas pelo fenômeno da histerese magnética), com frequência de comutação igual a 3 Hz e índice de modulação igual a 0,8 [29]. Percebe-se que, quando a forma de onda da tensão de alimentação é PWM a três níveis, as perdas por histerese produzidas no material são similares àquelas ocasionadas por uma forma de onda senoidal.





**Figura 2.24 - Perdas específicas em função da indução para diferentes técnicas de modulação. Resultados de ensaios de Epstein com material magnético de grão não orientado. (a)  $f_{\text{fundamental}} = 50$  Hz,  $f_{\text{comutação}} = 1$  kHz,  $m = 0,9$  [30]; (b)  $f_{\text{fundamental}} = 1$  Hz,  $f_{\text{comutação}} = 3$  Hz,  $m = 0,8$  [29]**

Como se percebe, quanto maior for o número de níveis, melhor será para o motor acionado, pois mais próxima de uma senóide pura será a forma de onda resultante da modulação. Teoricamente não há uma limitação quanto ao número de níveis da forma de onda. Por meio de células inversoras conectadas em cascata, ou em Y, por exemplo, inversores especiais, denominados comercialmente de multiníveis, podem ser implementados com um grande número de níveis. No entanto, em baixa tensão é mais comum os fabricantes limitarem mesmo seus circuitos a três níveis, por uma questão de custo, uma vez que um conversor com número maior de níveis em geral requer um número correspondentemente maior de chaves eletrônicas utilizadas. Inversores multiníveis são geralmente adotados nos casos de média/alta tensão, em função de limitações das chaves eletrônicas. Existe ainda a possibilidade construtiva de conversores com múltiplas unidades inversoras, como sugerido em [31].

Por outro lado, nota-se nas formas de onda PWM apresentadas que, qualquer que seja a estratégia adotada para a formação do sinal, tanto as larguras dos pulsos quanto as distâncias entre eles são variáveis dentro do período da fundamental. Ou seja, os centros dos pulsos da forma de onda não são uniformemente espaçados e não é possível determinar a largura dos pulsos analiticamente. Por isso, em termos de análise, essas formas de onda são de manuseio extremamente difícil.

Uma questão que torna ainda mais difícil a compreensão e a consideração das perdas sob regime PWM é o fato de os fabricantes de materiais magnéticos fornecerem características eletromagnéticas de aços elétricos apenas sob regime de indução senoidal, seguindo o que estabelecem até o momento as normas regulamentadoras dos procedimentos de qualificação e quantificação de grandezas eletromagnéticas em lâminas. As características eletromagnéticas e as perdas no ferro são, geralmente, dadas em função de um valor de indução próximo à máxima suportada pelo material (saturação magnética), na região magnética não linear. A curva de magnetização inicial, outra informação importante fornecida pelos fornecedores de chapas, é obtida via de regra com base em ensaios de Epstein sob tensão alternada. Além de ser o quadro de Epstein um dispositivo com geometria totalmente distinta das máquinas girantes, não representando adequadamente os fenômenos eletromagnéticos que ocorrem nelas, nem sempre as formas de onda do campo (corrente) e da indução são senoidais, contribuindo, portanto, mais esse fator, para impossibilitar a utilização dos dados fornecidos pelos fabricantes de chapas diretamente no projeto de motores elétricos. Finalmente, vale ressaltar mais uma vez a necessidade do uso de instrumentos especiais, que sejam capazes de medir valores usualmente chamados “verdadeiros” na engenharia elétrica, para a medição de grandezas PWM.

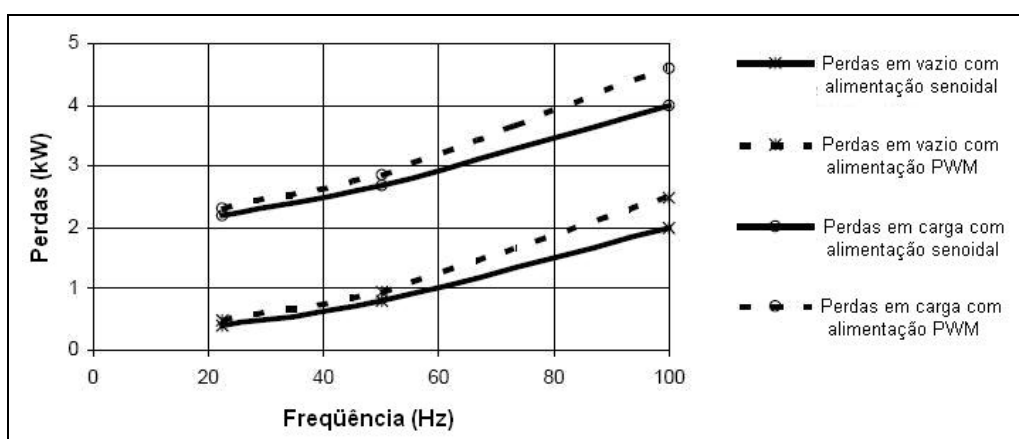
### **2.5.2 Estado da Arte Segundo as Normas Internacionais**

Conforme já apresentado na primeira parte desta dissertação, o bom entendimento e a determinação das perdas em motores de indução alimentados por conversores estáticos de frequência representa ainda um grande desafio para pesquisadores e fabricantes de máquinas elétricas e acionamentos, a despeito desse tema vir sendo bastante estudado já há alguns anos. Dentre os motivos que ocasionam a dificuldade na evolução desse assunto estão a inexistência de uma teoria definitiva para o comportamento das perdas no motor com alimentação PWM e também de normas de referência que orientem quanto aos procedimentos experimentais a serem adotados para a determinação das perdas no motor sob regime PWM. De fato, alguns organismos de normalização, tais como a IEC (International Electrotechnical Commission), cuja abrangência é internacional, e a CSA (Canadian Standards Association), cuja abrangência está limitada ao Canadá, já estão iniciando o desenvolvimento de documentos abordando questões relacionadas a ensaios de motores alimentados por

conversores de frequência. No entanto, a elaboração desses documentos ainda está em fase bem incipiente e, dadas as inúmeras polêmicas que envolvem o assunto, certamente ainda levará alguns anos de discussão para que sejam definitivamente acordadas e resolvidas, de forma que normas possam ser finalmente publicadas e amplamente utilizadas.

Apesar de haver muitas discussões acerca da parcela adicional de perdas no motor de indução ocasionada pela alimentação com formas de onda de tensão do tipo PWM, não há dúvida quanto ao fato de que as perdas na máquina, especialmente no seu núcleo magnético (pacote de chapas), diferem substancialmente daquelas ocasionadas quando a forma de onda da tensão de alimentação é puramente senoidal.

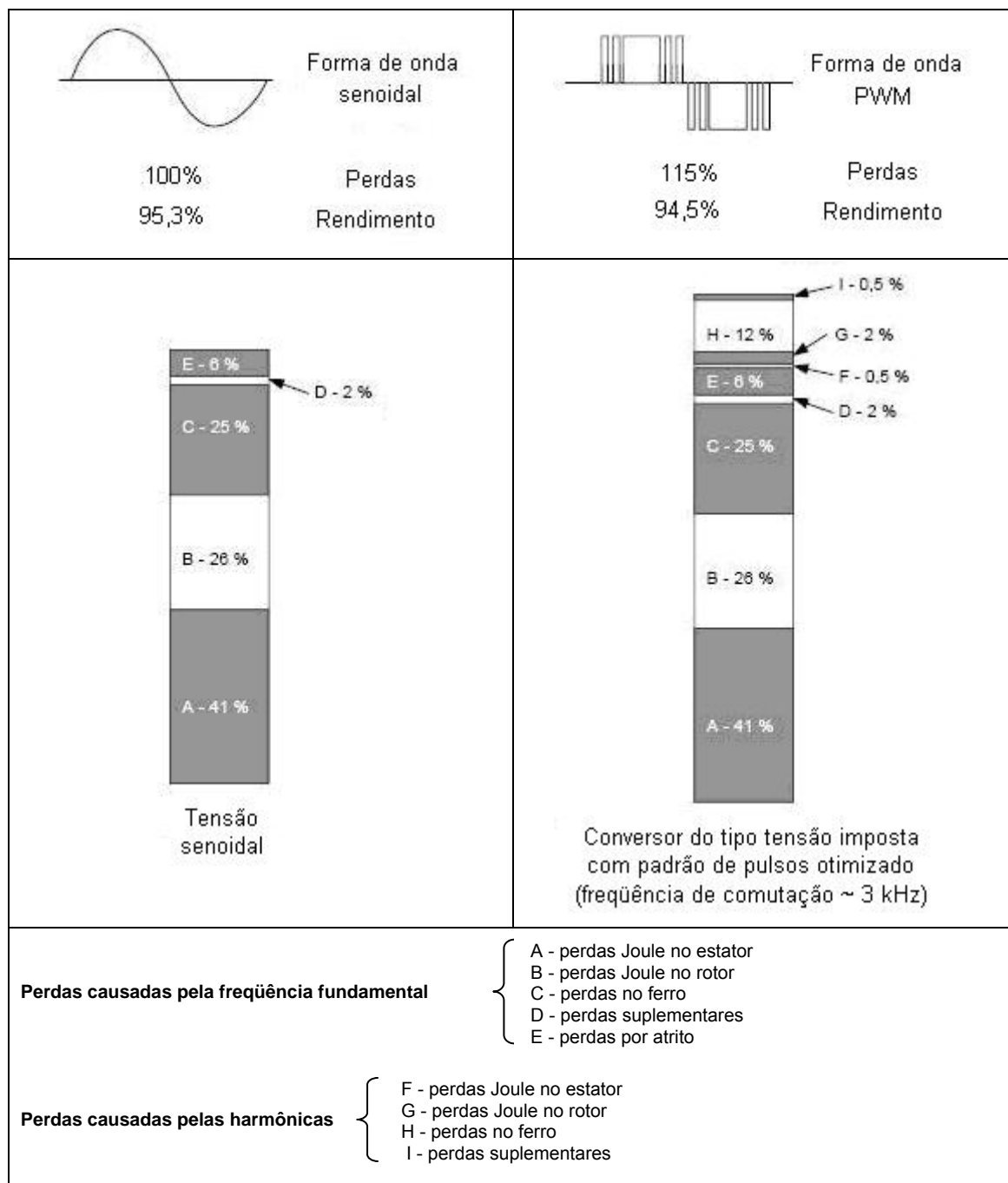
A especificação técnica IEC 60034-25 [32] aborda o aumento das perdas no motor devido à alimentação com tensão PWM como mostra a Figura 2.25. Neste caso, trata-se de um motor de 37 kW e 50 Hz, alimentado por um conversor de frequência de tensão imposta com frequência de comutação igual a 5,5 kHz. Nota-se que, de maneira geral, as perdas aumentam conforme se eleva a frequência, estando esse comportamento de acordo com o equacionamento desenvolvido na seção anterior deste trabalho. Nota-se também, comparando-se as perdas no motor originadas sob regime de tensão senoidal com aquelas originadas sob regime de tensão PWM, que o incremento relativo de perdas ocorre de maneira mais pronunciada quanto mais elevada é a frequência.



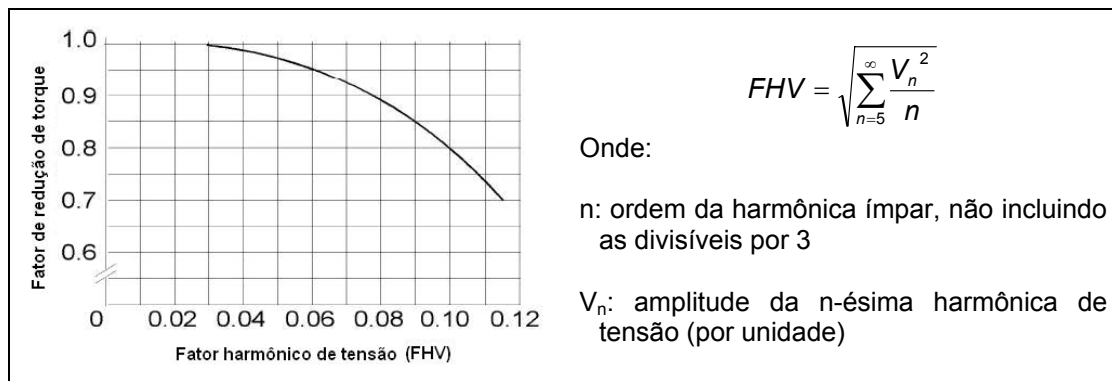
**Figura 2.25 - Exemplo de perdas medidas, em função da frequência e do tipo de alimentação (figura adaptada de [32])**

Já a especificação técnica IEC 60034-17 [33], apenas para efeito ilustrativo, uma vez que compreende um estudo de caso prático específico, apresenta um exemplo qualitativo do aumento das perdas em um motor da carcaça 315 (isto é, altura da ponta de eixo à base igual a 315 mm) devido às harmônicas fornecidas pelo conversor de frequência operando em condições nominais de torque e velocidade. Na Figura 2.26 está reproduzido o trecho do referido documento para o caso de conversor com tensão imposta, padrão de pulsos otimizado e frequência de comutação de 3 kHz. Comparando-se as perdas produzidas no motor quando a tensão de alimentação é senoidal (coluna do lado esquerdo) com as perdas produzidas no motor quando a tensão de alimentação é do tipo PWM (coluna do lado direito), percebe-se que o aumento de perdas que ocorre no motor em decorrência da alimentação por conversor de frequência ocorre principalmente no ferro, havendo apenas um ligeiro aumento das perdas nos condutores, tanto no estator quanto no rotor. Isso é compreensível, levando-se em conta que, nos terminais do motor, a forma de onda da tensão é bastante distorcida (tensão PWM), mas a forma de onda da corrente é praticamente senoidal, uma vez que os enrolamentos do motor, por se constituírem em um sistema predominantemente indutivo, apresentam alta impedância para as componentes de alta frequência, agindo como um filtro.

Por sua vez, a norma norte-americana NEMA MG1 [34] considera, em sua Parte 30, uma redução percentual de torque para evitar o sobreaquecimento excessivo de um motor normal alimentado por conversor de frequência, em função das correntes harmônicas decorrentes do conteúdo harmônico da tensão PWM a que estará sujeito. Essa recomendação está fundamentada no fato de que o conteúdo harmônico da tensão PWM contribui para aumentar as perdas no motor. As perdas são fontes de calor, portanto, aumento de perdas significa aumento de temperatura de operação. O torque fornecido pelo motor é diretamente proporcional à corrente de carga nos seus terminais, conforme mostra o Anexo 1. Assim, a redução de torque sugerida pela norma visa compensar termicamente o acréscimo na temperatura de operação do motor que as harmônicas fornecidas pelo conversor causariam, evitando dessa forma a redução da vida útil do equipamento. O fator de redução de torque (*derating factor*) neste caso depende do quanto de distorção harmônica há na tensão de saída do conversor, conforme ilustrado na Figura 2.27.



**Figura 2.26 - Influência da alimentação por conversor de frequência nas perdas de um motor de indução de gaiola operando com valores nominais de torque e rotação (figura adaptada de [33])**



**Figura 2.27 - Curva de redução de torque para tensões harmônicas (figura adaptada de [34])**

Em relação ao exposto nesta seção, deve-se levar em conta que apesar de todos os documentos mencionados serem excelentes fontes de informação técnica e de uma maneira geral servirem como textos de referência no que diz respeito a praticamente qualquer assunto relacionado com a operação de motores alimentados por conversores de frequência, no caso específico da determinação das perdas no ferro do motor operando sob regime de tensão PWM, que particularmente se constitui no aspecto de maior interesse deste trabalho, o valor desses documentos é muito mais qualitativo do que quantitativo. As metodologias utilizadas para que se chegassem aos resultados e diretrizes aqui apresentadas não são reveladas, assim esses dados são de difícil contestação e repetibilidade. Dessa forma, os valores numéricos apresentados pelas normas citadas podem ser considerados apenas como estudos de casos, mas sem aplicação imediata ou direta de maneira mais ampla.

Cabe mencionar aqui um aspecto que é de suma importância, para que a avaliação de motores alimentados por conversores PWM possa ser feita de maneira adequada. Trata-se da instrumentação utilizada nas medições de todo e qualquer sinal PWM. Devem ser utilizados sempre equipamentos de medição especiais e, além disso, as medições devem ser realizadas por pessoas preferencialmente experientes no assunto.

É fundamental que se tenha uma noção prévia - em termos tanto de magnitude quanto de outras características gerais - do que se está a medir. Tratando exatamente deste aspecto das medições de grandezas PWM, existe uma nota técnica especialmente elaborada pelo Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto da WEG Motores [35].

### 2.5.3 Estado da Arte Segundo Pesquisadores do Assunto

Muitos estudos, bastante detalhados tecnicamente, têm sido publicados por diversos autores envolvidos com o tema perdas PWM. No entanto, a maioria desses estudos restringe-se a amostras padronizadas de material ferromagnético, como os métodos de Epstein, Single Sheet Test e Toróide, que efetivamente não usam motores elétricos em seus ensaios [36, 37, 38, 39]. Sabe-se também que o comportamento das perdas no ferro do motor elétrico de indução é diferente daquele apresentado em amostras de material ferromagnético nos ensaios padronizados clássicos [40, 41]. Assim, de fato, não existe até o presente momento muita literatura técnica disponível abordando perdas PWM em investigações realizadas com motores elétricos industriais.

Cabe mencionar neste ponto, que alguns resultados de estudos realizados e publicados são bastante particulares ao caso em questão e dificilmente aplicáveis de maneira mais ampla ou genérica. Por exemplo, no âmbito desse trabalho, o conteúdo harmônico de um sinal elétrico afeta diferentemente as perdas em dispositivos eletromagnéticos distintos. Além disso, em um dispositivo eletromagnético, o comportamento das grandezas elétricas depende não apenas do próprio dispositivo, mas também da fonte de energia e da carga conectada a ele. Assim, em geral as conclusões obtidas por pesquisadores das mais diversas procedências tendem a restringir-se ao arranjo utilizado quando do desenvolvimento do trabalho.

Outro aspecto que se deve considerar, é que os efeitos dos fluxos harmônicos produzidos internamente às máquinas elétricas girantes, pela sua natureza intrínseca de funcionamento, geralmente prevalecem sobre os efeitos dos harmônicos provenientes da fonte de alimentação. Percebe-se, assim, que um estudo mais completo e efetivo deve levar em conta ambos os fatores e a interação entre eles, não sendo praticamente possível, portanto, por métodos analíticos [23].

Nos casos de formas de onda de indução não senoidais, porém, as perdas no ferro podem ser associadas ao coeficiente do fator de forma  $F_c$  da tensão. O fator de forma é definido pela relação entre o valor eficaz e o valor médio da tensão em meio

ciclo. Sendo  $F_s$  o fator de forma de uma tensão senoidal e  $F$  o fator de forma da onda em questão, o coeficiente de fator de forma  $F_c$  é a relação entre  $F_s$  e  $F$ . Nessa abordagem, a correção das perdas é feita pela inserção de  $F_c$  (ou seja, a relação  $F_s/F$ , ou coeficiente do fator de forma) na equação das perdas dinâmicas. Essas questões serão abordadas mais detalhadamente adiante neste mesmo capítulo.

### 2.5.3.1 Estudos de Boglietti et alii

O grupo de pesquisadores italianos da *Politecnico di Torino*, liderados por Boglietti e referenciados em [5, 30, 37, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50], tem desenvolvido relevantes trabalhos experimentais sobre perdas no ferro com regimes de tensão PWM. O método de estimação de perdas no ferro desenvolvido pelo grupo considera apenas perdas por histerese e por correntes parasitas, mas negligencia as perdas anômalas (ou excedentes) e dessa forma perde precisão [23].

Ensaio realizados com base no quadro de Epstein [5, 29, 45, 51, 52] mostraram que as perdas magnéticas provocadas por uma forma de onda de tensão de seis pulsos (forma de onda de indução trapezoidal de três níveis) podem ser consideradas praticamente as mesmas provocadas por uma forma de onda de tensão senoidal. As perdas provocadas por uma forma de onda de tensão PWM, contudo, aumentam consideravelmente. Segundo os autores [45, 48], esse aumento se dá em função da parcela de perdas correspondente às correntes parasitas, uma vez que a forma de onda do fluxo é praticamente senoidal, exceto por um pequeno *ripple*, assim como a forma de onda de corrente. De acordo com [13], o adicional de perdas no motor causado pela tensão PWM, em relação à condição de alimentação senoidal, pode ser pequeno ou grande, dependendo do material e dos parâmetros da forma de onda de tensão PWM.

Com relação à influência dos parâmetros da tensão PWM nas perdas no ferro, os pesquisadores mostram que as perdas são menores com índices de modulação tendendo ao valor unitário. Nessa condição, o conteúdo harmônico da tensão é menor e o valor absoluto da fundamental é maior. Percebe-se, assim, que diferentemente dos acionamentos convencionais, o acionamento ideal, que minimizaria as perdas no motor, utilizaria um conversor de frequência com uma tensão ajustável no barramento CC, de



modo que o índice de modulação pudesse ser mantido igual (ou próximo) a um com qualquer valor de tensão fundamental (isto é, em toda a faixa de operação). Essa constatação está de acordo também com [28], que coloca que o aumento relativo de perdas PWM, em comparação com as perdas senoidais, é maior quando a tensão do motor é menor, ou seja, quando os valores de índice de modulação são menores. Por outro lado, índices de modulação elevados geram inevitavelmente intervalos reduzidos entre pulsos sucessivos, de forma que podem ser muitas vezes inviabilizados pelo tempo necessário à comutação dos próprios interruptores e/ou por questões como sobretensão entre espiras do enrolamento do motor e compatibilidade eletromagnética.

A influência da frequência de comutação foi também avaliada pelo grupo italiano e a verificação é que esse parâmetro deixa de afetar o valor das perdas a partir de certo valor, tipicamente por volta de 5 kHz, tanto em amostras de materiais magnéticos [48] quanto em motores operando em vazio [47]. Abaixo disso, quanto menor o valor da frequência de comutação, maiores são as perdas no ferro. Uma explicação para isso seria o aumento dos laços menores de histerese como decorrência da redução da frequência de comutação [23].

Quanto à estratégia de modulação PWM, infere-se dos trabalhos do grupo de pesquisadores de Torino e dos estudos de Batistela e Simão [23, 29], que as formas de onda a três níveis implicam em perdas significativamente menores do que as formas de onda a dois níveis. Esse fato está atrelado à forma de onda do fluxo magnético no núcleo e à formação de laços menores de histerese no caso das formas de onda a dois níveis, as quais acarretam aumento das perdas por histerese.

### **2.5.3.2 Modelagem de Amar e Protat**

A partir de desenvolvimentos rigorosamente fundamentados e logrados por outros grupos de pesquisa na área, como os encabeçados por Bertotti [53, 54, 55, 56], Fiorillo [57, 58, 59], Brissonneau [60] e Nakata [61, 62], o grupo de pesquisadores da instituição francesa SUPELEC (Service Electrotechnique et Electronique Industrielle) desenvolveu uma interessante metodologia de predição de perdas PWM, cuja aplicação é possível após a caracterização magnética do material, conforme [23]. A abordagem

utilizada é restrita às formas de onda PWM a 3 níveis e aplica a idéia do coeficiente do fator de forma, mencionado anteriormente, para relacionar as perdas no ferro sob regime de indução senoidal com as perdas no ferro sob regime de indução distorcido. Dessa forma, com base em conceitos como separação de perdas e modelagem das perdas por excesso, tempo de subida da indução e coeficiente de fator de forma, este grupo de pesquisadores chegou a uma formulação genérica para estimar perdas no ferro, que é válida para qualquer forma de onda de indução [36, 63, 64].

Em uma lâmina magnética submetida a uma indução periódica alternada, as perdas totais no ferro são dadas pela soma das perdas por histerese, perdas por correntes induzidas de Foucault (calculadas classicamente) e perdas excedentes ou anômalas e é dada por (2.21), conforme abordagem de Fiorillo, na qual as perdas por histerese equivalem à área da curva de histerese mais a área dos seus laços menores, se existirem. A unidade das perdas calculadas é J/kg.

$$W_t|_T = W_H|_T + \frac{\sigma d^2}{12 f m_v} \frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt + \frac{\sqrt{\sigma G V_0 S}}{f m_v} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{1,5} dt \quad (2.21)$$

Onde,

$d$  = espessura da lâmina;

$m_v$  = densidade de massa específica;

$\sigma$  = condutividade elétrica do material;

$G$  = coeficiente de atrito do objeto magnético;

$S$  = seção correspondente à indução magnética;

$V_0$  = ente equivalente a um campo coercitivo do campo magnético

Esta equação vale para qualquer forma de onda, mas a sua aplicação é extremamente difícil, pois exige o pleno conhecimento do comportamento da indução no tempo, uma vez que é função da derivada da indução, e além disso suas integrais são geralmente de solução complexa. Percebe-se também, que a determinação de alguns parâmetros da equação, especialmente os atrelados às perdas excedentes, é extremamente complicada, requerendo tanto profundos conhecimentos sobre o tema quanto alta tecnologia para viabilizar a sua medição. Formulando-a para vários regimes

particulares, os pesquisadores do SUPELEC conseguiram simplificá-la, mostrando que o coeficiente de fator de forma é um parâmetro adequado para a previsão da evolução das perdas totais no ferro.

Em (2.21), as perdas por histerese dependem somente da indução máxima nas lâminas. Se não há laços menores, como é o caso aqui, uma vez que se tratam de formas de onda PWM a três níveis, a indução magnética se comporta entre valores extremos e as perdas por histerese variam em função das amplitudes destes extremos. Assim, nesta abordagem é negligenciado o acréscimo nas perdas por histerese devido à formação de pequenos laços.

A partir de (2.21), foi desenvolvida a equação que determina a perda total específica (em J/kg) sob regime senoidal com indução máxima  $B_m$  e frequência  $f_0$ , conforme (2.22). Nesta equação, o segundo e terceiro termos do lado direito correspondem às perdas dinâmicas, respectivamente por correntes induzidas de Foucault (ou clássicas) e por excesso (ou anômalas).

$$W_T^{sen}(B_m, f_0) = W_H^{sen} + \frac{(\pi d)^2}{6m_v} \sigma B_m^2 f_0 + \frac{8,8}{m_v} \sqrt{\sigma S G V_0} B_m^{1,5} \sqrt{f_0} \quad (2.22)$$

Apesar de um pouco mais simples do que a formulação anterior, a equação acima ainda reserva grande complexidade e aplicabilidade prática bastante limitada. Além dos intrincados parâmetros relacionados com as perdas anômalas, a própria condutividade do material, cujo conhecimento é necessário para a determinação das perdas por correntes parasitas, é um parâmetro dificilmente determinado dadas as características de heterogeneidade e anisotropia dos materiais. Dessa forma, o que se faz é relacionar cada tipo de perda a coeficientes determinados de maneira empírica para um ponto base de operação com frequência  $f_0$  e valor de indução máxima  $B_m$ . A perda por histerese pode ser medida pela operação quase estática, conforme já abordado, ou, em um procedimento mais simples, pelo prolongamento da linha de tendência da curva de perdas versus frequência até o ponto  $f = 0$  Hz (eixo das ordenadas na Figura 2.18). Obtém-se, assim a equação (2.23).

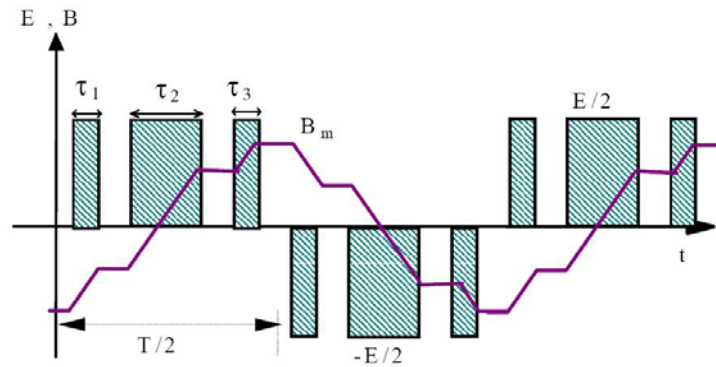
$$W_T^{sen}(B_m, f_0) = W_H^{sen} + k_F B_m^2 + k_E B_m^{1,5} \quad (2.23)$$

Para que se obtenha as perdas totais em outras freqüências de operação diferentes de  $f_0$ , freqüência na qual foram determinados os parâmetros de (2.23), basta inserir nessa equação a razão de proporcionalidade entre a freqüência de interesse e a freqüência-base ( $f/f_0$ ) obedecendo os expoentes já usados em (2.22). Resulta daí uma fórmula simplificada para estimação de perdas no ferro com formas de onda senoidais (2.24), que é função da indução máxima e da freqüência.

$$W_T^{sen}(B_m, f_0) = W_H^{sen} + k_F B_m^2 \frac{f}{f_0} + k_E B_m^{1,5} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (2.24)$$

Após uma análise intermediária com formas de onda de tensão retangulares, as quais acarretam formas de onda de indução trapezoidais, uma vez que o fluxo resulta da integral da tensão induzida em um circuito eletromagnético (no caso de formas de onda de tensão quadradas, a indução tem forma triangular), pôde-se obter finalmente uma formulação para as perdas no ferro sob regimes de tensão PWM.

Supondo então uma forma de onda de tensão PWM a três níveis, de freqüência fundamental  $f_1$ , com  $n$  pulsos por meio-ciclo, e sendo  $\tau_i$  a largura do  $i$ -ésimo pulso, a indução correspondente tem forma trapezoidal tendendo à senoidal, com patamares de valores constantes de indução, conforme esboçado didaticamente na Figura 2.28 [23]. Assim, pode-se obter o tempo de subida (ou descida) global do que seria um pulso retangular de tensão de duração igual ao somatório dos intervalos de tempo  $\tau_i$  pela soma de todos esses intervalos de tempo no meio período, inferindo-se, dessa forma, a inclinação (taxa de variação no tempo) da subida (ou descida) da forma de onda de indução (2.25), em unidade T/s. Vale destacar, uma vez mais, que o laço de histerese será delimitado pelos valores máximos de indução e que, permanecendo constante o valor da indução nos patamares existentes na sua forma de onda, não haverá formação de laços menores de histerese.



**Figura 2.28 - Formas de onda de tensão PWM a três níveis e sua indução correspondente [23]**

$$\left| \frac{dB(t)}{dt} \right| = \frac{2B_m}{\sum \tau_i} \quad (2.25)$$

Substituindo (2.25) em (2.21), chega-se a uma formulação para estimar as perdas no ferro por ciclo e por unidade de massa com uma forma de onda de tensão PWM a três níveis com indução máxima  $B_m$ . Utilizando ainda o equacionamento desenvolvido para as formas de onda de indução trapezoidais, mas considerando que o intervalo de tempo simples  $\tau$  da forma de onda retangular de tensão corresponda ao somatório de intervalos de tempo  $\tau_i$  elucidado no parágrafo anterior para o caso PWM, obtém-se (2.26). Nessa equação já estão inseridos os coeficientes de perdas dinâmicas e a razão de proporcionalidade entre a frequência de interesse e a frequência-base, conforme já apresentado.

$$W_T^{PWM}(\tau, f) = W_H^{sen} + \frac{4}{\pi^2} \left( \frac{1}{\sum \tau_i} \right) k_F B_m^2 \frac{f}{f_0} + \frac{2}{\pi} \left( \sqrt{\frac{1}{\sum \tau_i}} \right) k_E B_m^{1,5} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (2.26)$$

Conclui-se daí, que para uma mesma indução máxima, as perdas no ferro decorrentes de uma tensão PWM a três níveis serão iguais àquelas decorrentes de uma tensão retangular, se a duração do intervalo de tempo  $\tau$  do pulso retangular for igual ao somatório dos tempos  $\tau_i$  em um ciclo da onda PWM. Similarmente, no caso de duas tensões PWM a três níveis com diferentes números de pulsos por período da fundamental, mas cujos somatórios dos intervalos de duração dos pulsos sejam idênticos, as perdas no ferro serão iguais também. Ou seja, as perdas no ferro dependem

da duração (ou largura) total dos pulsos PWM e quando a indução é constante (como nos intervalos de tempo complementares aos intervalos  $\tau_i$ ), as perdas no ferro são nulas.

Essa conclusão converge com as obtidas pelo grupo de pesquisa de Boglietti, de que, se não há formação de laços menores de histerese no material magnético, a partir de certo valor de frequência de comutação as perdas magnéticas passam a praticamente não mais se alterar com esse parâmetro. A explicação para esse fato recai sobre a questão do somatório das larguras dos pulsos PWM em meio-ciclo da fundamental. Já o índice de modulação, por outro lado, quando alterado, acarreta alteração do valor da soma das larguras de pulsos em meio-ciclo e por isso é que esse parâmetro sempre afeta sensivelmente as perdas no ferro.

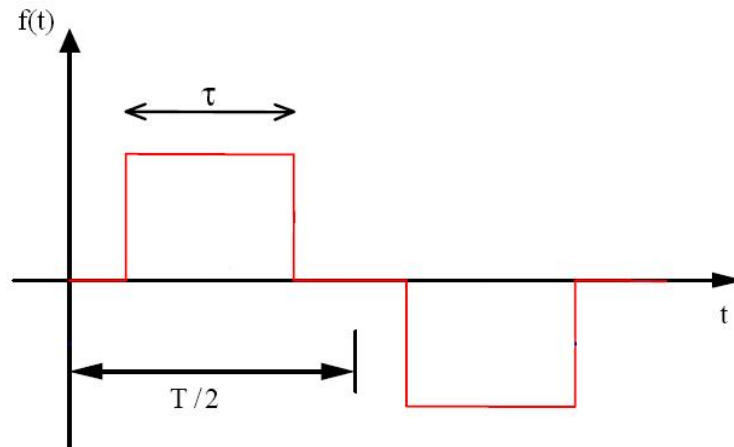
Outra abordagem utilizada para a determinação das perdas no ferro é baseada no conceito de fator de forma  $F$ , o qual se constitui na relação entre o valores eficaz e médio retificado de uma forma de onda [65, 66], conforme (2.27).

$$F = \frac{V_{rms}}{V_{med}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}}{\frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt} \quad (2.27)$$

O fator de forma de uma onda senoidal, portanto, vale  $F_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cong 1,11$ .

Para uma forma de onda retangular de frequência  $f$  e duração de pulso  $\tau$ , Figura 2.29, a razão cíclica  $D$  dessa forma de onda é definida por (2.28) [23]. Interessante notar, que no caso particular em que  $\tau = T/2$ , tem-se uma forma de onda quadrada e a razão cíclica tem valor unitário.

$$D = 2\mathcal{f} = \frac{2\tau}{T} \quad (2.28)$$



**Figura 2.29 - Forma de onda retangular**

Pode-se demonstrar, com desenvolvimentos algébricos simples, que o fator de forma da onda retangular é definido pelo inverso da raiz quadrada da razão cíclica, ou seja,  $F_r = \frac{1}{\sqrt{D}}$ . Portanto, um onda quadrada tem fator de forma também unitário.

E no caso então de uma onda retangular, o coeficiente de fator de forma  $F_c$ , conforme definido anteriormente, pode ser escrito como:

$$F_c = \frac{F_r}{F_s} = \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{D}}\right)}{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)} = \left(\frac{1}{\sqrt{2\tau f}}\right) \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right) = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\tau}} \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (2.29)$$

Apenas para que se tenha uma idéia mais palpável do significado físico do fator de forma, pode-se dizer que ele é uma espécie de quantificação das componentes não eficazes na transferência de energia da onda em questão. Por exemplo, no caso da onda quadrada o valor médio retificado é igual ao valor eficaz, ou seja, a transferência de energia acontece com uma taxa constante ao longo do tempo e por isso o fator de forma tem valor unitário ( $F_q = 1$ ), conforme já apresentado. Já no caso de uma senóide perfeita, cujo fator de forma é maior do que a unidade ( $F_s = 1,11$ ), a transferência de energia não se dá de maneira constante, mas em alguns momentos há mais potência sendo transferida do que em outros.

Similarmente, considerando-se que não há formação de laços menores de histerese causados por harmônicas, pode-se entender fisicamente também o coeficiente de fator de forma. Um coeficiente de fator de forma igual à unidade significa valores tanto qualitativos quanto quantitativos idênticos para as formas de onda de tensão senoidal e distorcida. Ou seja, do ponto de vista da indução magnética, isso implica que a amplitude da forma de onda da indução seja a mesma de uma senóide.

Para as formas de onda PWM define-se a razão cíclica equivalente  $D_{eq}$ , parâmetro que é função do tempo total que a tensão na carga não é nulo em meio-ciclo da onda fundamental. E o coeficiente de fator de forma da tensão PWM pode então ser expresso por:

$$F_c = \frac{F_{PWM}}{F_s} = \frac{\left( \frac{1}{\sqrt{2f \sum \tau_i}} \right)}{\left( \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \right)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{D_{eq}}} \quad (2.30)$$

Substituindo agora (2.30) em (2.26) tem-se a fórmula para determinação das perdas PWM a três níveis em qualquer frequência fundamental de operação  $f$  em função do coeficiente de fator de forma  $F_c$  (2.31).

$$W_T^{PWM}(F_c, f) = W_H^{sen} + F_c^2 k_F B_m^2 \frac{f}{f_0} + F_c k_E B_m^{1,5} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (2.31)$$

### 2.5.3.3 Estudos de Outros Grupos de Pesquisa

Além dos estudos e desenvolvimentos apresentados até aqui, foram analisados também trabalhos realizados por outros grupos de pesquisadores a respeito do tema perdas sob tensões PWM, tais como, de maneira mais destacada, o do tailandês Kinnares [67, 68, 69] e o do britânico Moses [38, 70, 71, 72]. O primeiro grupo parece ter seguido mais ou menos o caminho do grupo de Boglietti, chegando a conclusões semelhantes às que chegaram os pesquisadores italianos, particularmente no que tange à influência das técnicas de modulação e dos parâmetros da forma de onda PWM nas



perdas no ferro. Já o segundo grupo parece ter se envolvido mais com questões relacionadas com a qualidade e as características das laminações, versando sobre as influências das propriedades magnéticas dos materiais nas perdas provocadas pelas formas de onda PWM.

A despeito de basear seus estudos primordialmente em motores elétricos, em detrimento de simples amostras de materiais magnéticos, no que efetivamente se constitui seus principais méritos, nenhum desses grupos de pesquisadores, entretanto, parece ter chegado a desenvolver uma formulação tão elegante e completa, como a desenvolvida pelo grupo de Amar, que permita mais ampla aplicação e possua assim maior relevância. Dessa forma, eles estão apenas citados na bibliografia como fontes de referência adicionais de interesse para o assunto deste trabalho.

Outros pesquisadores, como Ruderman e Welch [73], têm também pesquisado as perdas sob regimes de tensão PWM em máquinas elétricas de maneira mais abrangente, sob o enfoque industrial, não se limitando aos motores de indução, mas abordando também tecnologias como os motores a ímãs permanentes, tanto CC (com escovas) quanto CA (sem escovas). Similarmente, o grupo investigativo de Sokola [74] também tem realizado estudos acerca de perdas sob tensões PWM envolvendo motores, mas juntamente com outras tecnologias de controle, como os conversores de corrente imposta, não enfocados neste trabalho.

Todos esses trabalhos que são mencionados nesta seção, além de outros também acessados ao longo do desenvolvimento deste estudo, são interessantes, porém, ainda relativamente incipientes em termos de evolução das pesquisas, não acrescentando praticamente novidades em relação ao já apresentado nos parágrafos relacionados às abordagens de Boglietti e Amar. Por outro lado, é animador perceber que em geral todas essas frentes de pesquisa, conforme evoluem, têm convergido para conclusões similares.

Vale destacar também os estudos realizados pelos pesquisadores brasileiros do Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (Grucad) da Universidade Federal de Santa Catarina, em particular Batistela [23, 52], Simão [29] e Sadowski [75]. Tais estudos têm sido levados a cabo com bastante seriedade e rigor

científico, já tendo alcançado excelentes resultados nessa área, em particular na modelagem matemática das perdas por histerese e na abordagem numérica das perdas ocasionadas nos materiais magnéticos sob regimes não senoidais de indução.

## 2.6 Comentários e Considerações Finais

Importantes conclusões foram obtidas da literatura técnica a que se teve acesso durante o desenvolvimento deste estudo.

As perdas no ferro sob regime de indução com forma de onda senoidal podem ser divididas em perdas estáticas e perdas dinâmicas. A componente estática independe da frequência, estando relacionada com as características histeréticas do material. A componente dinâmica depende da frequência e está relacionada com as características de condutividade elétrica e os demais fatores de perdas decorrentes do processo de magnetização do material. Existem as perdas dinâmicas clássicas, que podem ser calculadas pela abordagem tradicional das correntes induzidas de Foucault, e as perdas dinâmicas anômalas (ou excedentes), que apesar de serem geralmente pequenas e negligenciadas pelos fabricantes de máquinas elétricas, acarretam erros se desconsideradas em uma avaliação mais rigorosa das perdas no ferro.

Os métodos atuais tendem a utilizar o conceito de separação das perdas para tentar prever as perdas no ferro. No entanto, esses métodos são raramente aplicáveis de maneira ampla, pois em geral constituem-se em modelos simplificados, fornecendo resultados aproximados e baseados em parâmetros empíricos relacionados especificamente com a montagem avaliada na elaboração do estudo particular, exigindo ainda um conhecimento pormenorizado de todo o espectro harmônico da indução.

As perdas no ferro em regimes de indução decorrentes de formas de onda de tensão saídas de fontes que utilizam conversores estáticos, bem como seus parâmetros, estão fortemente relacionadas com o tempo de subida da indução magnética (ou largura resultante total dos pulsos em meio-ciclo da fundamental da forma de onda) e a taxa de variação da indução no tempo ( $dB/dt$ ).

As estratégias de modulação PWM baseiam-se fundamentalmente na técnica PWM senoidal clássica em sua implementação. Cada solução particular, contudo, acarreta formas de onda com conteúdo harmônico distinto. Os fenômenos que envolvem as perdas magnéticas sob essas condições, como por exemplo a formação de laços menores de histerese magnética, associadas às características das máquinas acionadas, ainda não são totalmente conhecidos. As dificuldades aumentam, quando se consideram aspectos eletromagnéticos dos dispositivos acionados no estudo das perdas, por exemplo as componentes rotacionais de campo nas máquinas girantes. As próprias características físicas do circuito magnético podem afetar mais as perdas magnéticas do que o conteúdo harmônico da tensão de alimentação [23]. Outros complicadores nesse aspecto são o comportamento diferente do dispositivo padrão de medida para cada tipo de material e a desconsideração desses fenômenos pelos fabricantes de aços, não havendo dessa forma uma caracterização magnética padrão dos materiais adequada a esta abordagem.

É notável o fato, de que as várias abordagens estudadas sobre as perdas PWM mantenham uma interessante coerência entre si, fornecendo solidez e confiabilidade, mesmo que ainda estejam em evolução e careçam de complementação para que sejam definitivamente aceitas e possam ser, assim, finalmente aplicadas de maneira ampla pela comunidade técnico-científica, tanto no âmbito acadêmico quanto no industrial.

Partindo de uma formulação inicial relativamente simples, obtida com uma forma de onda de indução senoidal em um ponto de operação fixo (frequência-base), e aplicando conceitos como coeficientes de perdas, largura global de pulsos da forma de onda PWM e fator de forma, a modelagem proposta por Amar et alii permite a avaliação das perdas no ferro com uma diversidade de tipos de formas de onda. Essa abordagem, entretanto, requer o conhecimento da condutividade do material e pode ser utilizada apenas quando não há formação de laços menores de histerese na laminação magnética - hipótese válida, por exemplo, para regimes de indução ocasionados por formas de onda de tensão quadradas ou PWM a três níveis.

Por outro lado, conforme se infere da literatura disponível, de forma geral mesmo as abordagens baseadas em métodos numéricos (cálculo por elementos finitos) ainda carecem de uma solução satisfatória para os casos em que há formação de laços

menores de histerese, como por exemplo em um regime de indução gerado por uma forma de onda PWM a dois níveis. Nesses casos, diferentemente do colocado nos parágrafos acima, parece não haver, por enquanto, uma concordância razoável entre os resultados obtidos pelos diversos pesquisadores do assunto. Um exemplo disso é o parâmetro relacionado às perdas magnéticas sob tensão PWM, que para o grupo de Boglietti é principalmente o índice de modulação, enquanto que para o grupo de Amar é o somatório dos tempos de subida da forma de onda da indução (em outras palavras, o somatório das larguras dos pulsos PWM) em meio-ciclo, constituindo-se esse fato em uma aparente incoerência entre as duas abordagens.

No entanto, uma rápida análise feita com base nesses parâmetros relacionados às perdas magnéticas sob tensão PWM é suficiente para revelar que, de fato, há uma grande concordância entre as abordagens desses dois grupos de pesquisa, reforçando a solidez do estado da arte atual no que tange às conceituações e modelagens desenvolvidas. Por exemplo, é verdadeira a afirmação de que o índice de modulação afeta as larguras dos pulsos PWM. E segundo Boglietti, quando esse parâmetro diminui, ocorre aumento nas perdas. Ao mesmo tempo, se a tensão no barramento CC é fixa, como ocorre nos conversores de frequência trifásicos de baixa tensão convencionais, ao diminuir o índice de modulação diminuem também os intervalos de tempo em que a tensão PWM é não nula sobre a carga, o que, segundo Amar, também provoca aumento das perdas. Dessa forma, percebe-se que as abordagens utilizadas pelos diferentes pesquisadores convergem.

### **3 SEPARAÇÃO DE PERDAS EM VAZIO PARA MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA**

#### **3.1 Introdução**

Neste capítulo, aborda-se a separação experimental de perdas em motores de indução operando em vazio, quando alimentados com conversores estáticos de frequência com modulação por largura de pulsos.

Dentre a enorme variedade existente de tipos de motores elétricos e conversores de frequência modernos, este estudo enfoca os motores de indução de gaiola trifásicos de baixa tensão alimentados por conversores de frequência PWM com tensão imposta, os quais se constituem atualmente na imensa maioria dos sistemas industriais de acionamento com variação de velocidade.

#### **3.2 Os Motores Ensaados e o Sistema de Ensaio**

Resultados de ensaios em vazio realizados com motores de indução “normais” (categoria de rendimento IEC EFF2, conforme definido pelo CEMEP – Comitê Europeu dos Fabricantes de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência – ver Anexo 3) de diferentes tamanhos e fabricados com laminações de materiais magnéticos de diferentes qualidades são apresentados neste capítulo. Os motores ensaiados e analisados são de 4 pólos, em função de ser essa a polaridade amplamente predominante nas aplicações industriais de baixa tensão com velocidade variável. Para que pudesse ser avaliado o comportamento das perdas nos motores não apenas em uma frequência (ou velocidade de rotação) fixa, mas em uma faixa de operação, os ensaios foram realizados com a frequência de alimentação variando entre 12 e 60 Hz.

Os motores com os quais foram realizados testes formaram dois grupos de três amostras cada, sendo um grupo composto por motores de 75 cv - 380 V - 60 Hz -

tamanho de carcaça IEC 225SM (ou seja, 225 mm de altura da ponta de eixo até a base) e o outro grupo composto por motores de 5 cv - 380 V - 60 Hz - tamanho de carcaça IEC 100L (ou seja, 100 mm de altura da ponta de eixo até a base). Dentro de cada grupo, as três amostras possuíam o mesmo projeto eletromagnético, exceto pelo fato de cada uma delas ter sido fabricada com um material ferromagnético de qualidade diferente, a saber: aço silício totalmente processado tipo 1, doravante referenciado simplesmente como material “A”, aço silício totalmente processado tipo 2, doravante referenciado simplesmente como material “B”, e aço não processado, doravante referenciado simplesmente como material “C”. É importante mencionar que as laminações dos materiais A e B possuíam espessura de 0,5 mm e as laminações do material C possuíam espessura de lâmina de 0,6 mm.

No âmbito deste trabalho, entende-se por “totalmente processado” o material que é fornecido pela azequia pronto para ser usado, ou seja, no processo de fabricação dos motores ele só precisa ser estampado, uma vez que as etapas de tratamento térmico, formação de revestimento para isolação das chapas, etc. já foram realizadas previamente pela própria azequia. Por outro lado, o material “não processado” precisa ser tratado para tornar-se adequado à utilização nos motores, pois é fornecido “cru” pelo fabricante de aço. Assim, para servir-se à fabricação de motores elétricos, o aço não processado precisa passar por determinados processos, tais como o de crescimento de grãos, descarbonetação, alívio de tensões, etc., além da própria estampagem para a confecção do pacote de laminações.

A Tabela 3.1 mostra as características típicas desses aços (valores médios obtidos em ensaios realizados pelo Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto da WEG, durante o período de 2006 e 2007, para a avaliação de seus aspectos elétricos, mecânicos e químicos). A Figura 3.1 e a Figura 3.2 mostram as características de perdas em função da indução e da frequência, respectivamente, para o aço tipo A (totalmente processado). Da mesma forma, a Figura 3.3 e a Figura 3.4 mostram as características de perdas em função da indução e da frequência, respectivamente, para o aço tipo B (também totalmente processado). A Figura 3.5 e a Figura 3.6 mostram as características de perdas em função da indução e da frequência, respectivamente, para o aço tipo C (não processado). Essas curvas, assim como as características magnéticas apresentadas na Tabela 3.1, foram obtidas experimentalmente pelo método de Epstein

padrão com alimentação puramente senoidal. A variação de frequência é realizada por meio de uma fonte eletrônica de tensão, que permite o fornecimento de sinais entre 30 e 120 Hz, com amplitude ajustável, e suporta correntes de até 10 A. As formas de onda da indução imposta por meio desse sistema são oportunamente apresentadas após a seqüência de curvas que caracterizam os materiais A, B e C em termos de perdas, magnetização e permeabilidade relativa.

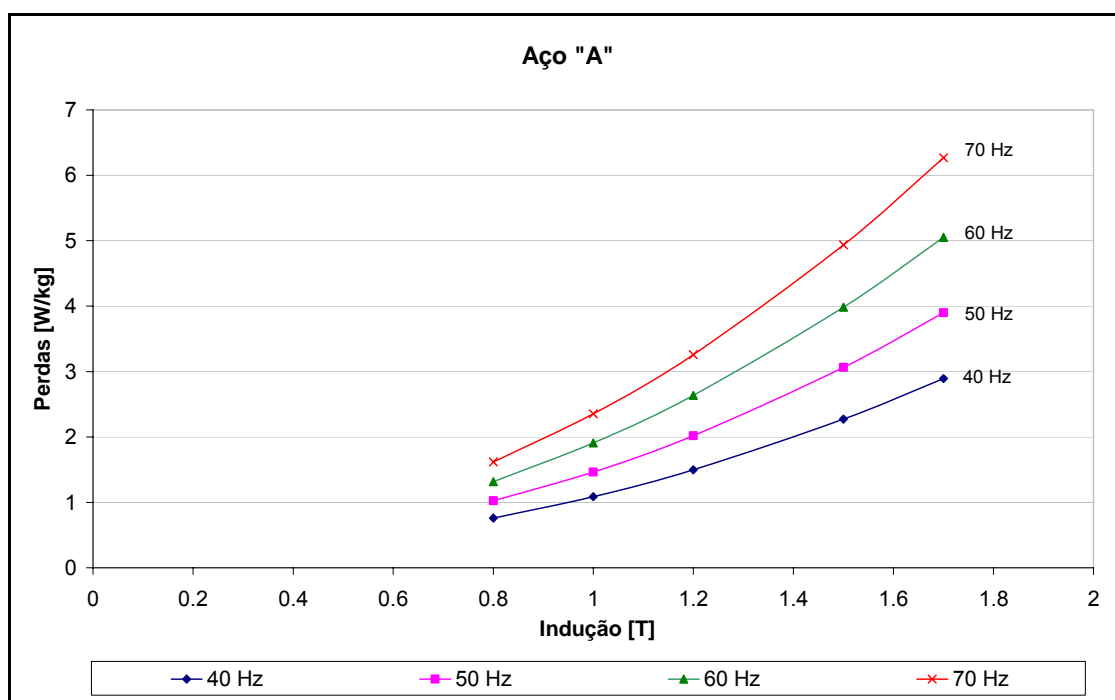
A análise das curvas de perdas versus indução e perdas versus frequência dos materiais A, B e C revela uma boa conformidade delas com os dados apresentados na Tabela 3.1, visto que, dos três tipos de aço utilizados, o material A é o que apresenta as menores perdas, seguido pelo material B com valores de perdas próximos aos do material A, enquanto que o material C é o que apresenta as maiores quantidades relativas de perdas.

**Tabela 3.1 - Valores de referência para os aços utilizados neste estudo**

		Tipo de aço		A	B	C
<b>Magnéticas</b>	<b>Frequência (Hz)</b>	<b>Indução (T)</b>	<b>Perdas (W/kg)</b>			
	50	1,0	1,47	1,69	2,79	
		1,5	3,10	3,46	6,44	
	60	1,0	1,87	2,15	3,65	
		1,5	4,00	4,49	8,54	
<b>Permeabilidade relativa a 1,5 T</b>			2065	1954	2116	
<b>Mecânicas</b>	<b>Sentido paralelo à laminação</b>					
	Limite de escoamento (MPa)		289	294	315	
	Limite de ruptura (MPa)		413	419	391	
	LE/LR		0,70	0,70	0,81	
	Alongamento (%)		30	33	28	
	<b>Sentido perpendicular à laminação</b>					
	Limite de escoamento (MPa)		300	302	323	
	Limite de ruptura (MPa)		424	429	393	
	LE/LR		0,71	0,70	0,82	
	Alongamento (%)		32	34	28	
Dureza Vickers (HV/0.5)		157	156	138		
<b>Composição Química</b>	Densidade (g/cm <sup>3</sup> )		7,75	7,75	7,85	
	Teor de silício (%)		1,827	1,690	0,195	
	Teor de alumínio (%)		0,003	0,026	0,013	
	Teor de manganês (%)		0,427	0,398	0,294	
	Teor de carbono (%)		0,004	0,006	0,004	
	Teor de enxofre (%)		0,003	0,003	0,009	

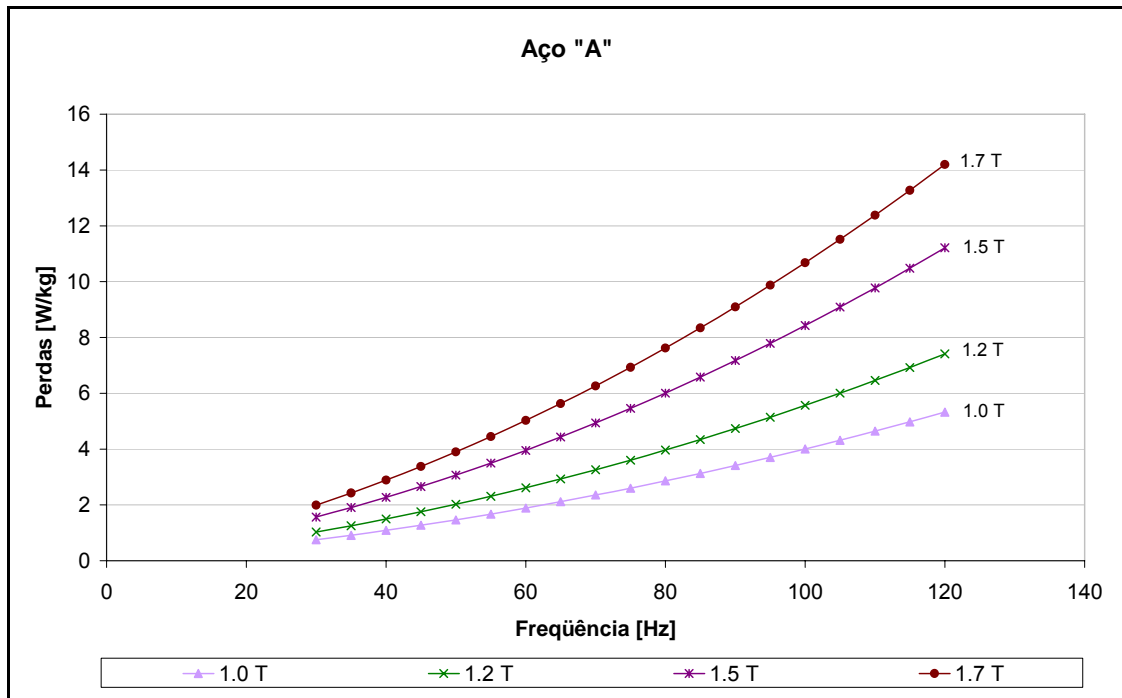
Pode-se dizer, de maneira simplificada, que o material C apresenta aproximadamente o dobro de perdas em relação aos outros dois materiais, especialmente para valores mais elevados de indução. O material B, por sua vez, apesar de apresentar perdas magnéticas similares ao material A, passa a possuir perdas mais expressivas em relação ao material A principalmente em frequências mais elevadas, por exemplo acima de 80 Hz.

As Figura 3.1 a 3.6 evidenciam o comportamento não linear das perdas no material magnético, mesmo com alimentação senoidal e um artefato de geometria relativamente simples, como é o caso do quadro de Epstein. Nota-se que o aumento das perdas tende a ser mais pronunciado quanto maiores são a indução e a frequência.

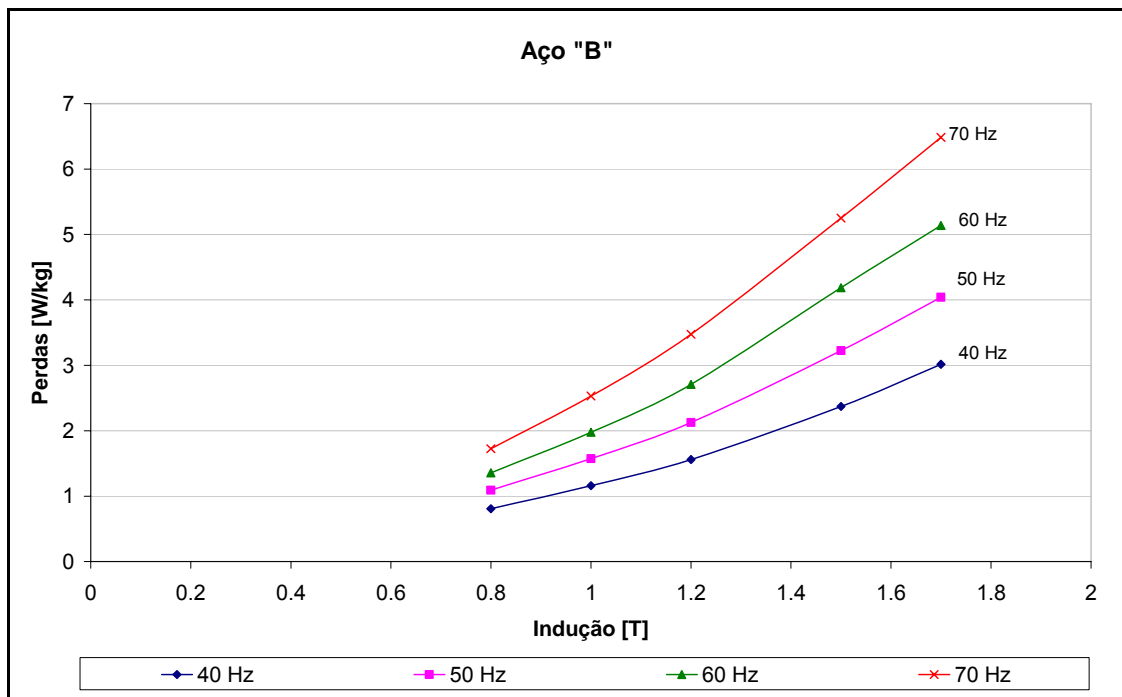


**Figura 3.1 - Curva de perdas em função da indução para o material A**

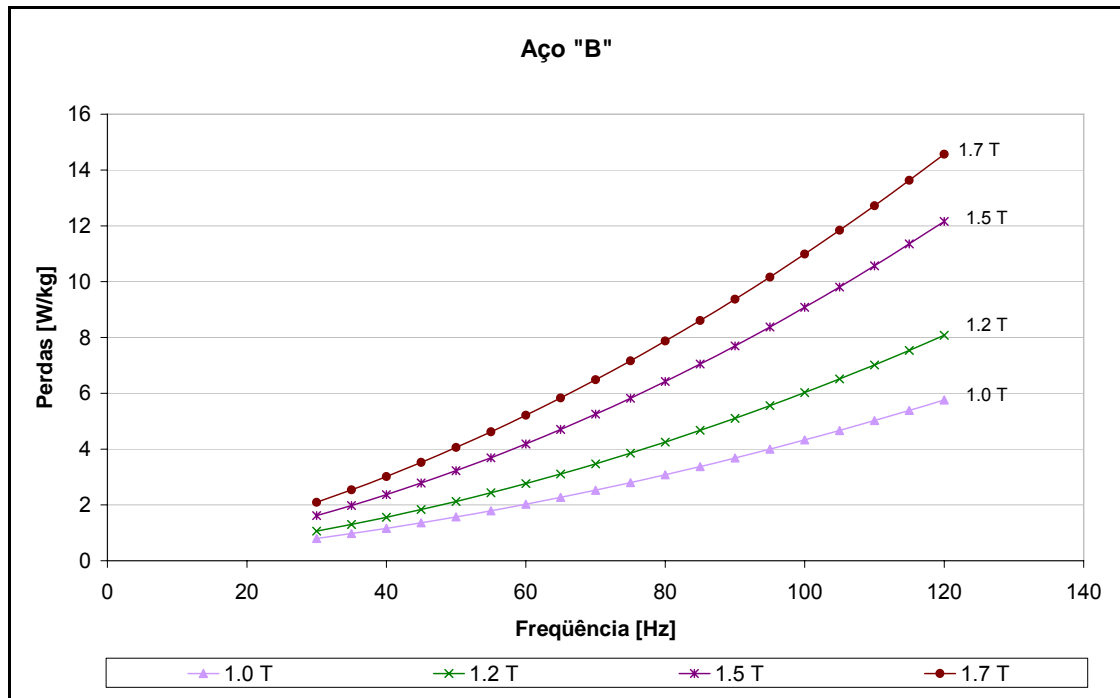




**Figura 3.2 - Curva de perdas em função da frequência para o material A**

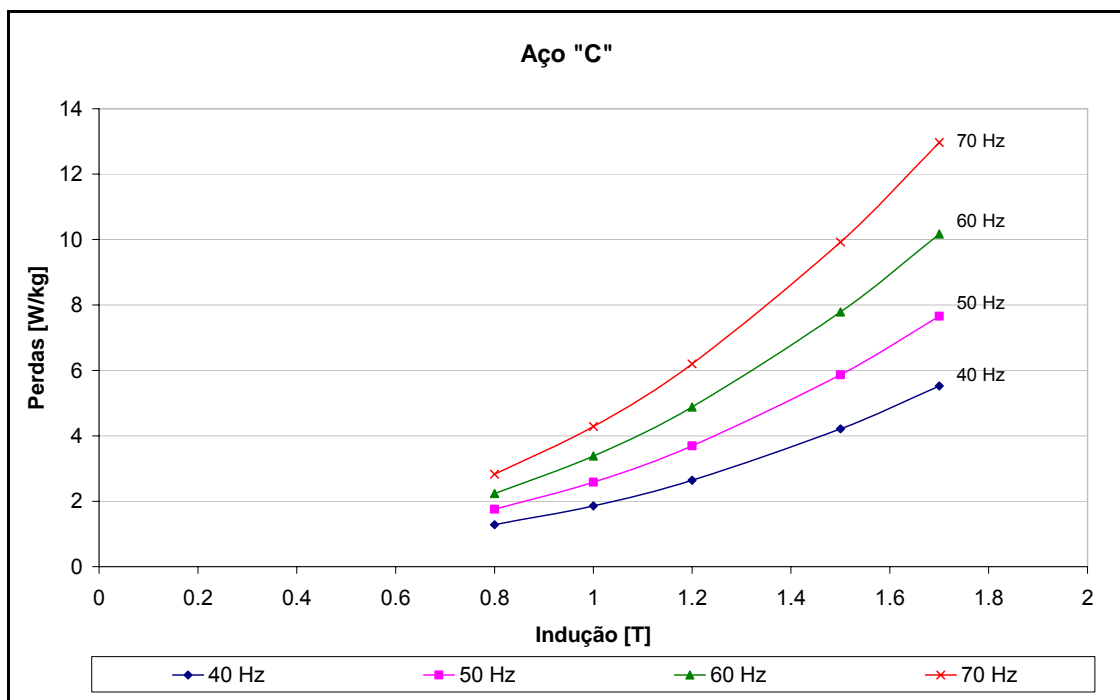


**Figura 3.3 - Curva de perdas em função da indução para o material B**

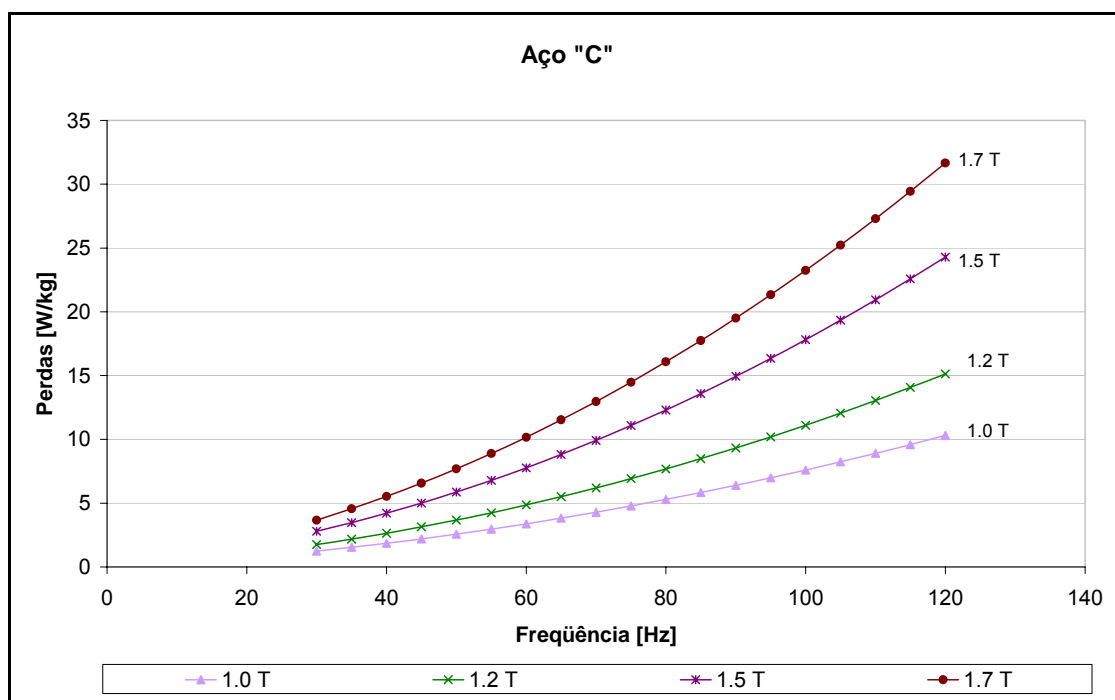


**Figura 3.4 - Curva de perdas em função da frequência para o material B**

Considerando que neste caso a massa e o volume são constantes, o comportamento não-linear das perdas no material magnético com a indução e a frequência está de acordo com a modelagem apresentada no capítulo anterior para o caso senoidal, conforme se percebe das equações (2.14) e (2.19).



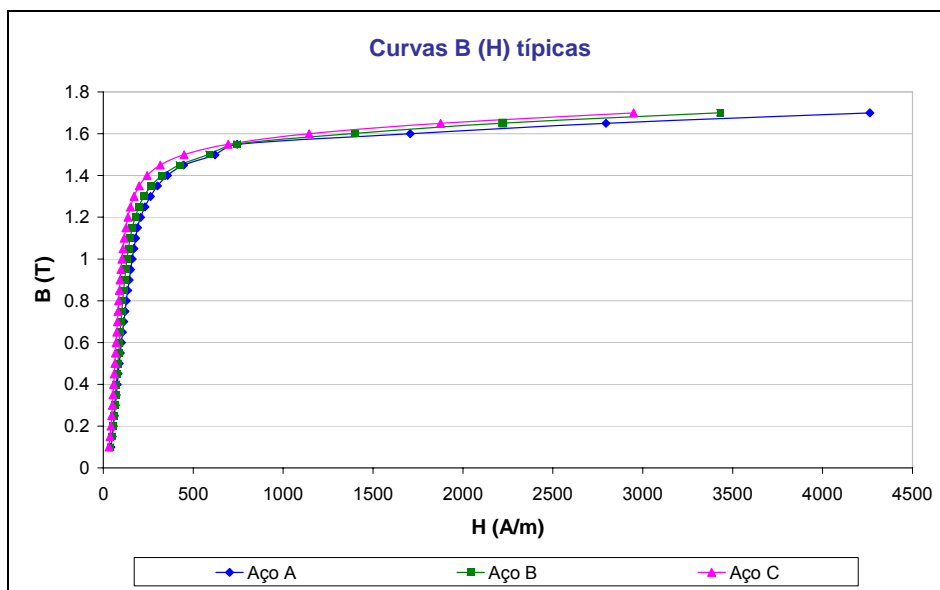
**Figura 3.5 - Curva de perdas em função da indução para o material C**



**Figura 3.6 - Curva de perdas em função da frequência para o material C**

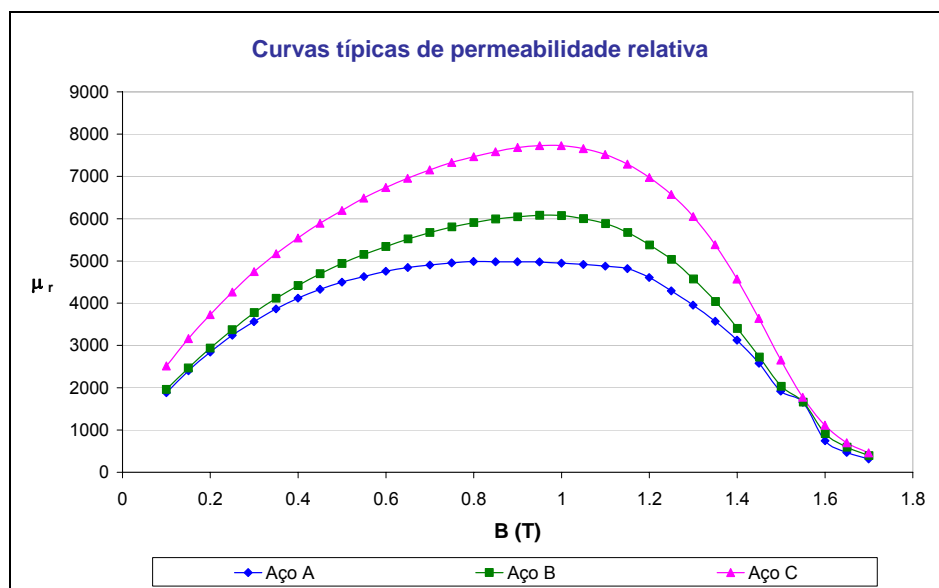
Deve-se considerar que as análises comparativas apresentadas até aqui para os três materiais utilizados, as quais foram feitas com base em características de perdas obtidas pelo método de Epstein tradicional, valem, a princípio, para amostras de material ferromagnético alimentadas por fonte de tensão senoidal. Um dos propósitos deste trabalho, entretanto, consiste em justamente avaliar se essas conclusões continuam sendo válidas no caso de um motor de indução industrial alimentado por conversor de frequência PWM.

A seguir são apresentadas curvas  $B(H)$  típicas para os materiais utilizados na fabricação dos motores ensaiados neste estudo. Percebe-se que o valor da chamada “indução de saturação” é geralmente mais baixo para os aços siliciosos totalmente processados do que para aços sem tratamento.



**Figura 3.7 - Curvas de magnetização típicas para os materiais utilizados neste estudo**

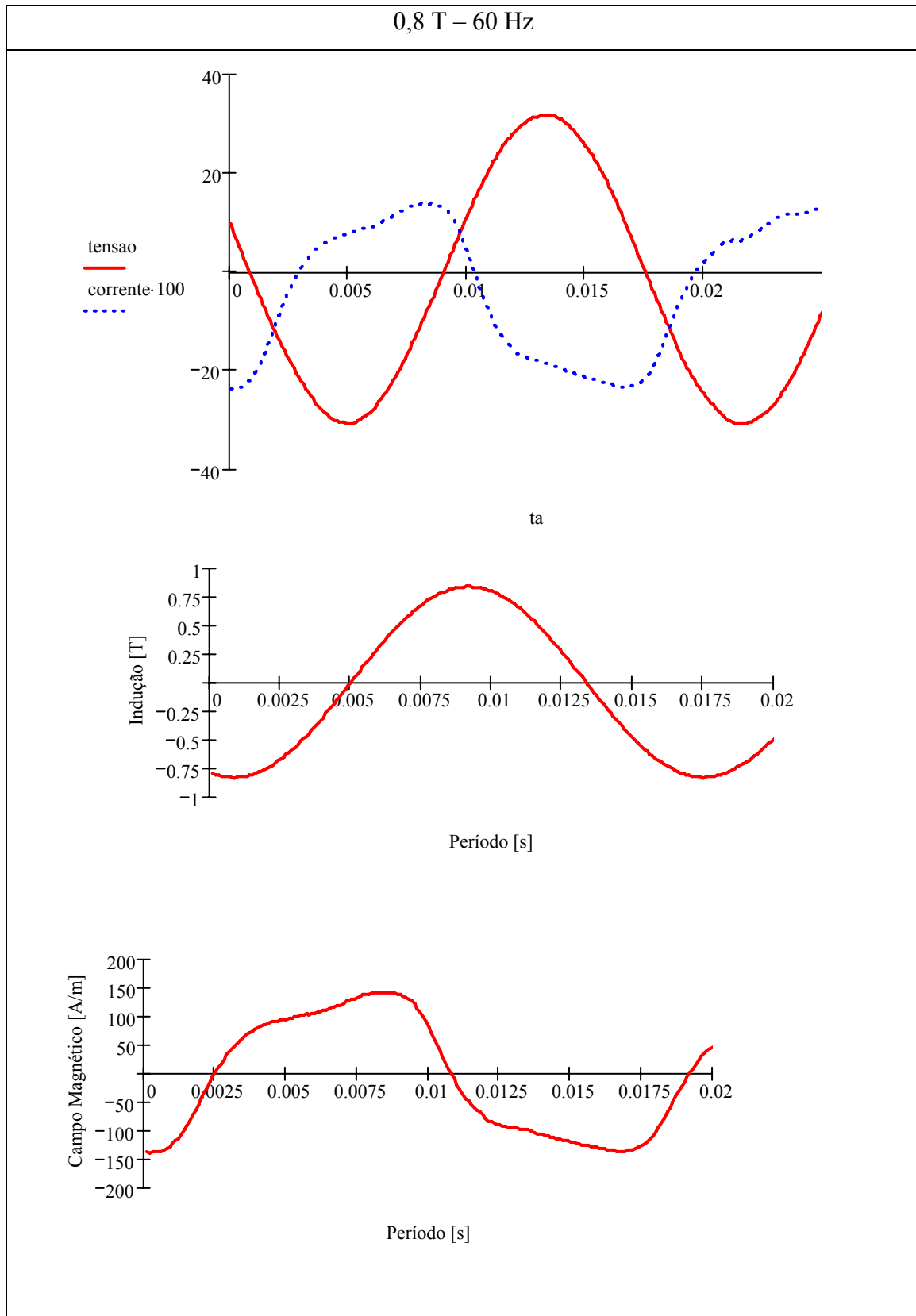
Na Figura 3.8 são apresentadas curvas típicas de permeabilidade relativa  $\mu_r$  em função da indução magnética para os materiais utilizados neste estudo. Essas curvas provêm das curvas apresentadas na Figura 3.7, sendo obtidas a partir da divisão da tangente do ângulo formado entre o eixo das abcissas e as retas tangentes às curvas  $B(H)$  em cada ponto (ver Figura 2.2) pelo valor  $4\pi \cdot 10^{-7}$ , que corresponde à permeabilidade do ar em Henry por metro, conforme (2.4) e (2.7).



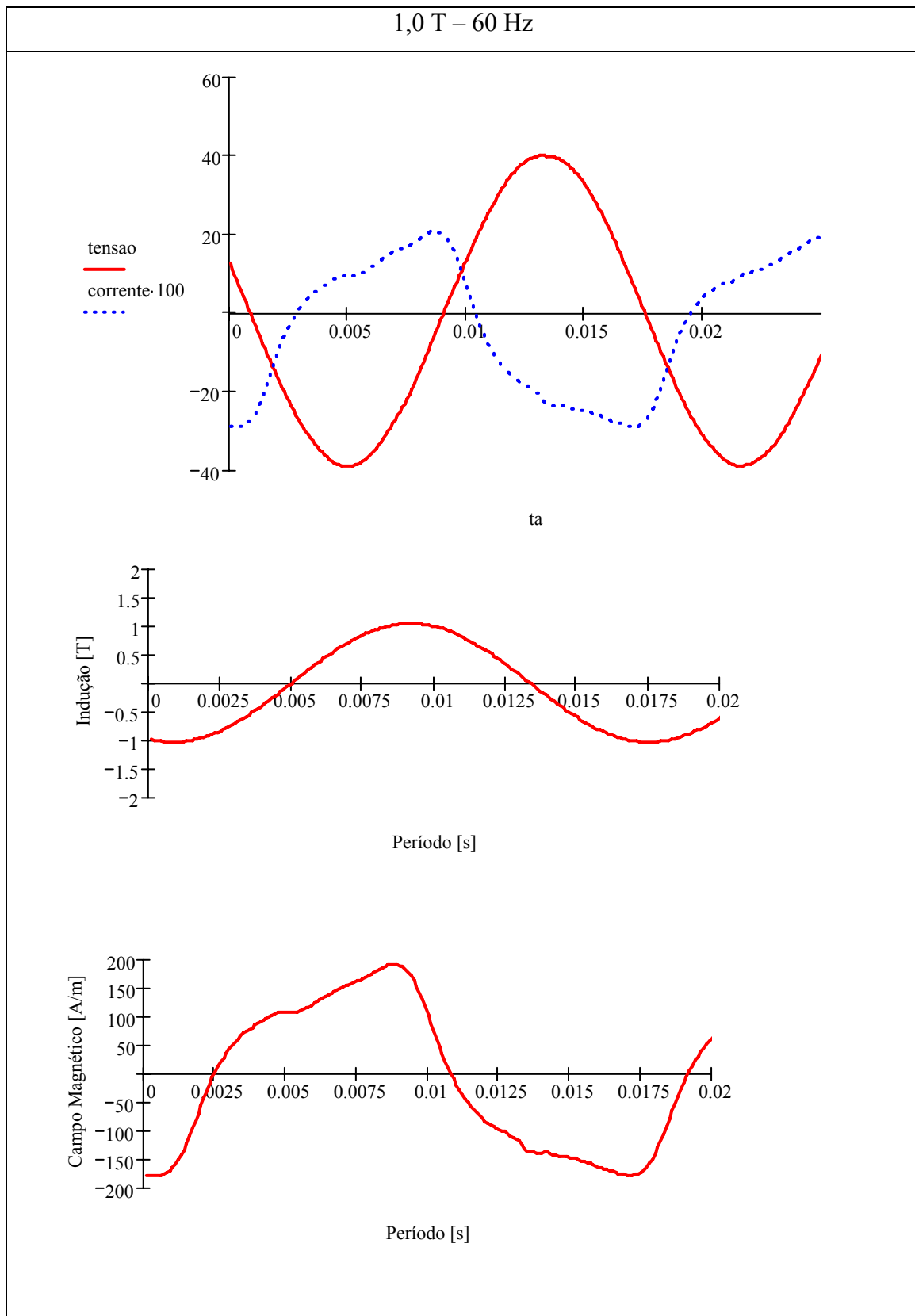
**Figura 3.8 - Valores típicos de permeabilidade relativa para os materiais utilizados neste estudo**

Essas curvas apresentadas anteriormente (Figura 3.1 a 3.8) são uma amostra das características eletromagnéticas típicas, pois logicamente há variações em torno dos valores apresentados para os materiais particularmente usados na fabricação de cada lote de motores (por exemplo, em uma mesma bobina de aço há variação das características eletromagnéticas). Entretanto, trata-se de referências adequadas para que se possa ter uma idéia das características de cada tipo de material. Assim, percebe-se, por exemplo, que em 1,5 T os valores de permeabilidade relativa dos aços utilizados neste estudo ficam em torno de 2000, como era esperado de acordo com os dados da Tabela 3.1.

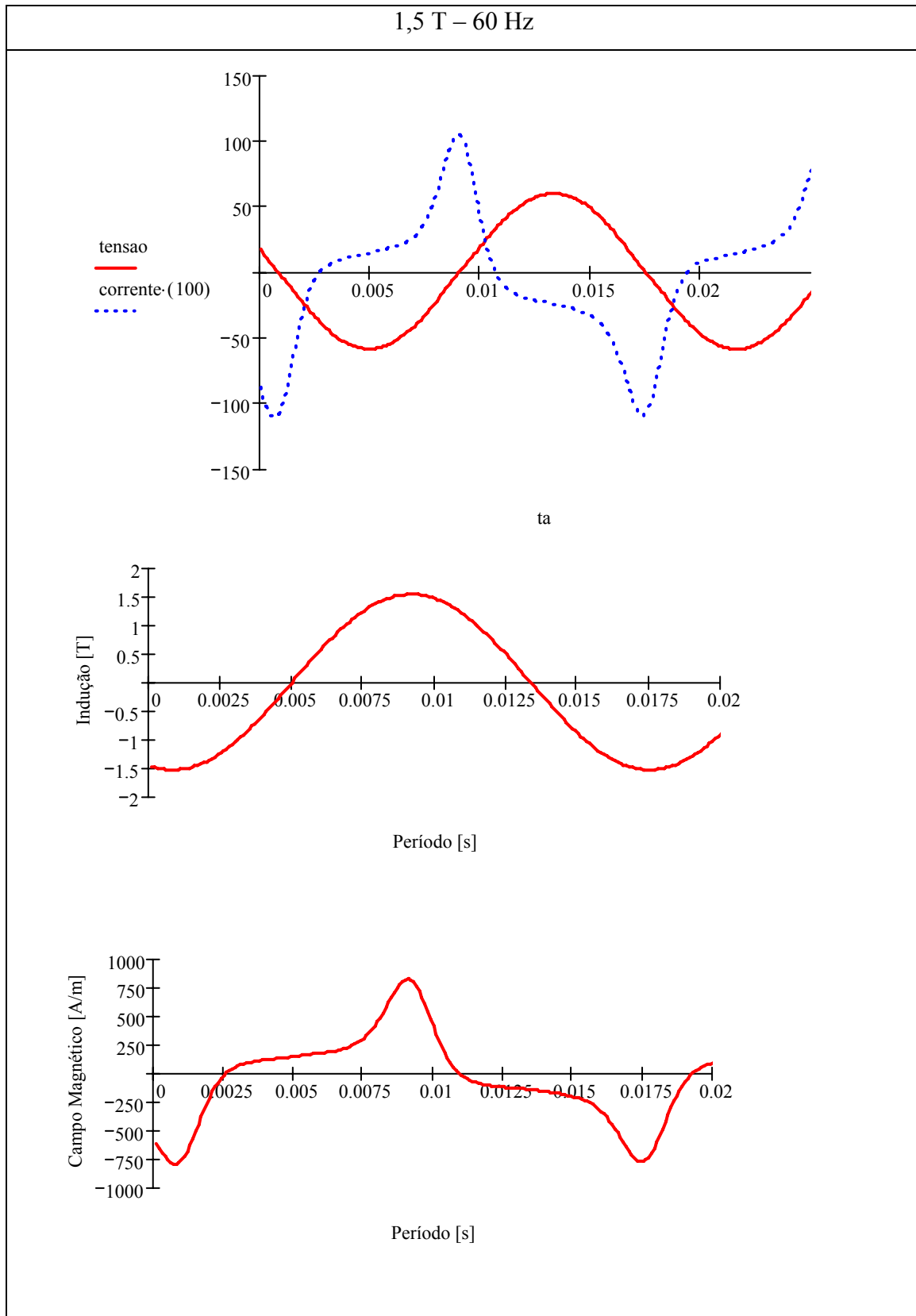
As Figura 3.9 a 3.11 apresentam formas de onda de tensão, corrente, indução e campo magnético, na frequência de 60 Hz e sob diversos valores de indução máxima, obtidas com o sistema utilizado para caracterizar os aços avaliados nesse estudo (ensaio padrão utilizando quadro de Epstein), conforme mencionado anteriormente. Percebe-se que a forma de onda da tensão (V) é um espelho da forma de onda da indução (T), assim como a forma de onda da corrente (A) é um espelho da forma de onda do campo magnético (A/m).



**Figura 3.9 - Formas de onda obtidas do quadro de Epstein utilizado neste estudo, frequência de 60 Hz e indução máxima de 0,8 T**



**Figura 3.10 - Formas de onda obtidas do quadro de Epstein utilizado neste estudo, frequência de 60 Hz e indução máxima de 1,0 T**



**Figura 3.11 - Formas de onda obtidas do quadro de Epstein utilizado neste estudo, frequência de 60 Hz e indução máxima de 1,5 T**



Percebe-se também que, em função dos efeitos da saturação do material magnético, quanto maior é o valor da indução máxima, mais distorcidas (ou menos senoidais) são as formas de onda de corrente e campo magnético, ao passo que as formas de onda de tensão e indução permanecem senoidais.

Nos ensaios com os motores, como fonte de alimentação senoidal foi utilizado um gerador de fabricação especial, que se encontra instalado no Laboratório de Pesquisas Mecânicas do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto da WEG Motores e é capaz de fornecer tensão puramente senoidal com amplitude e frequência variáveis. Como fontes de tensão PWM foram utilizados conversores de frequência comerciais da série CFW-09 (*Space Vector Modulation*), que permitem a aplicação de uma rampa tensão/frequência ajustável, com controle escalar e frequência de comutação fixa [76], dimensionalmente adequados ao motor particular sendo acionado.

O tratamento de dados foi então levado a cabo para cada condição testada seguindo basicamente o método IEEE-112 de segregação de perdas a vazio [77], diferindo desse apenas por algumas adaptações que tiveram que ser feitas devido às próprias condições em que foram realizados os testes (em especial, em função da alimentação PWM e da variação de frequência) [6]. Essas questões serão abordadas com mais detalhes nos próximos parágrafos.

As medições foram realizadas com instrumentos com taxas de amostragem suficientemente altas, ou seja, capazes de ler valores “RMS verdadeiro” (*true rms*) das grandezas elétricas de interesse (em particular, tensão e corrente). Os seguintes equipamentos foram utilizados: osciloscópio Tektronix modelo THS 720P (100 MHz – 500 Ms/sec), analisador de potência Norma modelo D6000 e um multímetro Fluke *true rms* modelo 179. Um filtro RLC artesanal auxiliar foi também usado para melhorar a qualidade/precisão das medições.

### **3.3 Metodologia Proposta – Adaptações do Método IEEE-112 de Separação de Perdas em Vazio**

Propõe-se uma metodologia adaptada do método IEEE-112 de separação de perdas em vazio, a qual é utilizada neste estudo, tanto na execução experimental quanto no posterior processamento dos dados obtidos nos ensaios. Basicamente ela segue o já amplamente conhecido e internacionalmente aceito método IEEE-112. A potência de entrada do motor em vazio é considerada como as perdas totais do motor nessa condição, consistindo de perdas no cobre, perdas no núcleo e perdas mecânicas por atrito e ventilação.

No entanto, adaptações tiveram que ser feitas no método IEEE-112 clássico de separação de perdas em vazio para que o procedimento tradicional se adequasse às condições analisadas neste estudo. O item 5.5 da IEEE-112 coloca que o ensaio em vazio “é realizado operando a máquina no modo motor com tensão e frequência nominais aplicadas sem carga conectada”. Ou seja, uma vez que a norma considera alimentação senoidal (como a fornecida diretamente pela rede), o método tradicional está restrito às perdas fundamentais na frequência-base de operação do motor (geralmente 50 ou 60 Hz). Como, entretanto, se pretende considerar a variação de frequência na análise das perdas, a velocidade de operação do motor naturalmente não pôde ficar restrita apenas ao valor base (nominal), mas ensaios em frequências diferentes da nominal também tiveram que ser realizados. Esse fato constitui-se em uma primeira adaptação do método de separação de perdas padrão. O valor nominal do fluxo magnético no motor (isto é, a relação  $V/f$ ), porém, foi sempre utilizado como referência. A cada frequência de operação analisada, a tensão era variada de 120% ou 125% até tipicamente 20% ou 25% do valor necessário para manter o fluxo nominal na máquina, de acordo com as recomendações da norma IEEE-112.

Como já mencionado no parágrafo anterior, o método IEEE-112 clássico considera, a princípio, em seus procedimentos e recomendações, apenas alimentação direta da rede. Como alimentação por conversor, assim como alimentação senoidal em frequências e tensões diferentes dos valores nominais, foram também utilizados, isso

representa outra adaptação do método de separação de perdas em vazio prescrito na norma IEEE-112.

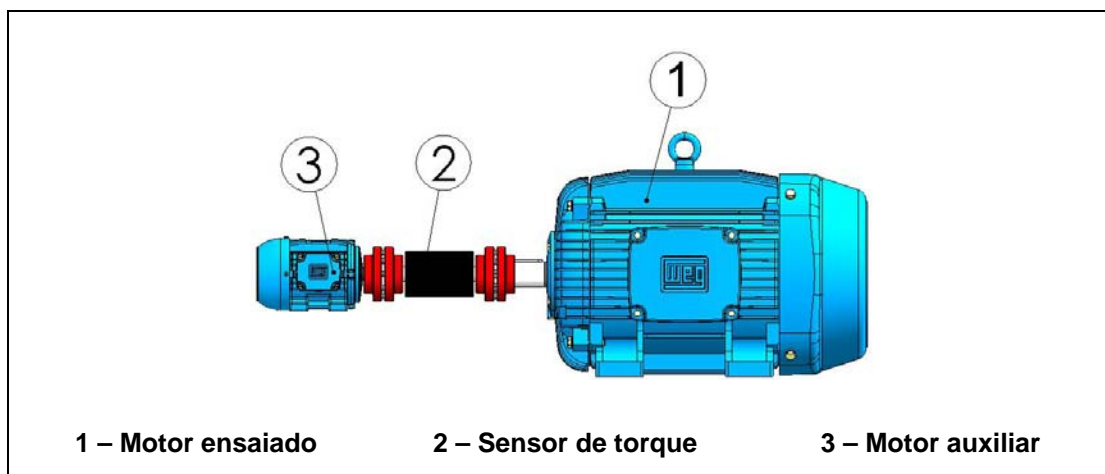
Uma última adaptação do método IEEE-112 que foi realizada neste trabalho diz respeito à determinação das perdas mecânicas no motor. Ao invés de determinar esse valor indiretamente, como prevê o procedimento original, as perdas mecânicas foram determinadas por meio de medição direta com o auxílio de um sensor de torque. Pelo procedimento clássico definido na norma IEEE-112, as perdas mecânicas resultariam de uma regressão linear, da diferença entre a potência absorvida e as perdas Joule nos enrolamentos do estator, feita a partir da curva de potência versus o quadrado da tensão de entrada do motor operando em vazio. Mas neste trabalho, os valores de perdas mecânicas foram obtidos de maneira experimental e impostos posteriormente nos cálculos, na etapa de tratamento de dados. Esse procedimento objetivou garantir maior precisão nos resultados finais.

Testes foram realizados e os resultados foram analisados nas frequências de 12, 36 e 60 Hz (motores de 5 cv) e 20, 40 e 60 Hz (motores de 75 cv).

### 3.3.1 Perdas Mecânicas

As perdas mecânicas nos motores elétricos de indução provêm essencialmente de três fontes distintas: a potência consumida pelo ventilador externo, pelo atrito do rotor com o ar e pelo atrito entre os diversos componentes do mancal. Para que as perdas mecânicas possam ser obtidas precisamente, é necessário que sejam eliminadas as parcelas de perdas elétricas no motor, já que as perdas mecânicas em um motor de indução são independentes das suas perdas elétricas. Para tanto, o motor ensaiado pode ser acionado por um motor auxiliar, como mostrado na Figura 3.12. Entre as pontas de eixo dos motores acopla-se um sensor de torque, que tem como função medir os valores de torque ( $T$ ) e a correspondente rotação ( $\omega$ ). Uma vez conhecidas essas grandezas (obtidas experimentalmente), torna-se possível determinar as perdas mecânicas ( $P_{mec}$ ) do motor para a condição ensaiada por meio de (3.1).

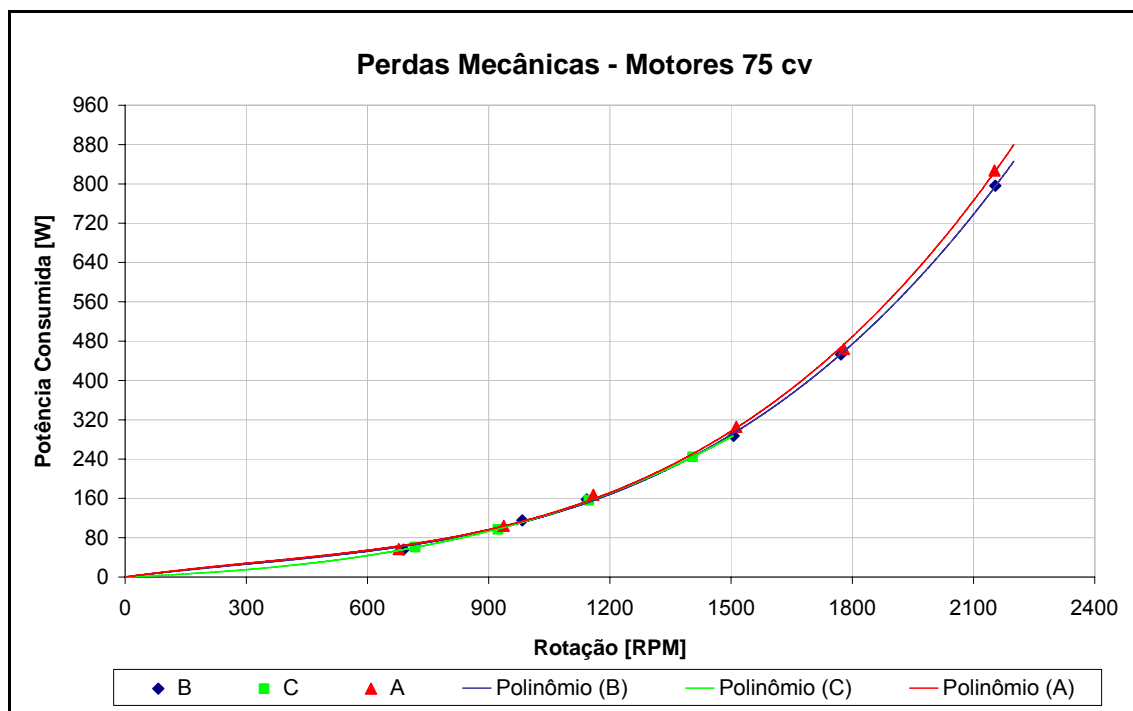
$$P_{mec} [W] = T [Nm] \cdot \omega [rad/s] \quad (3.1)$$



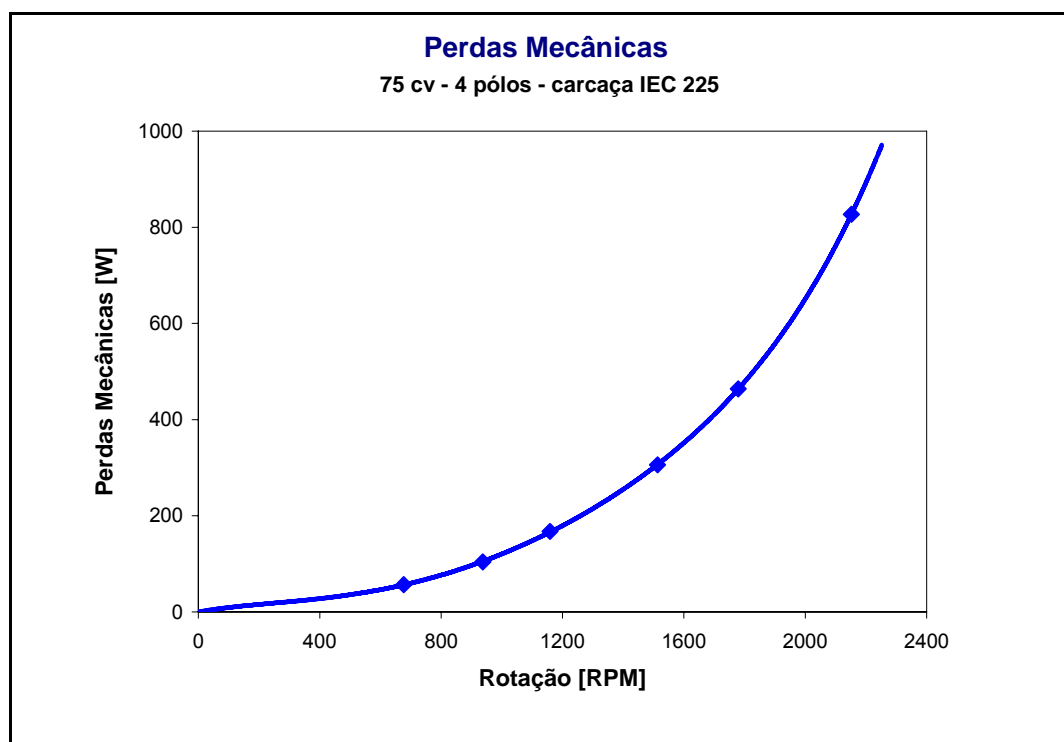
**Figura 3.12 - Esquema de ensaio para obtenção direta das perdas mecânicas no motor**

Em função da necessidade de se conhecerem as perdas mecânicas em uma faixa de operação, devem ser realizadas, para cada motor ensaiado, várias medições de torque, em distintas velocidades de rotação, possibilitando a construção de uma curva representativa do comportamento das perdas mecânicas em função da rotação para o motor autoventilado. A partir dessa curva, podem ser obtidas então as perdas mecânicas para as rotações particulares de interesse.

A Figura 3.13 mostra os resultados de ensaios de perdas mecânicas obtidos com as três amostras de motores de 75 cv. Como se nota, as curvas obtidas individualmente para cada um dos três motores constituintes desse grupo praticamente se sobrepuseram entre si, ou seja, as perdas mecânicas obtidas para os três motores em cada frequência de operação foram praticamente as mesmas. Esse fato motivou a consideração de que as perdas mecânicas são idênticas para os três motores, conforme mostra a Figura 3.14, que resulta dos valores médios das perdas mecânicas obtidas para os três motores autoventilados de 75 cv testados ao longo deste estudo.



**Figura 3.13 - Perdas mecânicas dos três motores de 75 cv determinadas experimentalmente com auxílio de sensor de torque**



**Figura 3.14 - Perdas mecânicas para os motores de 75 cv**

Apesar de ser um método vantajoso para a precisão obtida nos resultados finais, para os motores de 5 cv analisados infelizmente não pôde ser realizado o procedimento

descrito nos parágrafos anteriores para determinação direta das perdas mecânicas, devido à pequena magnitude das perdas mecânicas desses motores, tornando inviáveis as suas medições. Nesse caso específico, os valores a serem medidos seriam aproximadamente da mesma ordem de grandeza da precisão oferecida pelo sistema de medição. Assim, para o conjunto de motores de 5 cv, as perdas mecânicas foram determinadas indiretamente, da forma tradicionalmente prescrita pelo método da norma IEEE-112, ou seja, por meio da regressão linear da diferença entre a potência de entrada e as perdas  $RI^2$  no estator, ambos resultantes de ensaio sem carga, na curva de potência versus tensão ao quadrado. Nesse procedimento, faz-se a extrapolação da curva até o ponto em que a tensão seja nula (ou seja, até que a curva cruze o eixo das ordenadas), pois nesse ponto as perdas no ferro valem zero.

Deve ser ressaltado, contudo, que existem no mercado sensores de torque dos mais variados tamanhos, inclusive de tamanhos adequados às medições que aqui foram impraticáveis, em função do equipamento que se possuía à disposição quando da realização dos ensaios.

### 3.4 Resultados Experimentais e Discussão

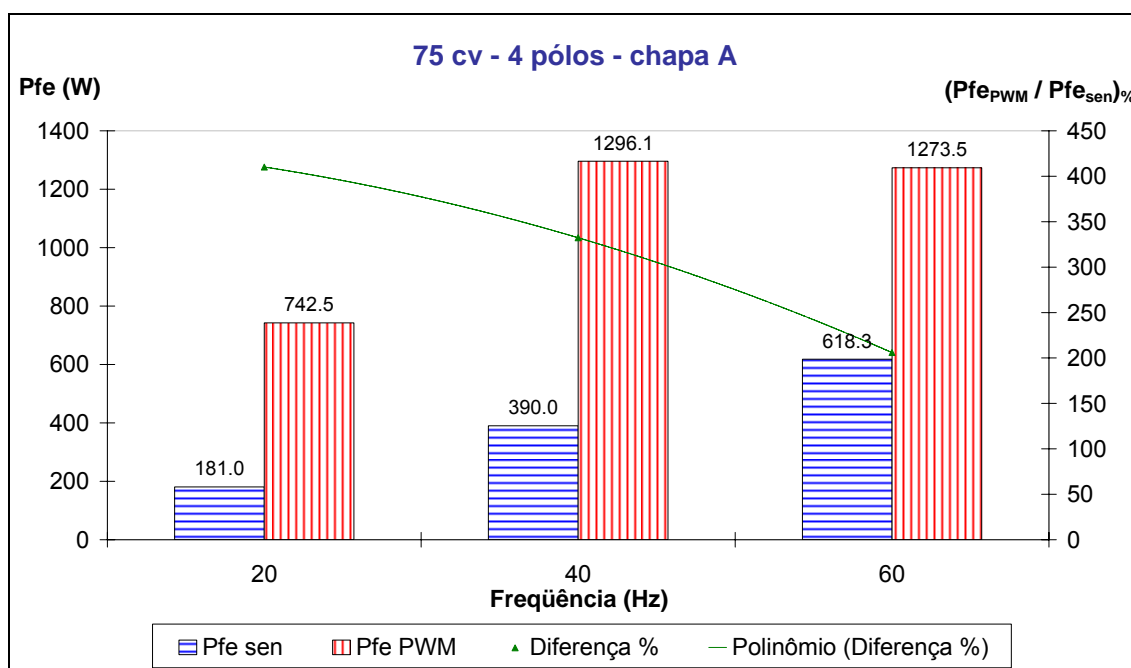
Os resultados obtidos por meio do método de separação de perdas proposto para os motores de 75 cv analisados neste trabalho estão apresentados na Tabela 3.2. Como os valores de perdas mecânicas (ventilação + atrito) encontrados experimentalmente foram muito próximos para os três motores constituintes desse grupo, conforme já comentado, para efeito de cálculo elas foram consideradas idênticas, em cada frequência ensaiada, para os três motores, de acordo com a Figura 3.14.

**Tabela 3.2 - Perdas obtidas pelo método proposto com os motores de 75 cv**

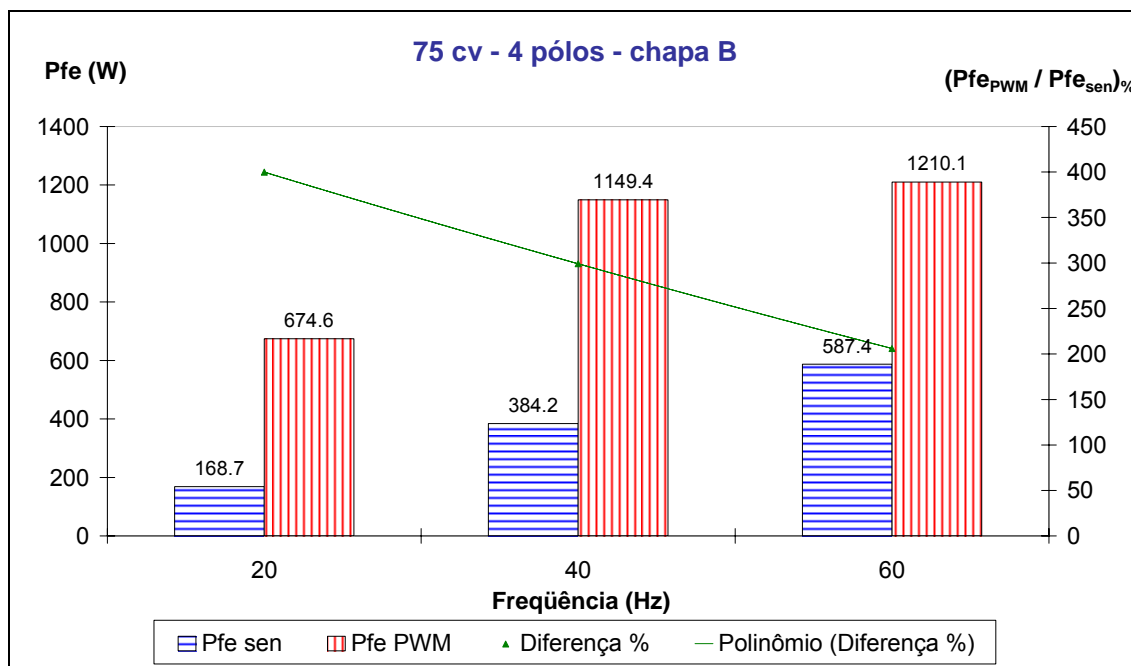
		Perdas no ferro [W] - motores 75 cv					
		Material C		Material B		Material A	
f [Hz]	$P_{mec}$ [W]	PWM	Senoidal	PWM	Senoidal	PWM	Senoidal
60	481,7	1872,0	1046,7	1210,1	587,4	1273,5	618,3
40	169,2	1711,2	618,7	1149,4	384,2	1296,1	390,0
20	52,0	1009,7	238,9	674,6	168,7	742,5	181,0

Os dados contidos na Tabela 3.2, com exceção das perdas mecânicas, estão expostos em forma gráfica nas figuras que seguem. As perdas mecânicas não são apresentadas, pois o foco das análises são as perdas no ferro. A Figura 3.15 apresenta os resultados obtidos com o motor construído com o material A, a Figura 3.16 apresenta os resultados obtidos com o motor construído com o material B e a Figura 3.17 apresenta os resultados obtidos com o motor construído com o material C.

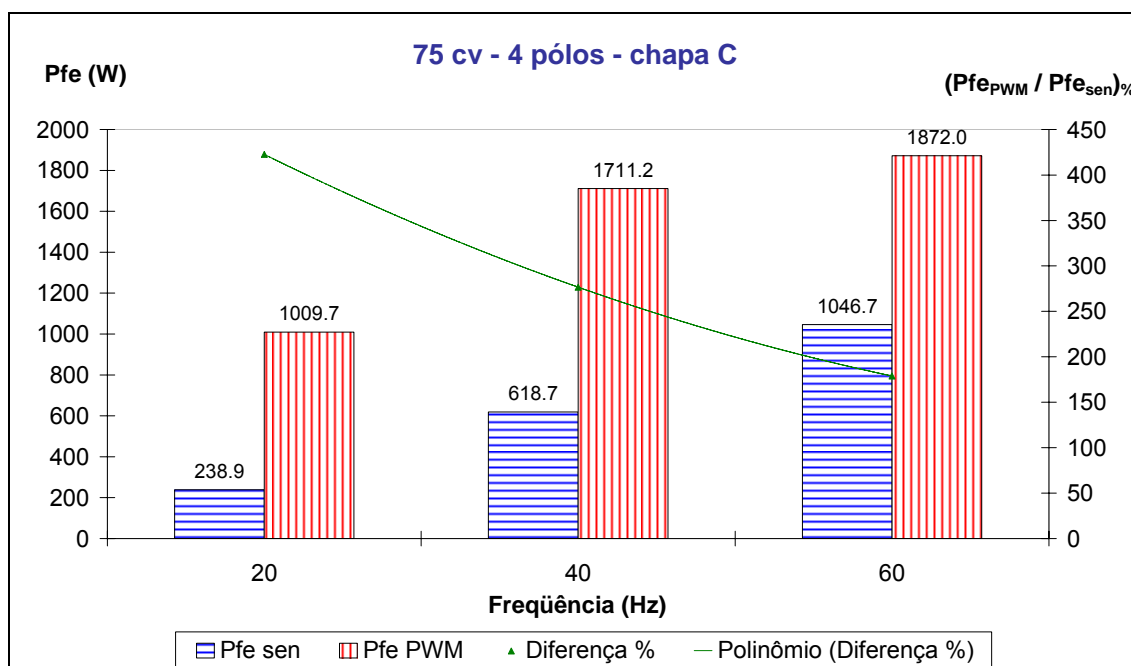
No eixo das ordenadas do lado esquerdo estão as perdas no ferro determinadas experimentalmente, em Watts, com os motores operando em vazio sob alimentação senoidal e PWM. Como era esperado, percebe-se que quando a alimentação é PWM as perdas geradas nos motores são sempre maiores do que quando a alimentação é senoidal.



**Figura 3.15 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço A**



**Figura 3.16 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço B**



**Figura 3.17 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço C**

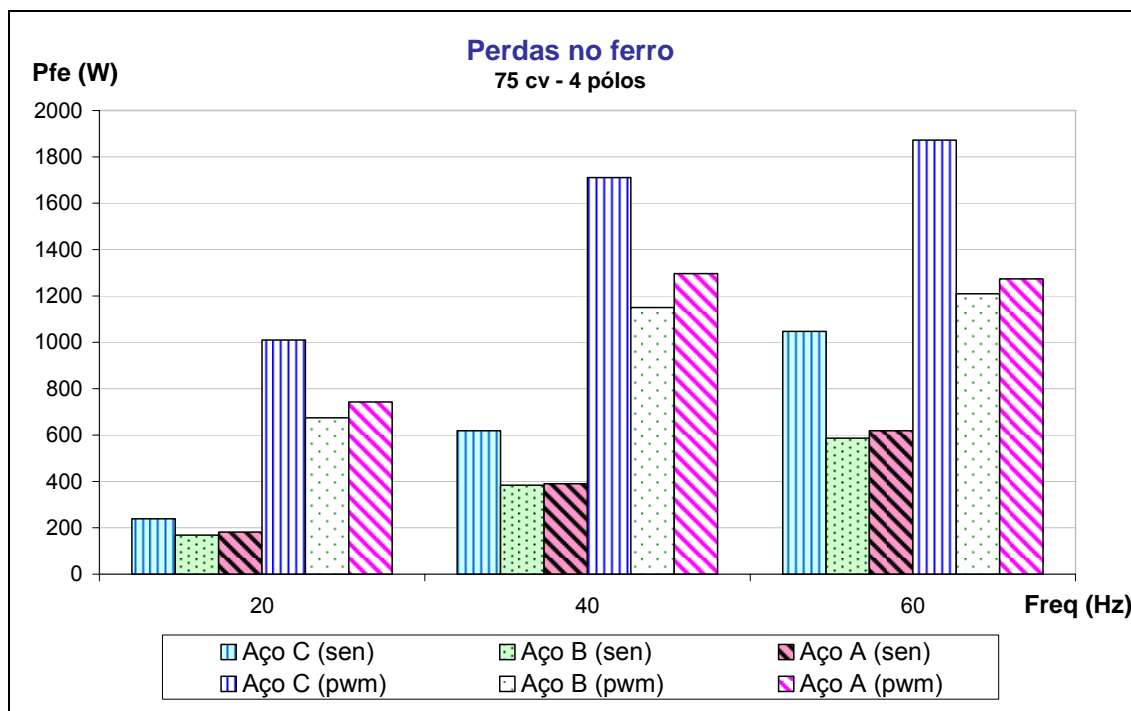
Percebe-se ainda, como também era esperado, de acordo com o equacionamento das perdas apresentado no capítulo anterior, que em valores absolutos, em geral as



perdas são maiores nas frequências de operação mais elevadas do que nas frequências de operação mais baixas.

No eixo das ordenadas do lado direito estão apresentadas as diferenças percentuais das perdas no ferro do motor ocasionadas pela alimentação PWM em relação às perdas no ferro do motor ocasionadas pela alimentação senoidal. Essa interessante análise mostra uma clara tendência de as perdas aumentarem relativamente mais, por causa da alimentação PWM, quanto mais baixa é a frequência de operação. Esse fato está de acordo com as constatações obtidas pelas abordagens dos grupos de pesquisa citados no capítulo anterior. Conversores de frequência comerciais convencionais de baixa tensão são implementados com retificadores não controlados, ou seja, a tensão no barramento CC desses conversores é fixa. Desse modo, quanto menor é a frequência de operação (frequência fundamental do sinal de saída do conversor), menor é o índice de modulação. Conforme os estudos realizados por Boglietti, a minimização das perdas ocorre quando o índice de modulação tem valor unitário, ao passo que índices de modulação mais baixos acarretam perdas mais elevadas.

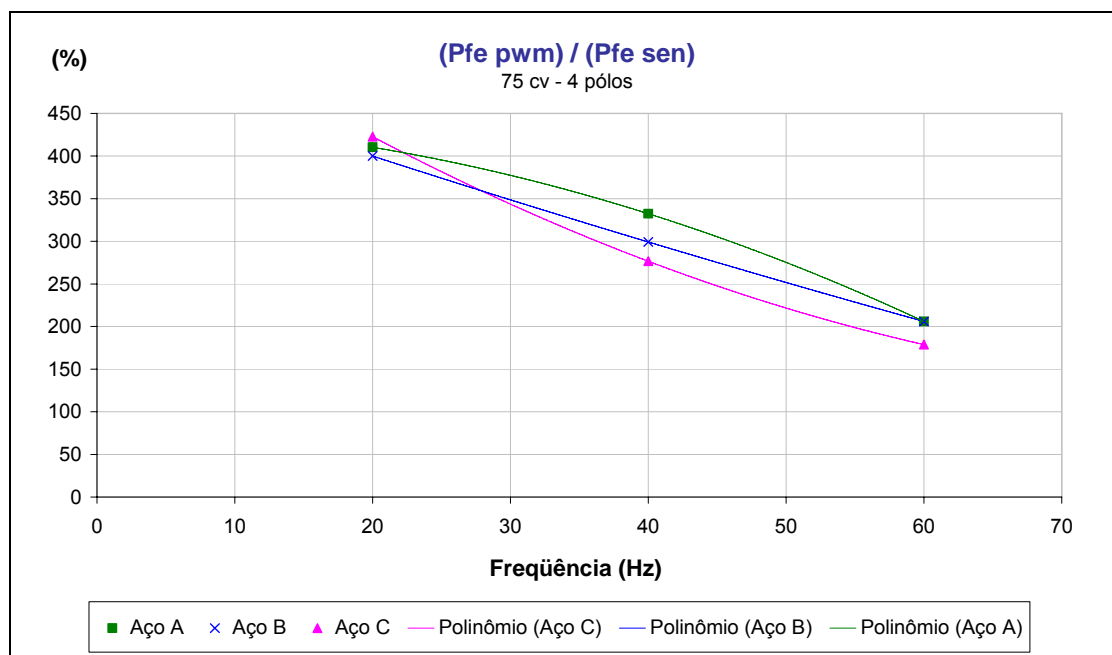
Colocando as curvas com os valores de perdas no ferro obtidos com os motores de 75 cv pelo método proposto em um só gráfico, pode-se analisar comparativamente os desempenhos dos três tipos de aço usados na construção dos motores estudados. A Figura 3.18 apresenta essa comparação.



**Figura 3.18 - Perdas no ferro com fontes de alimentação senoidal e PWM, em várias frequências de operação, para os motores de 75 cv**

Conforme esperado, via de regra, as perdas no ferro do motor fabricado com o material C (chapa não processada) são mais elevadas do que as perdas no ferro dos motores fabricados com os materiais A e B (chapas totalmente processadas), confirmando que, em termos absolutos, o desempenho de cada tipo de material magnético utilizado na laminação é mantido independentemente da natureza da alimentação (tensão senoidal ou tensão PWM). Mas é interessante observar que, embora os valores de perdas no ferro obtidos para os motores A e B tenham ficado próximos um do outro em todos os casos, o motor fabricado com o aço B apresentou um desempenho melhor do que o motor fabricado com aço A, contrariando os valores de referência (características típicas) desses materiais que estão apresentados na Tabela 3.1. Uma explicação para isso, de acordo com os fabricantes de aços, é o fato de que existem os valores típicos e os valores garantidos para as características magnéticas dos aços. Confrontando-se esses números, percebe-se a existência de uma região de sombreamento, ou seja, no caso particular dos materiais utilizados na construção dos motores aqui analisados, é possível que o aço B seja proveniente de um lote de bobinas de aço com ótima qualidade e o aço A seja proveniente de um lote de bobinas de aço com média qualidade, eventualmente apresentando o aço B melhores características magnéticas do que o aço A.

Colocando as curvas dos valores das diferenças obtidas entre as perdas no ferro causados pela tensão PWM e pela tensão senoidal nos três motores de 75 cv em um só gráfico, vide Figura 3.19, pode-se analisar comparativamente os desempenhos dos três tipos de aço sob outro ponto de vista.

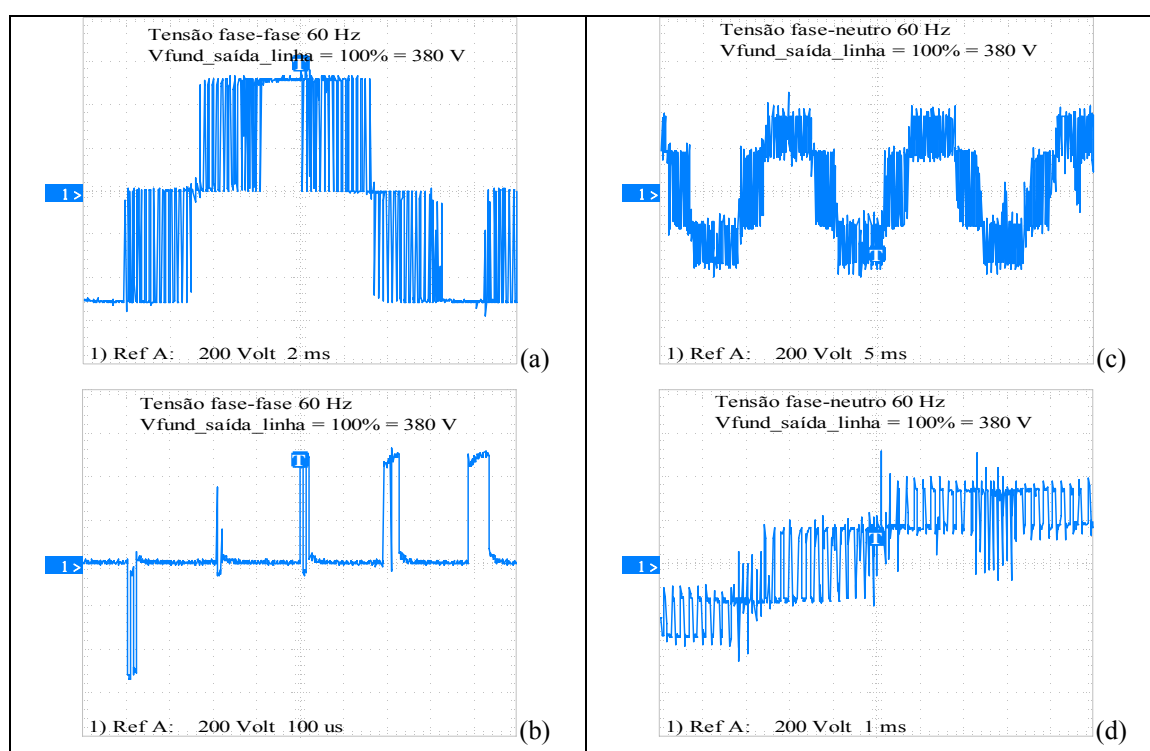


**Figura 3.19 - Diferenças percentuais entre as perdas no ferro causadas nos motores de 75 cv pelas diferentes formas de onda da tensão de alimentação**

A análise da Figura 3.19 revela a tendência, pelo menos no caso particular dos motores ensaiados, de ser relativamente mais significativo o aumento das perdas, em função da alimentação por tensão PWM, nos motores construídos com chapas mais nobres. Esse fato pode ser fundamentado na formação de laços menores de histerese no material magnético. As chapas siliciosas possuem indução de saturação mais baixa e apresentam menores valores de condutividade elétrica. Dessa forma, seu desempenho superior pode ser relacionado principalmente com os menores índices de perdas por correntes induzidas no ferro quando a alimentação é senoidal. No entanto, os laços menores de histerese ocasionados pelas harmônicas da tensão PWM acarretam aumento das perdas por histerese. E no caso particular dos motores ensaiados, as perdas por histerese provavelmente foram ainda favorecidas pela menor permeabilidade (maior relutância) dos aços siliciosos utilizados (ver Tabela 3.1), conforme se infere da equação (2.14). Por outro lado, conforme se reduz a frequência de operação as formas de ondas

PWM passam a afetar mais fortemente a chapa C do que as chapas A e B, fato revelado pela maior inclinação da curva de diferenças de perdas no ferro do motor fabricado com a chapa C do que as inclinações das curvas de diferenças de perdas no ferro dos motores fabricados com as outras chapas analisadas.

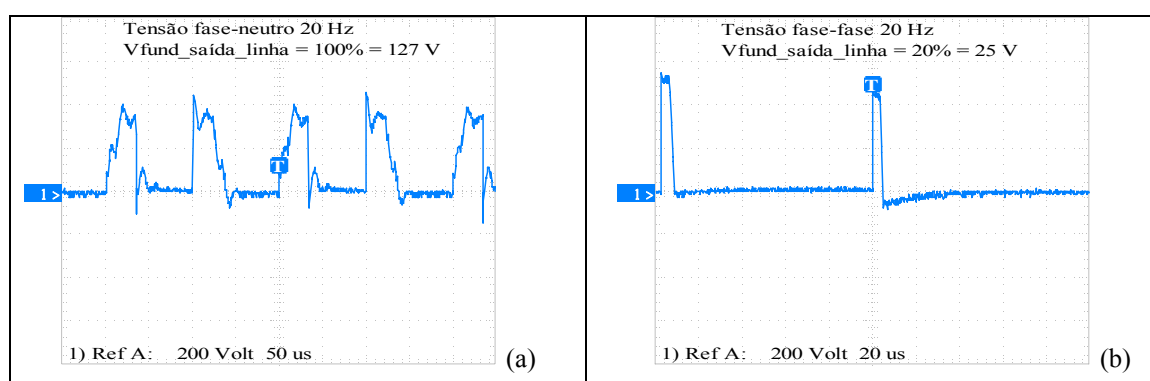
Para verificar a hipótese da formação de laços menores de histerese no material magnético quando sob alimentação por conversor de frequência, foram medidas formas de onda da tensão PWM nos terminais do motor fabricado com o aço B, as quais são apresentadas a seguir para a frequência de operação de 60 Hz.



**Figura 3.20 – Formas de onda medidas nos terminais do motor alimentado por conversor em 60 Hz. (a) e (b) Tensão de linha. (c) e (d) Tensão de fase.**

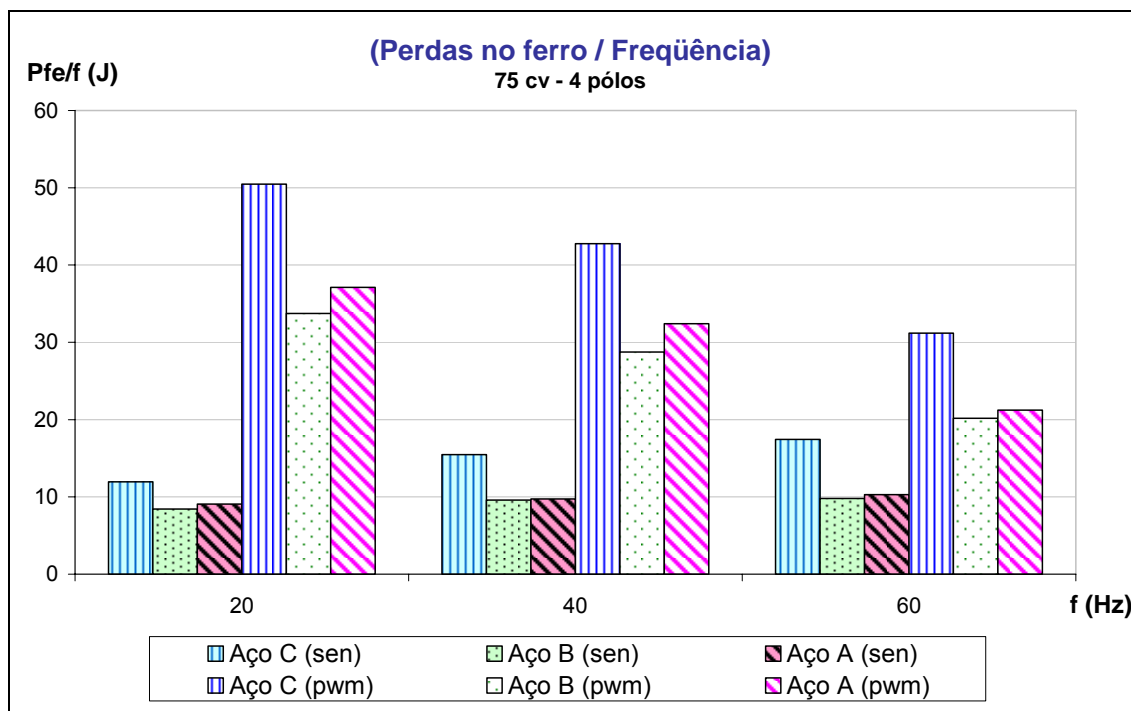
A Figura 3.20 mostra que a tensão de linha (medida entre duas fases) possui 3 níveis mas, ainda assim, em alguns momentos, acontece o cruzamento da tensão por zero, ou seja, fisicamente há aplicação de tensão negativa sobre a carga no semiciclo positivo. Essa situação é constante na tensão de fase (medida entre uma fase e o ponto central da ligação estrela). Confirma-se, dessa forma, a possibilidade de que laços menores de histerese sejam formados no material magnético.

A Figura 3.21 mostra formas de onda de tensão medidas nos terminais do motor operando em 20 Hz. Percebe-se que tanto na fase quanto na linha ocorrem valores negativos de tensão no semiciclo positivo da forma de onda de tensão, condição que acarreta a formação de laços menores de histerese no aço. Assim, conclui-se que essa situação pode acontecer ao longo de toda a faixa de operação, validando a hipótese que justifica o aumento das perdas por histerese em decorrência da alimentação PWM. De qualquer forma, apesar de ser aparentemente coerente, para que tal hipótese seja definitivamente confirmada (ou refutada), esta investigação deve continuar com maior ênfase na questão da formação dos laços menores de histerese.



**Figura 3.21 – Formas de onda de tensão de fase (a) e de linha (b) medidas nos terminais do motor na frequência de operação de 20 Hz.**

A Figura 3.22 mostra os resultados de medição obtidos com os motores de 75 cv considerando no eixo das ordenadas a relação (Perdas no ferro / frequência). O interesse nessa forma de análise está em que a apresentação dos dados se dá em unidade de energia, Joules, ao invés de unidade de potência, Watts. Assim, ela revela o comportamento das perdas no motor em relação à frequência diante da variação de velocidade, quando o mesmo trabalha sob regime de alimentação com tensão do tipo PWM.



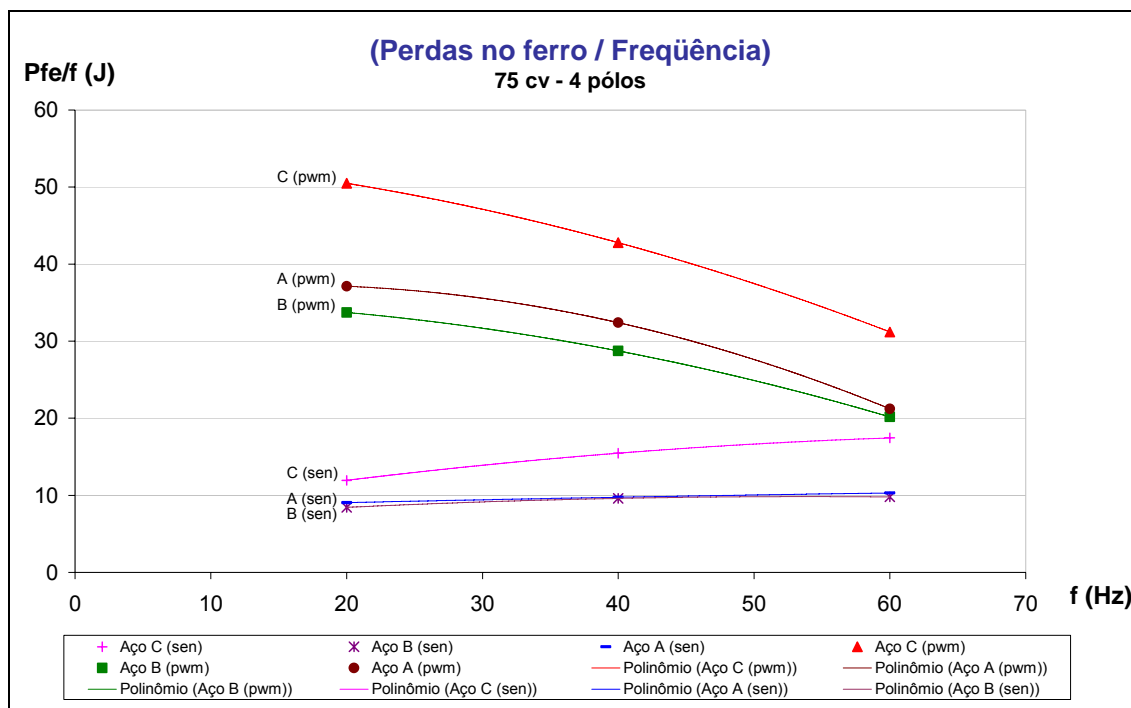
**Figura 3.22 - Mesmos resultados contidos na Tabela 3.2, mas apresentados em unidades [J] x [Hz]**

Percebe-se que a inclinação da curva de tendência das perdas se inverte, dependendo do tipo de alimentação. Quando a tensão de alimentação é senoidal, a curva de tendência das perdas mostra-se ascendente com a frequência (ou velocidade de rotação). Isso está de acordo com a modelagem clássica das perdas no ferro, válida para regimes senoidais. Quando a tensão de alimentação é do tipo PWM, como no caso da fornecida pelos conversores estáticos de frequência, a curva de tendência das perdas é descendente. Isso está de acordo com as modelagens de perdas no ferro desenvolvidas por pesquisadores como Amar e Boglietti para regimes não senoidais. Deve-se levar em conta que os três motores de cada grupo (75 cv e 5 cv) foram fabricados conjuntamente, assim, considera-se que as suas laminações tenham sido estampadas na mesma ferramenta e que, dessa forma, não haja diferenças entre as influências de tensões mecânicas e devido ao corte sofridas por cada um deles. Ou seja, dentro de cada grupo de motores, esse aspecto do processo de fabricação não é uma variável considerada como eventual responsável pelos diferentes valores de perdas apresentados.

A Figura 3.23 permite uma visualização mais clara da tendência comportamental das perdas, comentada no parágrafo anterior. A análise desta figura confirma todas as hipóteses levantadas anteriormente a respeito do comportamento das perdas no ferro do

motor, considerando o material constituinte do núcleo magnético da máquina, a forma de onda PWM da sua tensão de alimentação e a variação da frequência de operação. Em termos absolutos, o motor construído com o material C é o que apresenta sempre as maiores perdas, qualquer que seja o tipo de alimentação. Sob alimentação senoidal, esse motor é também o que apresenta a mais pronunciada elevação de perdas com o aumento da frequência, enquanto que as perdas nos motores construídos com os materiais A e B ficam em níveis praticamente idênticos entre si. Essa constatação está de acordo com o equacionamento apresentado no capítulo anterior para as perdas no ferro sob regime senoidal. Como as perdas por correntes induzidas são fortemente dependentes da frequência, era de se esperar que o material não processado, que apresenta menor resistividade, apresentasse maior influência da variação da frequência nas perdas no ferro, até porque as suas chapas possuíam maior espessura, no caso dos motores utilizados neste estudo.

Sob alimentação com formas de onda de tensão do tipo PWM, contudo, provavelmente há formação de laços menores decorrentes de harmônicas no material magnético e as perdas por histerese ganham importância na composição global das perdas no ferro. Assim, os materiais totalmente processados, que são lâminas de aço ao silício, sofrem mais a influência desse tipo de alimentação. Em regime PWM, o aumento relativo das perdas no ferro do motor, em relação ao regime senoidal, ocorre mais fortemente nas frequências de operação mais baixas, como consequência do maior conteúdo harmônico da forma de onda de tensão, conforme já haviam constatado pesquisadores da área como Boglietti e Amar para amostras padronizadas de materiais magnéticos. Além disso, a maior inclinação da curva de perdas relativa ao motor construído com a chapa C, em relação às inclinações das curvas de perdas relativas aos motores A e B, quando alimentados por tensão do tipo PWM, particularmente sugere que a chapa C sofre mais a influência da variação de frequência do que as chapas A e B também para esse regime de alimentação, mas nesse caso as perdas aumentam relativamente mais nas baixas frequências do que nas frequências mais altas.

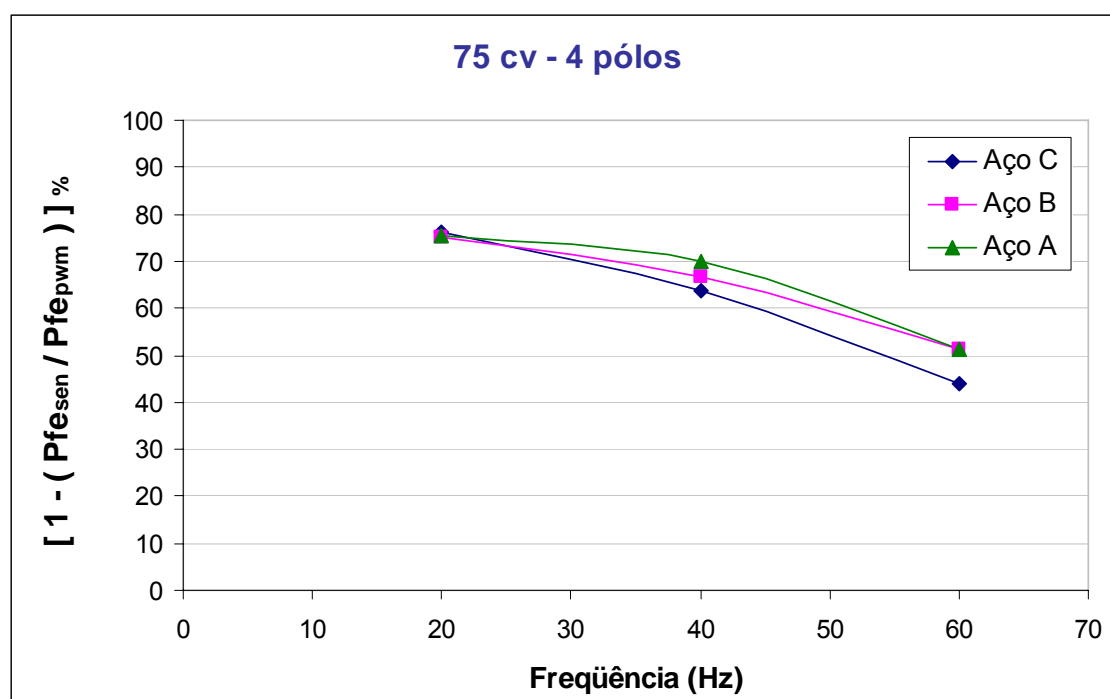


**Figura 3.23 - Relação perdas/freqüência em função da freqüência de operação e do tipo de alimentação**

Percebe-se também, que o motor construído com o material A apresentou maiores perdas do que o motor construído com o material B. A análise da Figura 3.23 mostra que não apenas esse fato é verdadeiro, como também é verdadeiro que a chapa A sofre mais influência da forma de onda PWM do que a chapa B, haja vista a maior inclinação da reta de perdas obtida para o motor construído com o aço A operando sob tensão do tipo PWM. Levando em conta que o custo dessa chapa é aproximadamente 7% maior do que o custo da chapa B, chegando até a custar 10% mais do que essa, dependendo das condições de fornecimento, a utilização desse tipo de chapa não parece ser apropriada para os fabricantes de motores elétricos. Ainda que, nesse aspecto particular, este estudo possa se constituir em um caso atípico, uma vez que o motor feito com a chapa B apresentou melhor desempenho do que o motor feito com a chapa A mesmo com alimentação senoidal, nota-se, pelas características magnéticas de referência das chapas, que a tendência é que os desempenhos das chapas A e B em termos de perdas fiquem muito próximos entre si, quando a alimentação é senoidal. Sendo o desempenho da chapa B definitivamente melhor do que o da chapa A sob alimentação PWM, e sendo ainda o preço da chapa B menor, não há razões técnicas e comerciais que justifiquem a continuação da fabricação de motores elétricos com a chapa A.



Essas mesmas constatações ficam também evidentes na observação da Figura 3.24, que apresenta os mesmos dados, mas organizados de uma outra maneira, indicando o aumento percentual causado nas perdas pela alimentação do tipo PWM. Pode-se dizer que o motor fabricado com o aço A foi o que sofreu mais forte influência da tensão PWM no que tange às perdas no ferro. Em 60 Hz o aumento das perdas no ferro em função da tensão PWM aconteceu em proporções similares para as duas chapas siliciosas (aços A e B), e em menor proporção para a chapa não processada (aço C). Nesse aspecto, este “melhor desempenho” relativo da chapa C ganha relevância ao se considerar que a sua espessura é maior do que as espessuras das chapas A e B. Em 20 Hz a influência da forma de onda PWM sobre os três tipos de chapas, em termos de perdas no ferro, foi bastante próxima.



**Figura 3.24 - Aumento nas perdas causado pela alimentação PWM nos motores de 75 cv**

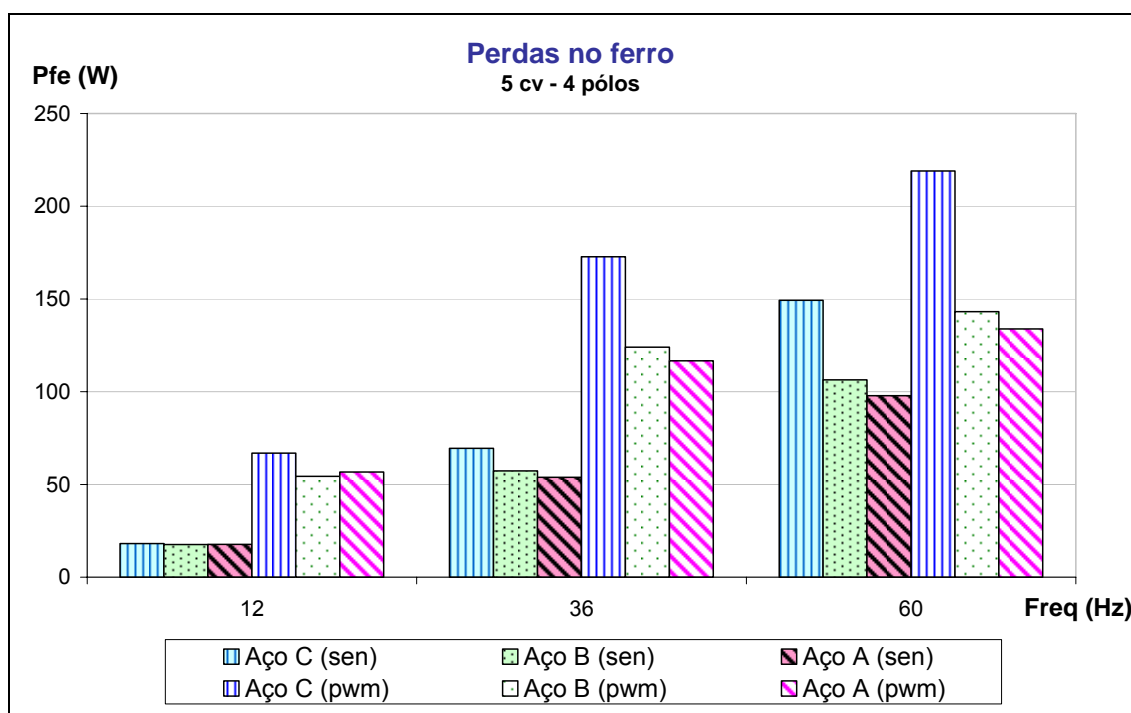
Os resultados obtidos com o grupo de motores de 5 cv estão apresentados na Tabela 3.3. Para manter a coerência da metodologia proposta, o princípio seguido para os motores de 75 cv, com relação às perdas mecânicas, foi também adotado para os motores de 5 cv. Ou seja, nos cálculos, as perdas mecânicas foram consideradas

idênticas para todos os três motores de 5 cv analisados, a despeito do fato de que, nesse caso, elas tenham sido determinadas indiretamente, conforme prescreve o método tradicional de separação de perdas em vazio definido na norma IEEE-112.

Os dados contidos na Tabela 3.3 estão apresentados graficamente na Figura 3.25. Assim como já adotado no caso dos motores de 75 cv, as perdas mecânicas não estão apresentadas no gráfico, para que as análises feitas se concentrem nas perdas no ferro.

**Tabela 3.3 - Perdas obtidas pelo método proposto com os motores de 5 cv**

		Perdas no ferro [W] - motores 5 cv					
		Material C		Material B		Material A	
f [Hz]	P <sub>mec</sub> [W]	PWM	Senoidal	PWM	Senoidal	PWM	Senoidal
60	35,4	219,0	149,3	143,1	106,4	133,8	97,9
36	14,0	172,8	69,4	124,0	57,3	116,7	53,8
12	2,9	66,9	18,1	54,4	17,6	56,7	17,7



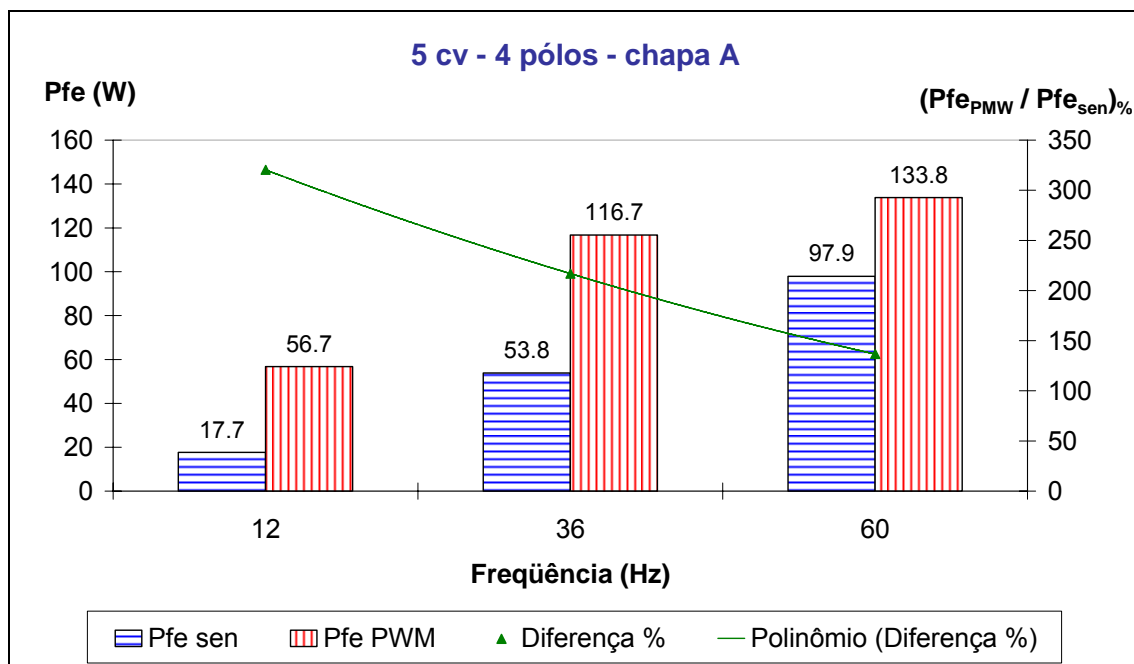
**Figura 3.25 - Perdas no ferro com fontes de alimentação senoidal e PWM, em várias frequências de operação, para os motores de 5 cv**

Em uma primeira análise, com base no aspecto global da Figura 3.25, os resultados obtidos para os motores de 5 cv parecem coerentes e apresentam as tendências esperadas:

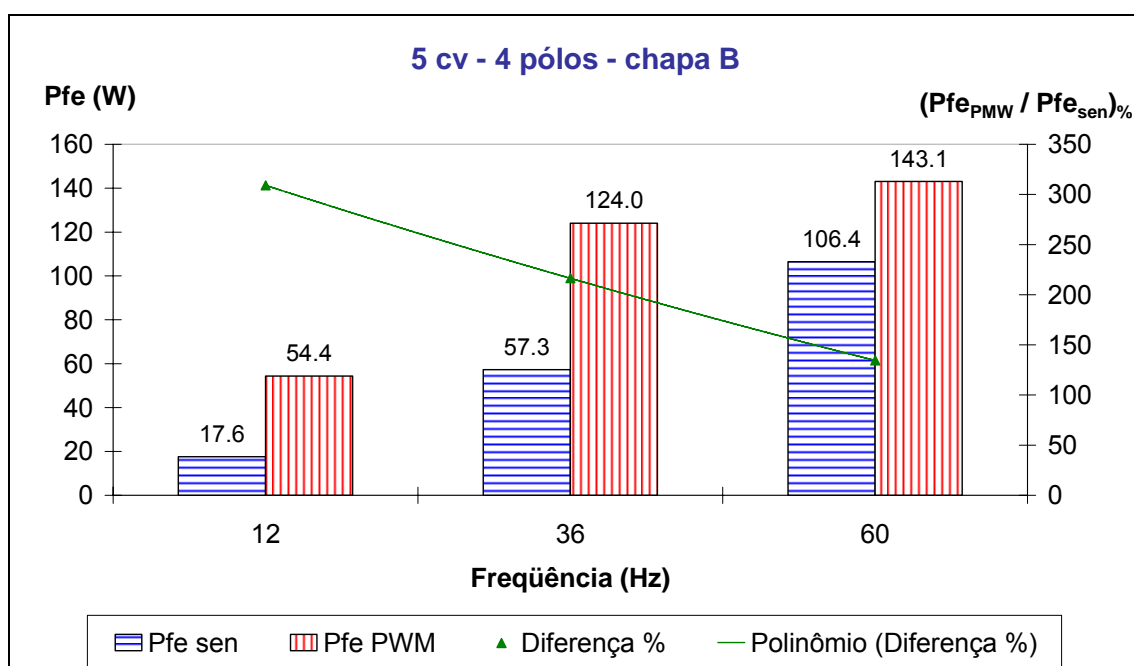
- Quanto melhor a qualidade da chapa do motor, menores as perdas no ferro ( $P_{fe_{aço\ C}} > P_{fe_{aço\ B}} > P_{fe_{aço\ A}}$ ), em geral ficando próximos os desempenhos dos motores construídos com as chapas A e B (aços siliciosos totalmente processados), e destacadamente pior o desempenho do motor construído com a chapa C (aço não processado) - aqui deve ser levada em conta também a maior espessura da chapa C em relação às demais chapas;
- Quanto maior a frequência de operação, ou frequência fundamental da forma de onda da tensão de alimentação, maiores as perdas no ferro ( $P_{fe_{60Hz}} > P_{fe_{36Hz}} > P_{fe_{12Hz}}$ ), em conformidade com a formulação das perdas no ferro apresentadas anteriormente;
- Perdas no ferro com alimentação do gerador (forma de onda de tensão senoidal pura) menores do que perdas no ferro com alimentação do conversor de frequência (forma de onda de tensão PWM), comportamento explicado pelas harmônicas de tensão fornecidas pelo conversor de frequência PWM, que ocasionam perdas adicionais no material magnético.

Mais conclusões a respeito do comportamento das perdas no ferro dos motores com alimentação PWM podem ser tiradas a partir da análise detalhada do comportamento individual de cada motor. A Figura 3.26 apresenta os resultados obtidos com o motor construído com o material A, a Figura 3.27 apresenta os resultados obtidos com o motor construído com o material B e a Figura 3.28 apresenta os resultados obtidos com o motor construído com o material C.

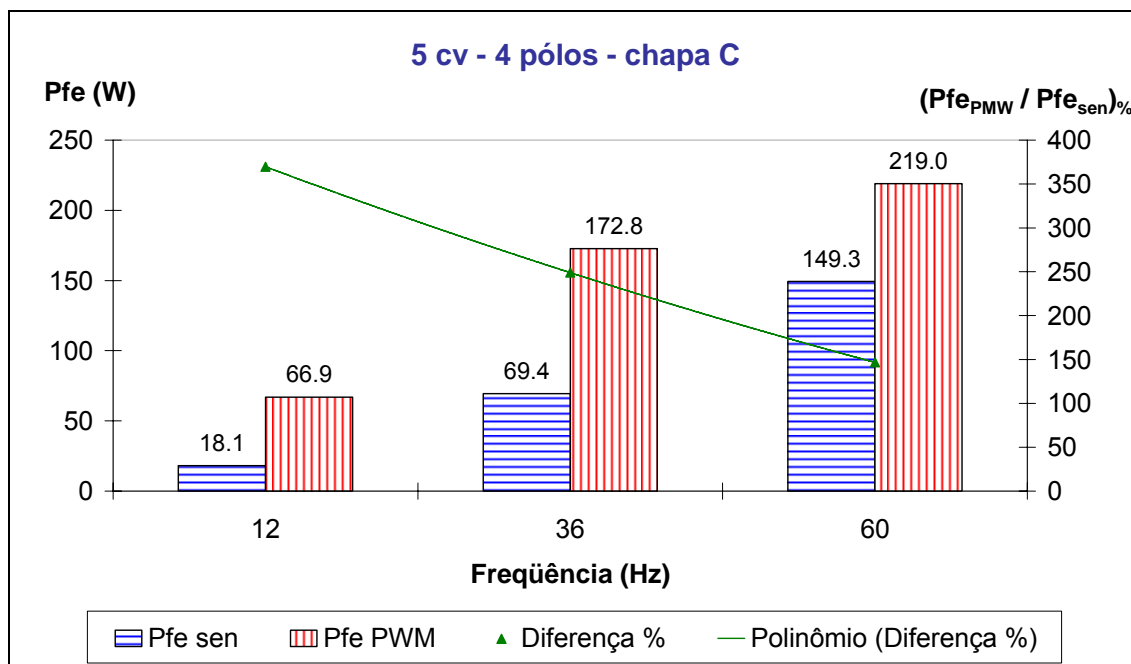
Também, conforme procedimento já adotado nas análises realizadas para o grupo de motores de 75 cv, essas figuras apresentam no eixo das ordenadas do lado esquerdo as perdas no ferro determinadas experimentalmente, em Watts, com os motores operando em vazio sob alimentação senoidal e PWM. No eixo das ordenadas do lado direito estão as diferenças percentuais das perdas no motor ocasionadas pela alimentação PWM em relação às perdas no motor produzidas com alimentação senoidal.



**Figura 3.26 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço A**



**Figura 3.27 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço B**



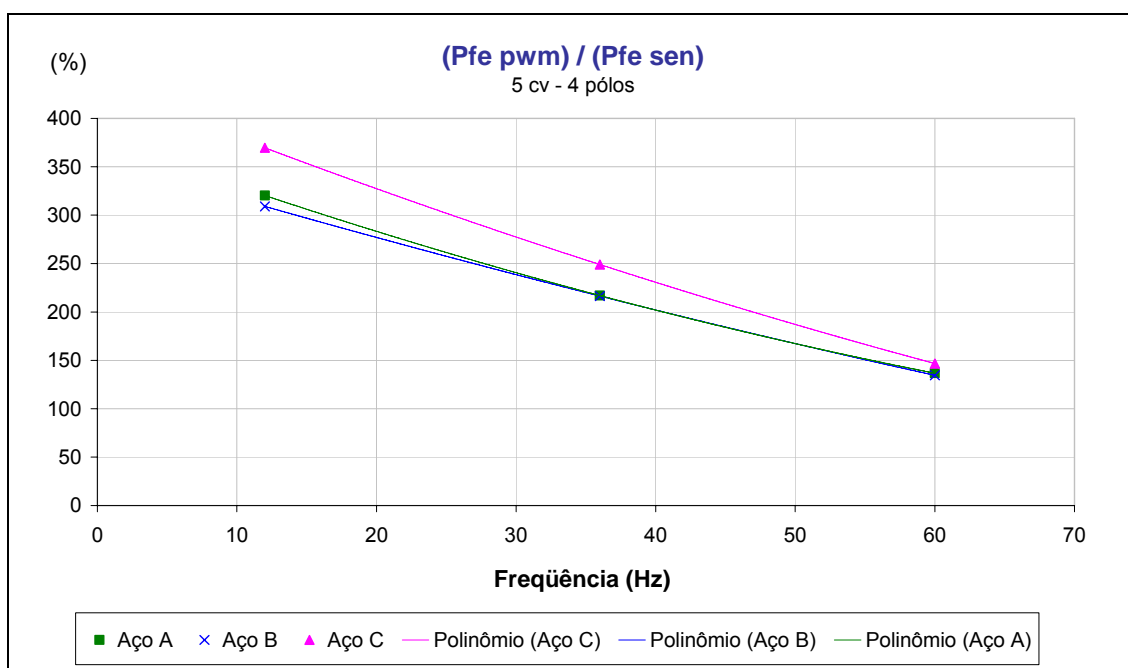
**Figura 3.28 - Resultado de separação de perdas em vazio para o motor feito com o aço C**

Percebe-se mais uma vez que quando a alimentação é PWM as perdas geradas nos motores são sempre maiores do que quando a alimentação é senoidal, e também que, em valores absolutos, as perdas são maiores nas frequências de operação mais altas do que nas frequências de operação mais baixas, confirmando a expectativa gerada pelo equacionamento apresentado anteriormente para as perdas no ferro.

A análise das diferenças entre as perdas no motor provocadas pela alimentação PWM e pela alimentação senoidal novamente indica, conforme já ocorrido com os motores de 75 cv, que as perdas aumentam mais, por causa da alimentação PWM, nas frequências de operação mais baixas, confirmando as teorias de perdas no ferro sob tensão PWM abordadas no capítulo anterior. A análise a respeito desse aspecto realizada anteriormente, para o caso dos motores de 75 cv, vale neste caso também. Ou seja, nos conversores estáticos de frequência de baixa tensão convencionais, cujo valor da tensão no barramento CC é invariável, quanto menor é a frequência de operação ( $e$ , conseqüentemente, menor é a amplitude da componente fundamental de tensão), menor é o índice de modulação e menores são também as larguras dos pulsos da forma de onda de tensão PWM. Conforme os estudos realizados pelos grupos de Boglietti e Amar,

respectivamente, essas condições propiciam o aumento das perdas no material magnético.

Reunindo em um só gráfico as diferenças entre as perdas no ferro ocasionadas nos motores quando esses são alimentados por tensão senoidal e quando são alimentados por tensão PWM, pode-se analisar comparativamente os desempenhos dos três tipos de aço (Figura 3.29).



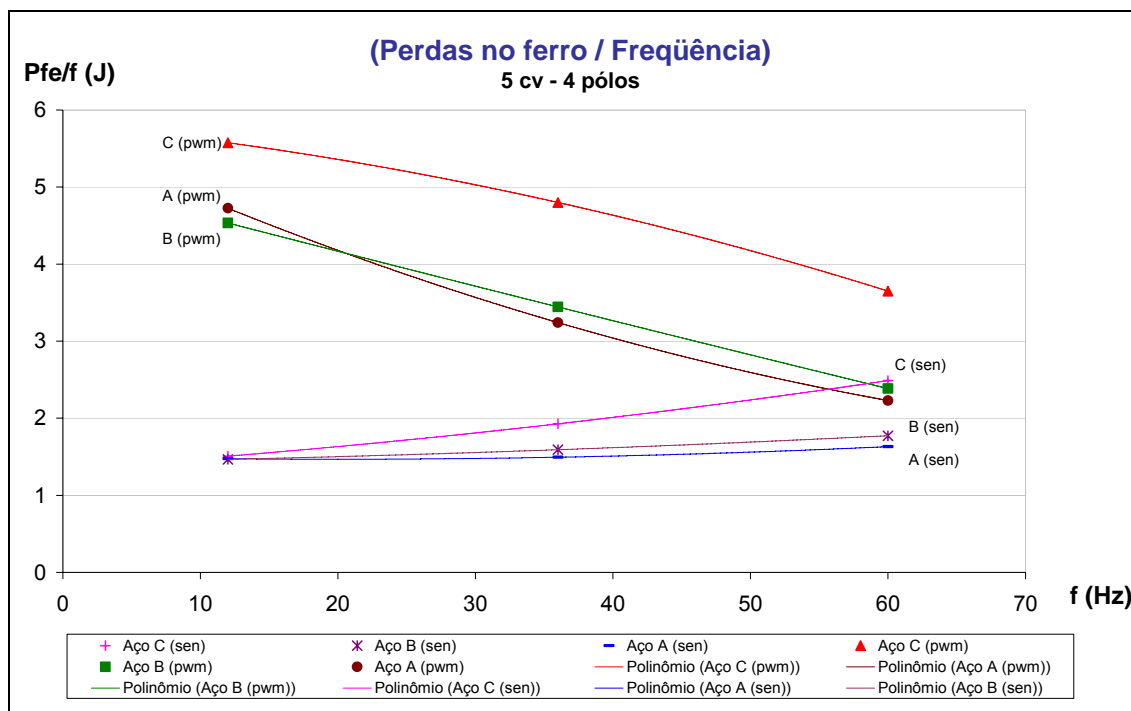
**Figura 3.29 - Diferenças percentuais entre as perdas no ferro causadas nos motores de 75 cv pelas diferentes formas de onda da tensão de alimentação**

A análise da Figura 3.29 confirma que a chapa A é mais afetada pela tensão PWM do que a chapa B, especialmente nas baixas frequências de operação, apesar de ambas possuírem desempenhos bastante próximos. No entanto, diferentemente da tendência revelada pelos resultados de ensaios obtidos com os motores de 75 cv, mas também especialmente nas baixas frequências de operação, o motor de 5 cv construído com a chapa C mostrou-se mais susceptível ao aumento de perdas decorrente das formas de onda PWM do que os motores construídos com as chapas A e B. Como as bobinas de aço das quais foram retiradas as laminações usadas para construir os dois grupos de motores (75 cv e 5 cv) não foram as mesmas, pode ser que esta variação de

comportamento das chapas sob alimentação PWM tenha ocorrido em decorrência desse fato. Pode ser também, por outro lado, que essa variação de comportamento magnético dos aços tenha relação com os próprios conversores utilizados nos ensaios, que não foram os mesmos para os casos dos motores de 75 cv e 5 cv e, dessa forma, é bastante provável que tenham fornecido aos motores tensões PWM com formas de onda e conteúdos harmônicos diferentes nos dois casos.

De qualquer forma, como os resultados obtidos com os motores de 5 cv a princípio não confirmaram a hipótese levantada inicialmente com base nos resultados obtidos com os motores de 75 cv, de que no aço C as perdas aumentam relativamente menos do que nos aços A e B com tensão do tipo PWM, em relação ao regime de operação com formas de onda senoidais, esse fenômeno precisa ser melhor entendido e se constitui em uma sugestão de investigação futura, como continuação deste trabalho. Deve-se considerar ainda, que existe a possibilidade de que esse comportamento aparentemente contraditório das perdas nos diferentes tipos de aços provenha de uma conclusão incorreta, decorrente do próprio método de separação de perdas original, no qual se baseia o método proposto neste trabalho. Por outro lado, assim como aconteceu no caso dos motores de 75 cv, a inclinação da curva das diferenças de perdas no motor construído com a chapa C é maior do que as inclinações das curvas das diferenças de perdas nos motores construídos com as chapas A e B, confirmando a hipótese de que a chapa C, quando sob tensão do tipo PWM, é mais afetada pela variação de frequência do que as chapas A e B, sofrendo mais a influência da forma de onda PWM quanto mais baixa é a frequência de operação.

A Figura 3.30 mostra os resultados de medição obtidos com os motores de 5 cv considerando a relação (Perdas no ferro / frequência) no eixo das ordenadas. Analisando dessa forma, pode-se observar, assim como já ocorrido no caso dos motores de 75 cv, a inversão da inclinação da curva de tendência das perdas com a mudança do tipo de alimentação. Em Joules, as perdas crescem com o aumento da frequência, quando a tensão de alimentação é puramente senoidal, e crescem com a diminuição da frequência, quando a tensão de alimentação é do tipo PWM.



**Figura 3.30 - Mesmos resultados contidos na Tabela 3.2, mas apresentados em unidades [J] x [Hz]**

Nota-se novamente que, em valores absolutos, o motor construído com o material C é o que apresenta as maiores perdas, tanto com tensão de alimentação senoidal quanto com tensão de alimentação PWM. Esse motor é também o que apresenta a maior elevação de perdas com o aumento da frequência, quando a tensão de alimentação é senoidal (isso também foi observado nos resultados obtidos com os motores de 75 cv). Esse comportamento neste caso tem relação também com a espessura das chapas, que é de 0,6 mm para o material A e de 0,5 mm para os materiais B e C, conforme já comentado. As perdas medidas com os motores feitos dos materiais A e B são praticamente idênticas entre si. Dessa forma, fica corroborada a concordância dos resultados de perdas obtidos pelo método experimental proposto com a formulação apresentada neste trabalho para as perdas no ferro sob regime senoidal.

Com tensão de alimentação do tipo PWM, as perdas no ferro do motor são maiores do que com tensão de alimentação senoidal, provavelmente pela formação de laços menores de histerese no material magnético ocasionada pelas harmônicas da forma de onda PWM. Percebe-se ainda que, sob regime PWM, as perdas no ferro aumentam proporcionalmente àquelas causadas por uma tensão de alimentação senoidal



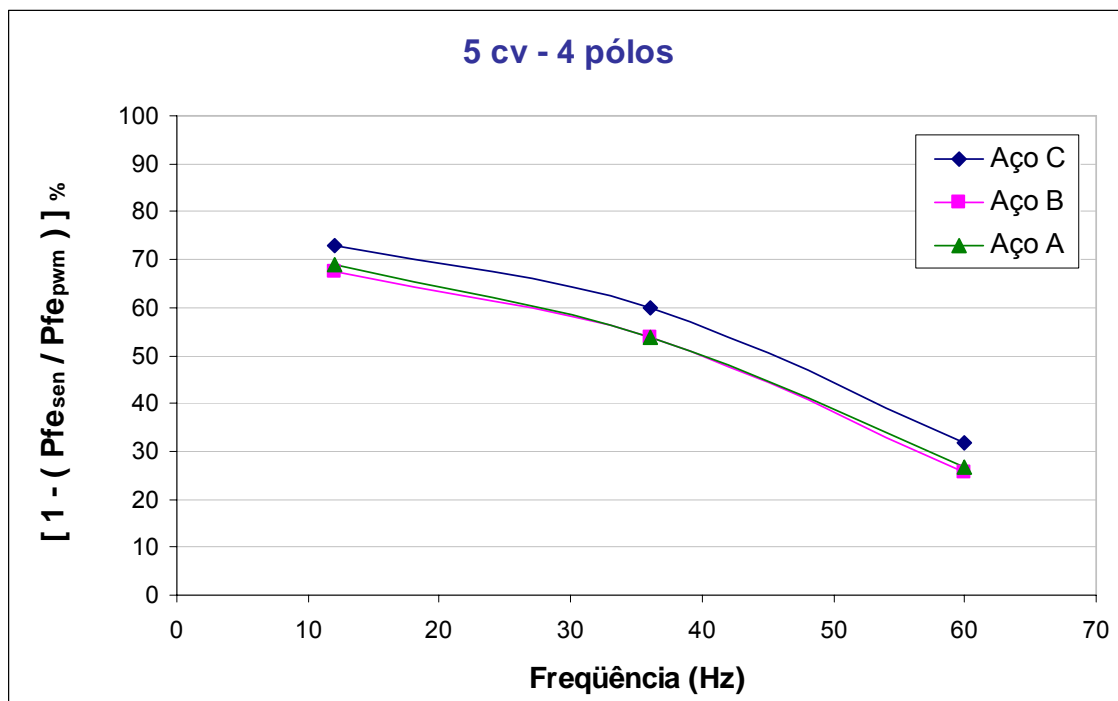
nas frequências de operação mais baixas, validando para os motores as constatações que Boglietti e Amar obtiveram com amostras simples de materiais magnéticos.

O motor construído com a chapa A apresentou desempenho muito próximo do motor construído com a chapa B, tendo-se mostrado até pior do que esse em 12 Hz. Além disso, a maior inclinação da reta de perdas obtida para o motor construído com a chapa A, quando operando com tensão PWM, sugere que a chapa A sofre mais influência da forma de onda PWM do que a chapa B.

A Figura 3.31 apresenta os aumentos percentuais das perdas no ferro dos motores de 5 cv causados pela alimentação com tensão do tipo PWM. Ela mostra que os motores de 5 cv fabricados com aço totalmente processado foram semelhantemente afetados pela forma de onda de tensão PWM. Com respeito às perdas no ferro, observa-se que praticamente não houve diferenças entre os desempenhos dos motores fabricados com os aços A e B, isto é, o motor fabricado com o aço A sofreu tanta influência da tensão PWM quanto o motor fabricado com o aço B. O motor fabricado com o aço C, por outro lado, do grupo de motores de 5 cv foi o que mais foi afetado pela tensão PWM. Com relação à variação de frequência, há uma tendência evidente de aumentarem mais as perdas nas frequências de operação mais baixas. Neste caso, entretanto, o comportamento das perdas nos motores fabricados com os três tipos distintos de aço mostrou-se semelhante nesse aspecto, haja vista às inclinações praticamente idênticas das três curvas traçadas no gráfico. Particularmente, as curvas correspondentes às perdas nos dois motores fabricados com aço totalmente processado praticamente se sobrepueram.

Levando-se em consideração a questão “custo”, os resultados de ensaios obtidos com os motores de 5 cv fortalecem o argumento de que não compensa financeiramente utilizar a chapa A na fabricação de motores elétricos, especialmente aqueles designados para acionamentos com variação de velocidade nos quais se utilizam conversores estáticos de frequência como fonte de alimentação. Vale reforçar que a chapa A chega a custar por volta de 10% a mais do que a chapa B, apresentando ambos desempenhos muito semelhantes entre si, com a chapa B eventualmente mostrando-se até pior. Em relação à chapa C, apesar de ela sofrer menos influência das formas de onda PWM do que as chapas ditas mais nobres, não há dúvidas de que o seu desempenho em termos de

valores absolutos de perdas é pior do que o dos materiais siliciosos. No entanto, esse resultado era esperado até pelo fato de que o preço desse material é em torno de 30% mais baixo do que o preço dos materiais siliciosos.



**Figura 3.31 - Aumento das perdas causado pela alimentação PWM nos motores de 5 cv**

É importante mencionar neste ponto a grande dificuldade que este tipo de trabalho apresenta para a obtenção de resultados com qualidade. A instrumentação é um aspecto crítico e os testes devem ser executados sempre nas mesmas bases para poderem ser analisados comparativamente de maneira adequada e, se possível, devem ser utilizados preferencialmente sempre os mesmos equipamentos. O sistema de medição adequado para formas de onda PWM não é simples e a confiabilidade dos resultados depende, além da qualidade do próprio sistema de medição, da experiência do recurso humano na realização dos ensaios, os quais devem ser executados de maneira mais cuidadosa do que quando se lidam com formas de onda senoidais.

## 4 CONCLUSÃO

O grande crescimento do número de aplicações industriais recentemente observado em acionamentos de velocidade variável, nos quais são usados motores de indução alimentados por conversores estáticos de frequência, tem estimulado muitos pesquisadores ao redor do mundo a estudarem as perdas em materiais magnéticos alimentados com tensão PWM [23, 29, 36, 37, 38, 39, 41, 42, 52, 78]. Esses estudos têm demonstrado que as perdas no ferro dependem de uma série de parâmetros. O comportamento das perdas em motores de indução alimentados com tensão PWM (como a fornecida pelos conversores eletrônicos) envolve, porém, um grau bem maior de complexidade e depende, além dos parâmetros da forma de onda do acionamento, de parâmetros do próprio projeto da máquina [36, 13, 73, 74], bem como de outras variáveis inerentes ao seu processo de fabricação [79].

A análise dos principais estudos e modelagens disponíveis na literatura técnica acerca do tema, conforme apresentado no Capítulo 2, revela uma grande coerência entre as abordagens desenvolvidas até o momento por diferentes grupos de pesquisa, em particular os liderados por Boglietti e Amar. Tais modelos, porém, restringem-se aos casos em que não há formação de laços menores de histerese no material magnético e, portanto, carecem de evolução no sentido de se tornarem mais completos analiticamente e mais amplamente aplicáveis. Por outro lado, as principais normas internacionais que abordam os acionamentos de velocidade variável com motores alimentados por conversores estáticos de frequência não apresentam metodologias para a determinação experimental das perdas nos motores acionados com formas de onda PWM, limitando-se a mostrar dados qualitativos provenientes de estudos de caso.

Este estudo reporta o desenvolvimento de uma metodologia de ensaios e separação de perdas para motores de indução de gaiola operando em vazio (sem carga) com alimentação por conversor de frequência com forma de onda de tensão do tipo PWM. Pela metodologia proposta, tanto os testes em laboratório quanto o posterior tratamento de dados são realizados de maneira similar ao procedimento prescrito pela norma IEEE-112, a qual é aceita mundialmente. No entanto, algumas adaptações têm

que ser feitas no método clássico para que tanto a variação de velocidade quanto a alimentação de natureza não senoidal possam ser consideradas. Dessa forma, as perdas no ferro do motor de indução sob alimentação com tensão do tipo PWM podem ser obtidas em diferentes rotações e comparadas com as perdas que aparecem no motor quando ele é alimentado com tensão puramente senoidal.

Os resultados obtidos por meio de ensaios realizados utilizando a metodologia experimental proposta confirmam as constatações obtidas pelas abordagens analíticas encontradas na literatura sobre as perdas em amostras simples de materiais magnéticos com regimes não senoidais de indução. De maneira geral, conforme esperado do equacionamento clássico das perdas no ferro, em valores absolutos as perdas no ferro aumentam com o aumento da frequência. Além disso, as perdas aumentam sob regime PWM (em comparação com as perdas causadas por um regime senoidal) e esse aumento relativo nas perdas acontece de maneira mais acentuada nas frequências de operação mais baixas. Esse fato pode ser resumidamente explicado pela crescente distorção da forma de onda da tensão gerada pelos conversores estáticos de frequência de baixa tensão convencionais, que possuem tensão fixa no barramento CC, conforme se reduz a amplitude da componente fundamental da tensão PWM.

Comparando-se os desempenhos dos diferentes tipos de aços, verifica-se que os aços siliciosos totalmente processados foram relativamente mais afetados pelas tensões do tipo PWM do que os aços sem processamento e esse comportamento provavelmente está relacionado com a formação de laços menores de histerese no material magnético. Comparando-se ainda o comportamento das perdas em dois tipos de aços siliciosos totalmente processados, sendo A o que apresenta menores perdas segundo especificação do fabricante, e B o que apresenta maiores perdas, esses aços, quando alimentados com tensão PWM, apresentaram comportamento contrário ao teoricamente esperado, ou seja, o aço B apresentou menores perdas do que o aço A, especialmente nas baixas frequências de operação. Considerando que mesmo sob alimentação senoidal os desempenhos desses aços em termos de perdas foram muito próximos e que o aço B, no caso particular deste estudo, custa em torno de 7 a 10% a menos do que o aço A, parece não se justificar a utilização do aço A para a fabricação de motores elétricos, principalmente no caso de motores designados para operação com

conversor de frequência. No entanto, dado o número relativamente pequeno de motores ensaiados neste trabalho não seria prudente considerar essa hipótese como genericamente verdadeira. Seria interessante realizar ensaios com motores de outras potências para confirmar os comportamentos desses dois tipos de aços quando sob regime PWM.

De qualquer forma, pode-se ter uma idéia da economia que representaria a substituição da chapa A pela chapa B em uma empresa fabricante de máquinas elétricas, considerando-se que aproximadamente 30% de todo o aço consumido por esse tipo de empresa se trate de aço-silício de grão não orientado e que, desses 30%, praticamente a metade são bobinas de aço tipo A, sendo a outra metade bobinas de aço tipo B. Contabilizando o consumo anual de aço de grão não orientado juntamente com as reduções de custos provenientes da simplificação dos processos industriais com a redução do número de itens, a economia obtida com a substituição do aço A pelo aço B chegaria a valores da ordem de milhões de reais/ano.

Este estudo mostra que há a necessidade de que sejam avaliadas outras questões particulares (por exemplo, outras parcelas de perdas nos motores operando em vazio, perdas no motor operando em carga, etc.) e também que seja aprimorada a metodologia desenvolvida para determinar as perdas no ferro de motores acionados por conversores de frequência considerando a variação de velocidade no sentido de que a sua confiabilidade seja melhorada. Além disso, ainda não foi desenvolvido um procedimento para predição das perdas no ferro de motores de indução alimentados por conversores estáticos de frequência. Tal procedimento seria muito interessante, especialmente para engenheiros e projetistas de máquinas elétricas, uma vez que possibilitaria uma visão mais completa do desempenho do motor e suas perdas em aplicações com conversores de frequência, possibilitando a otimização não apenas dos projetos das máquinas, mas dos acionamento elétrico (motor + conversor + carga) como um todo.

Assim, pode ser realizado um grande número de trabalhos como continuação deste estudo, destacando-se, dentre eles:

- A realização de ensaios baseados na metodologia proposta com um maior número de motores, de diferentes tamanhos, potências e polaridades, de modo a aprimorar a técnica desenvolvida e ampliar a validação das conclusões obtidas até aqui, incluindo também a verificação do comportamento das perdas em frequências mais elevadas, uma vez que se tem verificado uma tendência crescente do uso de motores em aplicações de alta rotação.
- O desenvolvimento de uma modelagem analítica para predição das perdas no ferro de motores alimentados com formas de onda de tensão do tipo PWM, de modo a fornecer subsídios para os engenheiros e projetistas de máquinas elétricas poderem considerar esse tipo de fonte de alimentação já nos cálculos das máquinas.
- O desenvolvimento de uma metodologia experimental de separação de perdas com motores alimentados por conversores de frequência operando em carga. Deve-se ter em mente que a composição das perdas no motor, em uma visão mais ampla (não se limitando às perdas no ferro), varia com o tamanho e a potência da máquina. Em motores menores, por exemplo, as perdas Joule costumam predominar sobre as outras componentes de perdas, enquanto que as perdas no ferro passam a ser preponderantes conforme se aumenta o tamanho do motor. Assim, embora o estado da arte atual indique que o maior aumento de perdas na máquina, quando sob regime PWM, se dê no ferro, a importância das perdas no ferro de fato varia de máquina para máquina.
- O desenvolvimento de métodos tanto analíticos quanto experimentais de determinação de perdas em outros tipos de motores acionados por conversores estáticos, como os motores com ímãs permanentes, os motores de relutância, etc.

Finalmente, deve-se destacar a grande complexidade oferecida por este tipo de trabalho, tanto em função das dificuldades intrínsecas ao tema da pesquisa quanto em função do próprio sistema de medição adequado à aquisição de dados experimentais para a execução de análises. Nesse aspecto, é de extrema importância que sejam

utilizados instrumentos especiais, que possuam taxas de amostragem suficientemente elevadas e sejam capazes de ler valores eficazes “verdadeiros” das formas de onda PWM das grandezas elétricas de interesse. Sistemas adequados às medições de grandezas PWM são onerosos e a confiabilidade dos resultados das análises depende não apenas da qualidade do sistema de medição, mas também da experiência do recurso humano na realização dos ensaios, os quais devem ser implementados de maneira mais cuidadosa do que quando se lidam com formas de onda senoidais.

## ANEXO 1 - FUNDAMENTOS DA VARIAÇÃO DA VELOCIDADE DOS MOTORES DE INDUÇÃO POR MEIO DE CONVERSORES ESTÁTICOS DE FREQUÊNCIA

### A1.1 Variação de velocidade com motores de indução

A relação entre a rotação, a frequência de alimentação, o número de pólos e o escorregamento de um motor de indução obedece à seguinte equação:

$$n = \frac{120f_1}{p}(1-s) \quad (\text{A1.1})$$

onde,

$n$  : velocidade de rotação mecânica (rpm);

$f_1$  : frequência fundamental da tensão de alimentação (Hz);

$p$  : número de pólos;

$s$  : escorregamento.

A análise da fórmula mostra que se pode atuar em três parâmetros no intuito de variar a velocidade de um motor desse tipo, conforme mostra (A1.1). A Tabela A1.1 apresenta também as características de cada opção.

**Tabela A1.1 – Características dos diferentes métodos de variação de velocidade do motor**

<i>Variação de velocidade</i>	
<i>Parâmetro de variação de velocidade</i>	<i>Característica de aplicação</i>
Número de pólos	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Variação discreta</li> <li>• Sobredimensionamento da carcaça</li> </ul>
Escorregamento	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Variação contínua</li> <li>• Perdas rotóricas</li> <li>• Faixa de variação pequena</li> </ul>
Frequência da tensão estatórica	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Variação contínua</li> <li>• Uso de conversores</li> </ul>



A utilização de conversores estáticos de frequência atualmente compreende o método mais eficiente para controlar a velocidade dos motores de indução. Os conversores transformam a tensão da rede, de amplitude e frequência constantes, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis. Variando-se a frequência da tensão de alimentação, varia-se também a velocidade do campo girante e conseqüentemente a velocidade mecânica de rotação da máquina.

A teoria fundamental das máquinas elétricas mostra que o torque  $T$  fornecido pelo motor de indução é diretamente proporcional ao produto do fluxo magnético pela corrente elétrica  $I_2$  [80, 81]. E a partir da Lei da Indução de Faraday-Lenz [15] demonstra-se que o fluxo magnetizante na máquina é diretamente proporcional à relação da força eletromotriz pela frequência. Logo, desprezando-se a queda de tensão ocasionada pela resistência e pela reatância dos enrolamentos estatóricos, tem-se:

$$T = k_1 \phi_m I_2 \quad (\text{A1.2})$$

$$\phi_m = k_2 \frac{V_1}{f_1} \quad (\text{A1.3})$$

onde,

$T$ : torque ou conjugado disponível na ponta de eixo (N.m)

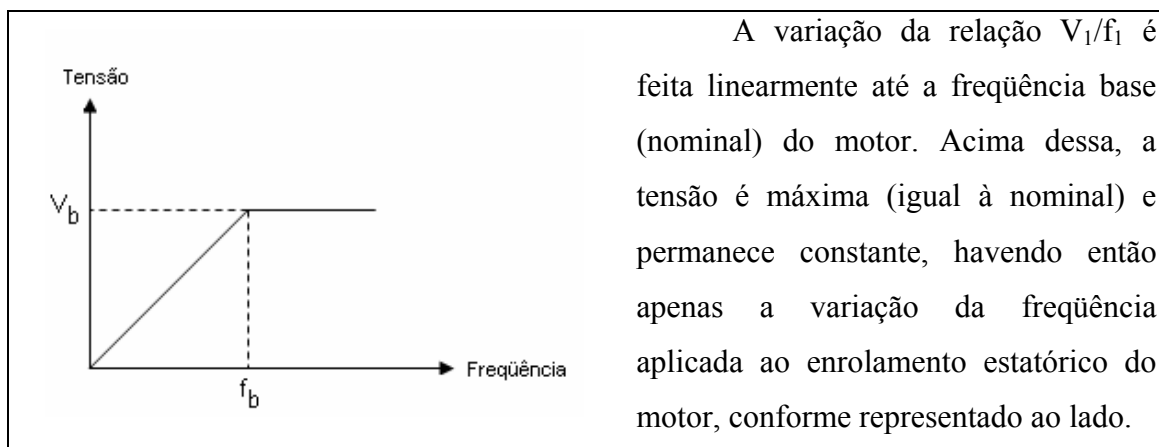
$\phi_m$ : fluxo de magnetização (Wb)

$I_2$ : corrente rotórica (A), que depende da carga

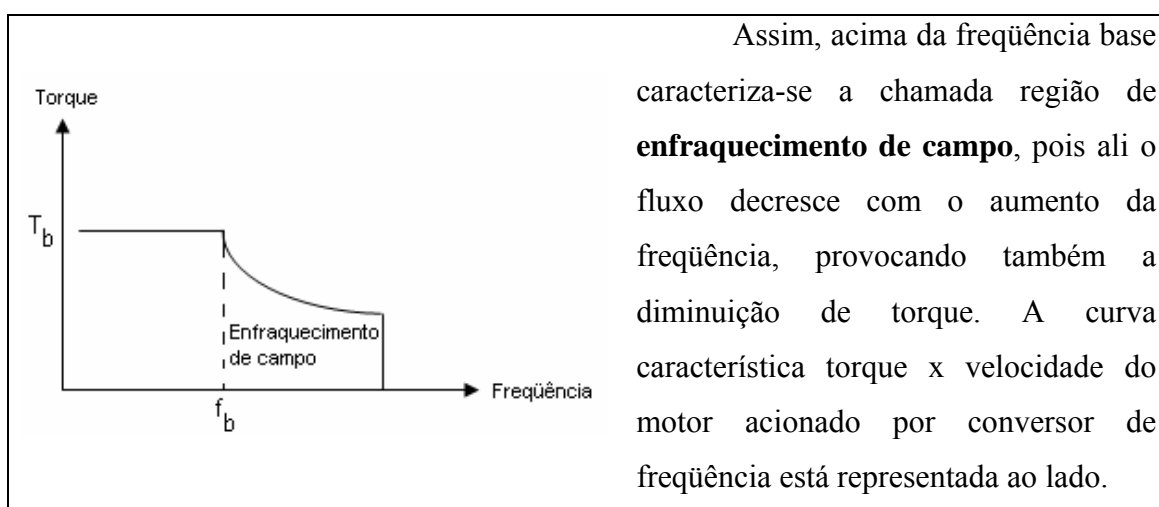
$V_1$ : tensão estatórica (V)

$k_1$  e  $k_2$ : constantes que dependem do material e do projeto da máquina

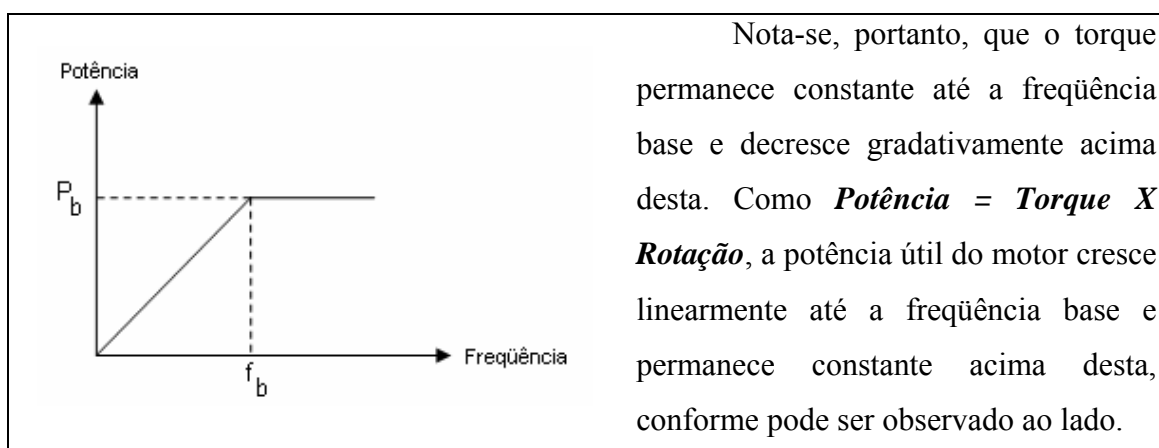
Admitindo-se que a corrente depende da carga e que essa é constante (portanto, corrente praticamente constante), percebe-se, que variando proporcionalmente a amplitude e a frequência da tensão de alimentação, o fluxo e, conseqüentemente, o torque permanecem constantes. O motor fornece assim um ajuste contínuo de velocidade e conjugado com relação à carga mecânica, mantendo-se constante o escorregamento da máquina em qualquer velocidade, para a mesma carga. A partir das equações acima, obtêm-se os gráficos abaixo.



**Figura A1.1 – Curva Tensão x Freqüência fornecida pelo conversor de freqüência**



**Figura A1.2 – Curva Torque x Freqüência de um motor acionado por conversor de freqüência**



**Figura A1.3 – Curva da Potência útil de um motor alimentado por conversor de freqüência**

Não por acaso tem crescido significativamente o número de aplicações em que a variação de velocidade de motores de indução é feita por meio de conversores eletrônicos, haja vista os muitos benefícios propiciados por essas aplicações:

**Controle a distância** – nos sistemas eletrônicos de variação de velocidade, o equipamento de controle pode situar-se em uma área conveniente, ficando apenas o motor acionado na área de processamento - ao contrário dos sistemas hidráulicos e mecânicos de variação de velocidade.

**Redução de custos** – partidas diretas ocasionam picos de corrente, que causam danos não apenas ao motor, mas também a outros equipamentos ligados ao sistema elétrico. Conversores estáticos proporcionam partidas mais suaves, reduzindo custos com manutenção.

**Aumento de produtividade** – sistemas de processamento industrial geralmente são sobredimensionados na perspectiva de um aumento futuro de produtividade. Conversores estáticos possibilitam o ajuste da velocidade operacional mais adequada ao processo, de acordo com os equipamentos disponíveis e a necessidade de produção a cada momento.

**Eficiência energética** – o rendimento global do sistema de potência depende não apenas do motor, mas também do controle. Os conversores estáticos de frequência apresentam rendimento elevado, da ordem de 97% ou mais. Motores elétricos também apresentam alto rendimento, tipicamente de 70% em máquinas pequenas até 95% ou mais em máquinas maiores operando sob condições nominais. Na variação de velocidade, a potência fornecida pelo motor é variada de maneira otimizada, influenciando diretamente a potência consumida e conduzindo a elevados índices de rendimento do sistema (motor + conversor).

**Versatilidade** – conversores estáticos de frequência são adequados para aplicações com qualquer tipo de carga. Com cargas de torque variável (pequena demanda de torque em baixas rotações), o controle reduz a tensão do motor compensando a queda de rendimento que normalmente resultaria da diminuição de carga. Com cargas de torque (ou potência) constante a melhoria de rendimento do

sistema provém da capacidade de variar continuamente a velocidade, sem necessidade de utilizar múltiplos motores ou sistemas mecânicos de variação de velocidade (como polias e engrenagens), que introduzem perdas adicionais.

**Maior qualidade** – o controle preciso de velocidade obtido com conversores resulta na otimização dos processos. O controle otimizado do processo proporciona um produto final de melhor qualidade.

### **A1.2 Características básicas dos conversores de frequência PWM**

Conversores estáticos indiretos de frequência com tensão imposta PWM são atualmente os equipamentos mais empregados para a alimentação de motores de baixa tensão nas aplicações industriais que requerem variação de velocidade. Eles operam como uma interface entre a fonte de energia (rede) e o motor de indução.

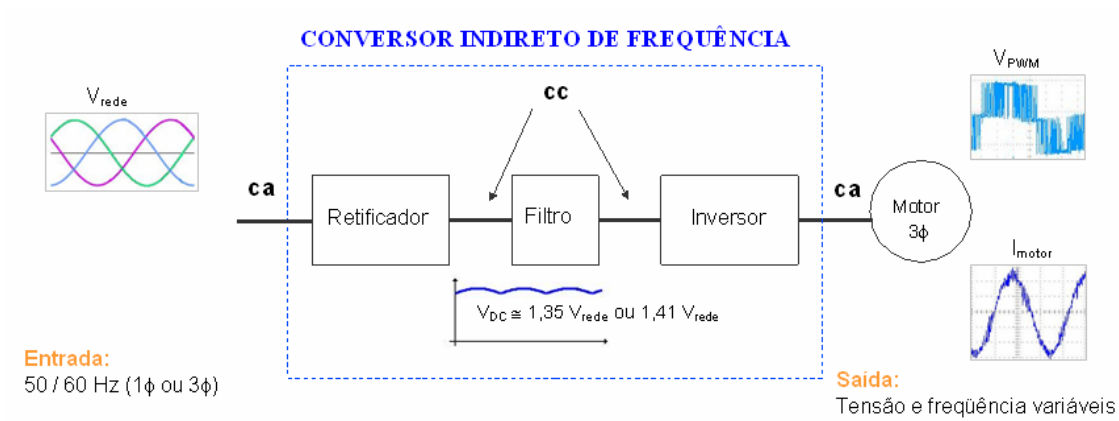
O processo de obtenção da tensão e frequência desejadas por meio de tais equipamentos passa por três estágios:

- **Ponte de diodos** - Retificação do sinal alternado - de tensão e frequência constantes - proveniente da rede de alimentação;

- **Filtro ou Link CC** - Alisamento/regulação da tensão retificada com armazenamento de energia por meio de um banco de capacitores;

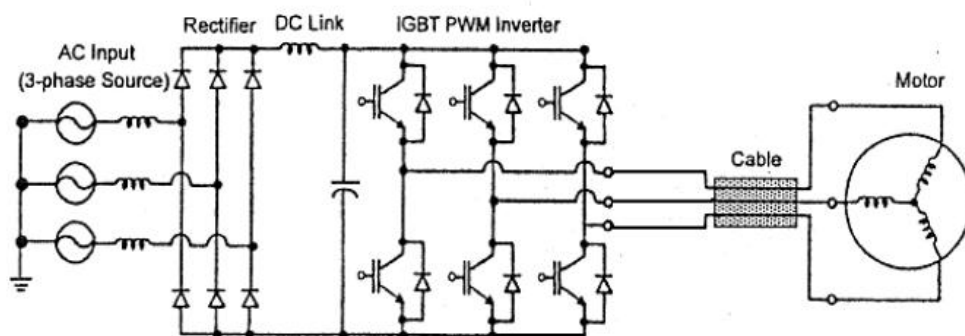
- **Transistores IGBT** - Inversão da tensão contínua proveniente do link DC num sinal alternado, com tensão e frequência variáveis. Neste trabalho o foco está nos inversores tipo ponte trifásico, o padrão mais utilizado hoje em dia pela indústria para conversão de potência [82].

O diagrama a seguir ilustra as etapas descritas.

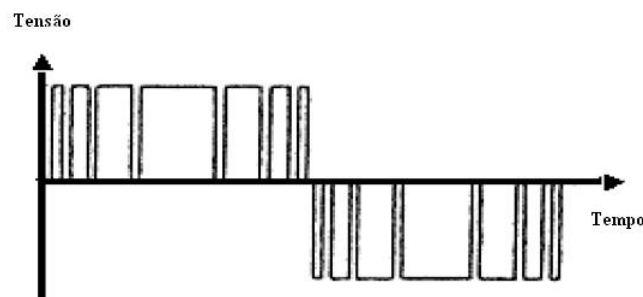


**Figura A1.4 – Diagrama ilustrativo dos estágios característicos de um conversor de frequência**

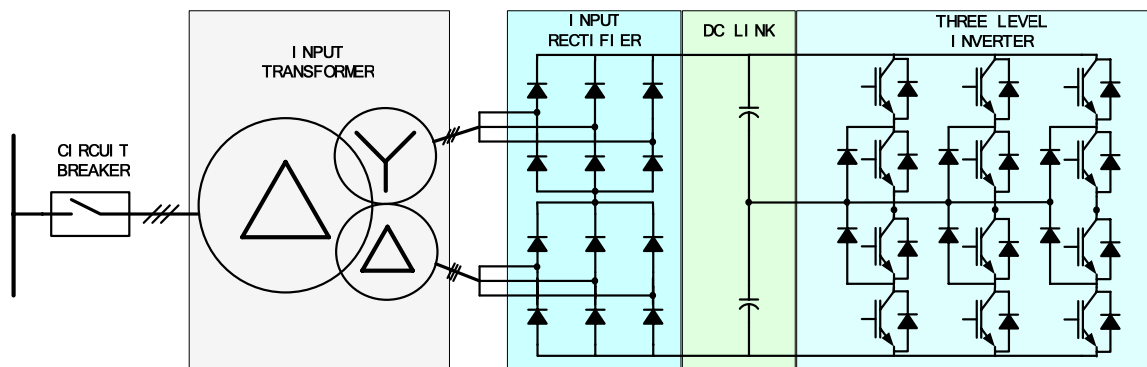
**NOTA:** Quando o motor está em vazio ou com cargas leves, a tensão no link CC tende a estabilizar no valor igual a  $\sqrt{2} V_{rede} \cong 1,41 V_{rede}$ . Quando, porém, o motor está com cargas mais elevadas (por exemplo, plena carga), a tensão no link CC tende ao valor  $(3/\pi)\sqrt{2} V_{rede} \cong 1,35 V_{rede}$ .



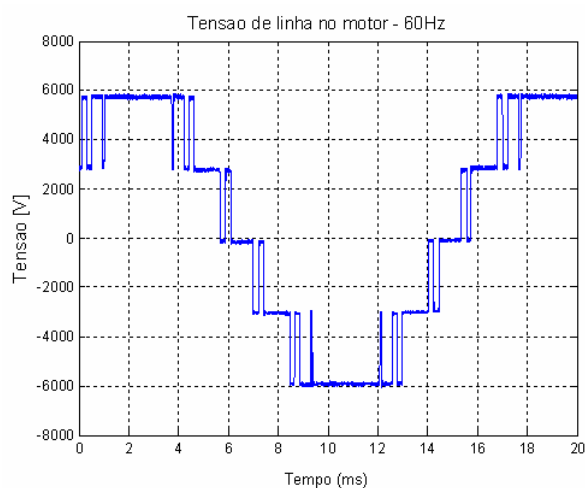
**Figura A1.5 – Sistema elétrico de potência com motor trifásico alimentado por conversor trifásico de 6 pulsos**



**Figura A1.6 – Forma de onda de tensão de linha fornecida pelo conversor da Fig. A1.5**



**Figura A1.7 – Topologia típica de conversor trifásico 12 pulsos (conectado à rede por meio de transformador trifásico)**



**Figura A1.8 – Forma de onda de tensão de linha fornecida pelo conversor da Fig. A1.7**

### **A1.3 Noções de PWM (*Pulse Width Modulation*) - Modulação por largura de pulsos**

Na maioria das aplicações com inversores necessita-se controlar ou regular a tensão fornecida à carga, ou seja, no nosso caso ao motor de indução. Os métodos empregados para o controle da tensão de saída dos inversores são os seguintes [28]:

- **Controle da tensão na entrada do estágio inversor:** este tipo de controle é bastante comum e é utilizado quando a fonte de energia é uma bateria, empregando-se um conversor CC-CC (“Chopper”) ou quando a fonte for a rede alternada comercial, empregando-se um retificador controlado.

- **Controle de tensão por modulação ou defasagem:** este tipo de controle tem evoluído muito e, embora mais complexo de ser implementado e assimilado, tem sido cada vez mais empregado. Conhecido pelo termo **PWM**.

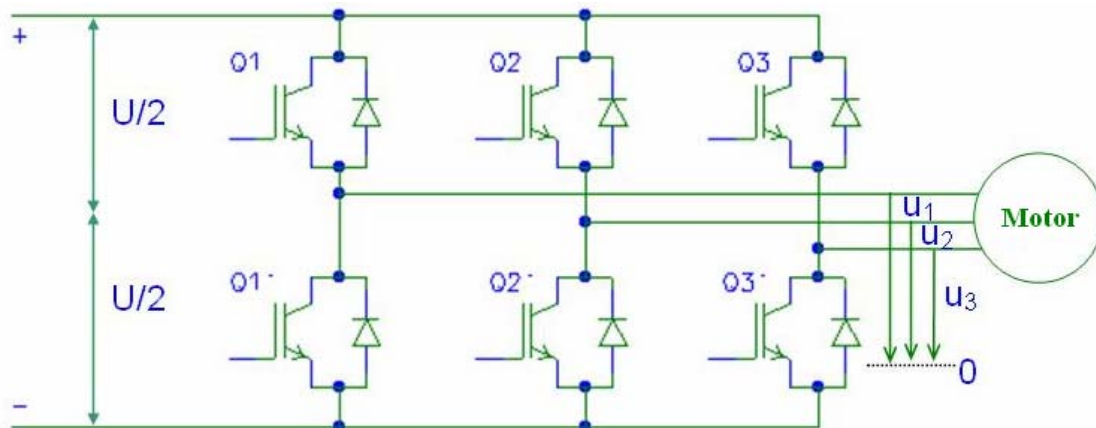
Os inversores WEG, assim como, a maioria dos inversores comerciais existentes utilizam-se das técnicas de **modulação PWM**. Este tipo de modulação permite a variação da tensão de saída do inversor pela ação no circuito de comando dos transistores (interruptores), mantendo a tensão de entrada no estágio inversor inalterada.

Dos diversos tipos de modulação PWM, existem duas versões que serão destacadas a seguir [83]:

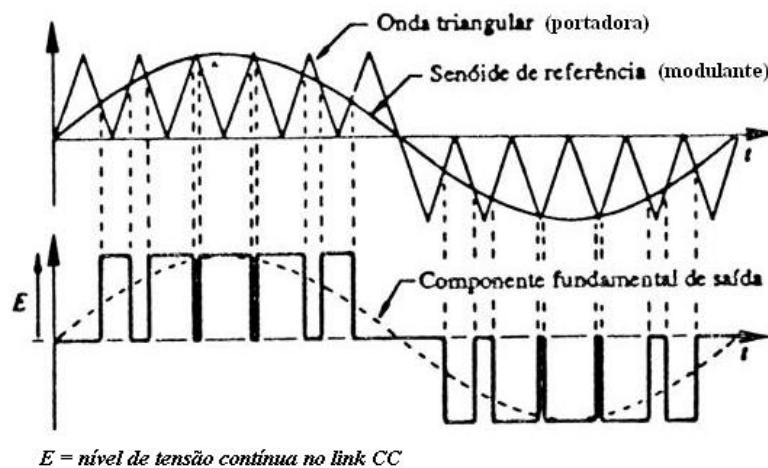
**a) Modulação com padrão global pré-calculado:** Neste tipo de modulação PWM a seqüência de configurações do inversor fica guardada em uma memória (EPROM) que é lida ciclicamente e que desencadeia o funcionamento dos dispositivos (interruptores) necessários. O padrão, ou seja, a forma das grandezas (tensão/corrente) é previamente calculada de modo a proporcionar uma amplitude desejada da componente fundamental, além de satisfazer aspectos globais como: anular determinadas harmônicas de ordem mais baixa, otimizar aspectos que tenham a ver com a carga, por exemplo, minimizar o torque pulsante e/ ou as perdas e minimizar os fatores de distorção da tensão e corrente.

**b) Modulação por sub-harmônica:** Neste tipo de modulação há duas técnicas principais que são a modulação **PWM senoidal** e a modulação **PWM vetorial (Space Vector Modulation)**. A modulação sub-harmônica consiste que em cada instante de tempo a configuração do inversor, ou seja, a combinação de transistores ligados e desligados é decidida pela comparação de um onda modulante (sinal de referência) com uma onda portadora (sinal triangular). **A modulação PWM senoidal (clássica)** decide qual o dispositivo que será fechado ou aberto de um determinado braço (ramo) do

inversor, pela comparação entre a portadora triangular e uma modulante senoidal da respectiva fase. Por exemplo, se  $u_1^* > u_\delta$  abre  $Q_{1'}$  e fecha  $Q_1$ , se  $u_1^* < u_\delta$  abre  $Q_1$  e fecha  $Q_{1'}$ , conforme ilustram as Figuras A1.9 a A1.11. Nesta estratégia, os interruptores - comumente IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) - comutam em frequência fixa e o intervalo de condução varia dentro desse período de comutação [83,23].

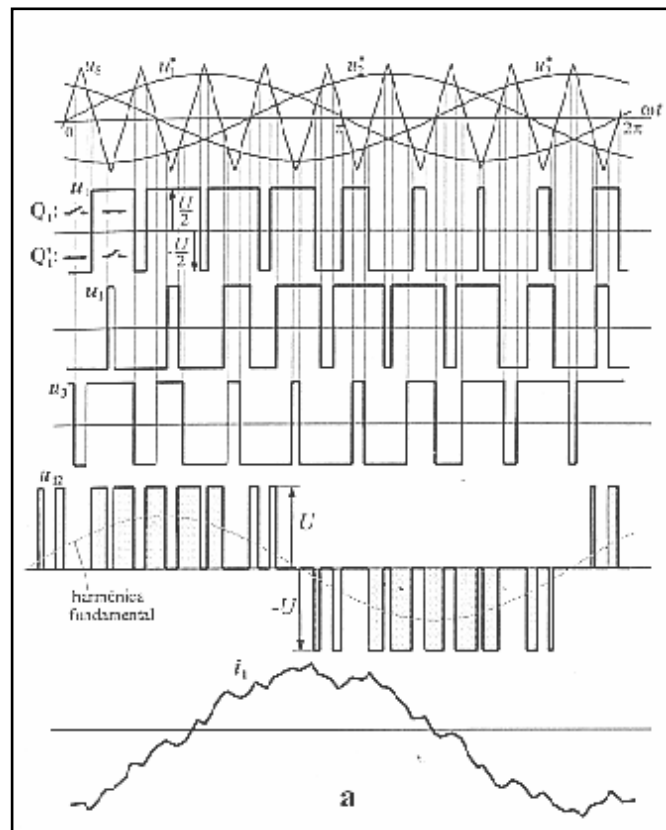


**Figura A1.9 – Diagrama representativo do circuito de potência do estágio inversor de um conversor de tensão trifásico**



**Figura A1.10 – Modulação PWM senoidal clássica monofásica**

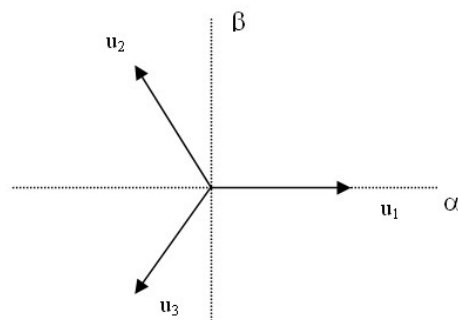




**Fig. A1.11 – Descrição do método de modulação PWM senoidal (clássica) trifásica. Os sinais  $u_1^*$ ,  $u_2^*$ ,  $u_3^*$  são as referências (sinais modulantes) e o sinal  $u_s$  é a triangular (sinal portador). [83]**

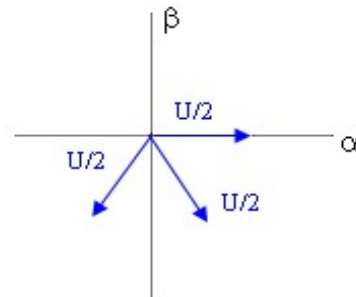
A **modulação vetorial (Space Vector Modulation)** baseia-se na representação do sistema trifásico de tensão de saída em um vetor tensão ( $\vec{U}$ ). Este vetor é representado em um plano complexo. Para o caso a seguir em um plano  $\alpha\beta$ . Supondo o vetor tensão representado da seguinte maneira:

$$\vec{U} = u_1 e^{j0^\circ} + u_2 e^{j120^\circ} + u_3 e^{j240^\circ}$$



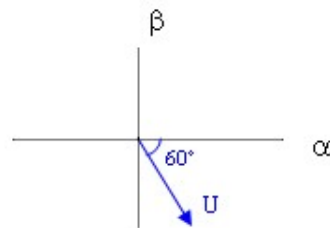
Impondo uma determinada configuração ao inversor, ou seja, um determinado esquema de comutação dos interruptores (transistores), por exemplo, com base na Figura A1.9,  $Q_1$ ,  $Q_3$  e  $Q_2'$  fechados e  $Q_1'$ ,  $Q_3'$  e  $Q_2$  abertos, tem-se:

$$\vec{U} = \frac{U}{2}e^{j0^\circ} - \frac{U}{2}e^{j120^\circ} + \frac{U}{2}e^{j240^\circ}$$

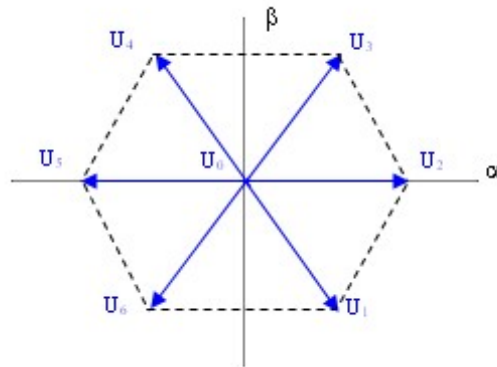


Resolvendo a soma vetorial obtém-se o seguinte vetor de tensão média resultante:

$$\vec{U} = Ue^{j(-60^\circ)}$$



Procedendo do mesmo modo para cada uma das configurações de comutação possíveis do inversor, obtêm-se 8 valores complexos de tensão de saída. Estes definem os vértices de um hexágono e, por duas vezes, o seu respectivo centro. São os únicos valores de tensão trifásica que o inversor pode apresentar na saída. Outros valores podem ser criados como média temporal destes. Portanto, o objetivo da modulação PWM vetorial é suprir o vetor tensão de saída como uma combinação de 8 chaveamentos padrões (Tabela A1.2). Uma diferença importante desta técnica para a técnica PWM Senoidal é que, neste caso, as 6 chaves (transistores) do inversor são vistas como um único conjunto de comutação, enquanto para o PWM Senoidal o chaveamento é controlado em cada ramo (braço) do inversor independentemente, ou seja, a cada 2 transistores complementares de uma única fase.



**Figura A1.12 – Modulação vetorial (Space Vector Modulation). Vetores gerados devido ao chaveamento dos transistores.**

**Tabela A1.2 – Oito possibilidades de comutação no circuito inversor da Figura A1.9.**

Q1	Q2	Q3	Q1'	Q2'	Q3'
1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	1	0
1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0

1 = chave "on"  
0 = chave "off"

#### A1.4 Noções dos modos de controle dos conversores

Basicamente existem dois tipos de controle dos conversores eletrônicos: o escalar (V/Hz em laço aberto) e o vetorial (orientação de campo) [84,85].

O **controle escalar** baseia-se no conceito original do conversor de frequência: impõe no motor uma determinada tensão/frequência, visando manter a relação V/f constante, ou seja, o motor trabalha com fluxo aproximadamente constante. É aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade e é

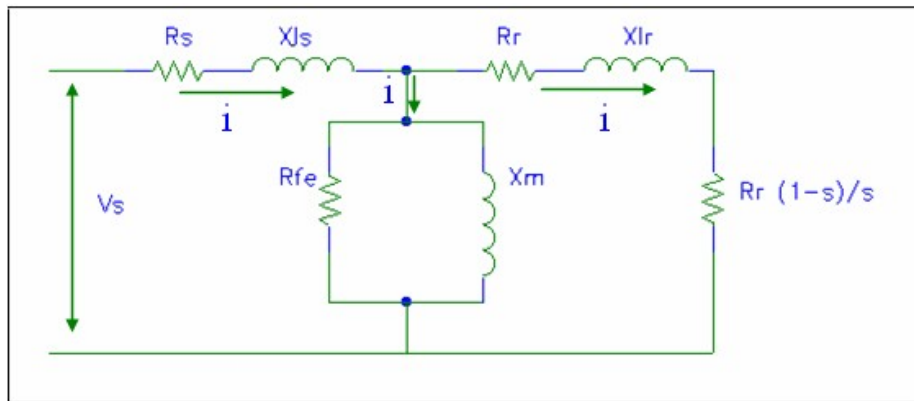
particularmente interessante quando há conexão de múltiplos motores a um único conversor. O controle é realizado em malha aberta e a precisão da velocidade é função do escorregamento do motor, que varia em função da carga, já que a frequência no estator é imposta. Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, alguns conversores possuem funções especiais como a *compensação de escorregamento* (que atenua a variação da velocidade em função da carga) e o *boost de tensão* (aumento da relação  $V/f$  para compensar o efeito da queda de tensão na resistência estatórica), de maneira que a capacidade de torque do motor seja mantida. O controle escalar é o mais utilizado devido à sua simplicidade e devido ao fato de que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade.

O **controle vetorial** possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle do torque e da velocidade do motor. O controle decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e outro que produz torque, regulando separadamente o torque e o fluxo. O controle vetorial pode ser realizado em malha aberta (“*sensorless*”) ou em malha fechada (com realimentação).

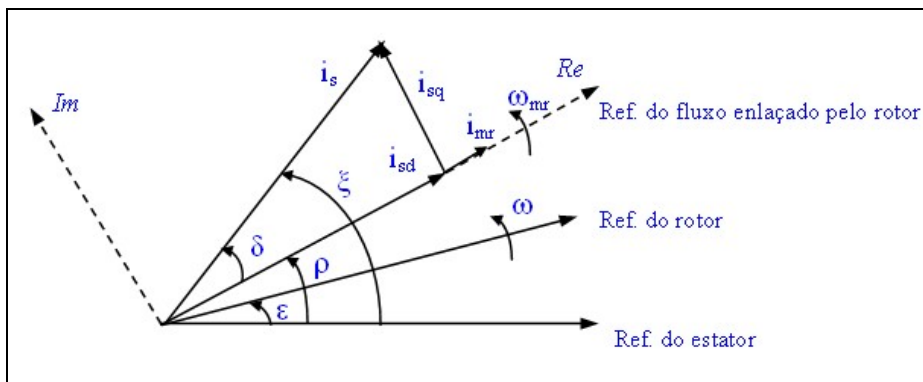
- **Com sensor de velocidade** – requer a instalação de um sensor de velocidade (por exemplo, um *encoder* incremental) no motor. Este tipo de controle permite a maior precisão possível no controle da velocidade e do torque, inclusive em rotação zero.

- **Sensorless** – mais simples que o controle com sensor, porém, apresenta limitações de torque principalmente em baixíssimas rotações. Em velocidades maiores é praticamente tão bom quanto o controle vetorial com realimentação.

As principais diferenças entre os dois tipos de controle são que o controle escalar só considera as amplitudes das grandezas elétricas instantâneas (fluxos, correntes e tensões), referindo-as ao estator, e seu equacionamento baseia-se no circuito equivalente do motor (Figura A1.13), ou seja, são equações de regime permanente. Já o controle vetorial admite a representação das grandezas elétricas instantâneas por vetores (Figura A1.14), baseando-se nas equações espaciais dinâmicas da máquina, com as grandezas referidas ao fluxo enlaçado pelo rotor, ou seja, o motor de indução é visto pelo controle vetorial como um motor de corrente contínua, havendo regulação independente para torque e fluxo [86,87].



**Figura A1.13 – Circuito equivalente por fase do motor de indução em regime permanente**



**Figura A1.14 – Representação gráfica das principais variáveis das equações do modelo vetorial do motor de indução em função das coordenadas do fluxo enlaçado pelo rotor.**

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + L_M \frac{d}{dt} [\vec{i}_r e^{j\varepsilon}] \\ 0 = R_r \vec{i}_r + L_r \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_M \frac{d}{dt} [\vec{i}_s e^{-j\varepsilon}] \\ T_d = \frac{2}{3} p L_M \cdot \text{Im}[\vec{i}_s [\vec{i}_r e^{j\varepsilon}]^*] \end{cases}$$

$$\begin{cases} T_e(t) = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + T_l(t, \omega, \varepsilon) \\ \frac{\omega}{p} = \frac{d\varepsilon}{dt} \end{cases}$$

Onde:

$\vec{V}_s$  = vetor de alimentação do estator, em que a fase 1 coincide com o eixo real do plano complexo. [ $\vec{V}_s = V_{s1} \cdot e^{j0} + V_{s2} \cdot e^{j(2\pi/3)} + V_{s3} \cdot e^{-j(2\pi/3)}$ ]. O mesmo raciocínio pode ser aplicado às correntes vetoriais do estator ( $\vec{i}_s$ ) e rotor ( $\vec{i}_r$ )

$L$  = indutâncias (estator, rotor e mútua)

$R$  = resistências (estator e rotor)

$T_e$  = torque eletromagnético

$J$  = inércia do motor

$T_l$  = torque resistente (carga)

$\varepsilon$  = ângulo de defasagem entre o eixo de referência do estator e rotor

$p$  = pares de pólos

$\omega$  = velocidade angular rotórica

$\omega_{mr}$  = velocidade do vetor fluxo enlaçado pelo rotor

$i_s$  = corrente do estator

$i_{sq}$  = componente da corrente do estator sobre o eixo em quadratura

$i_{sd}$  = componente da corrente do estator sobre o eixo direto


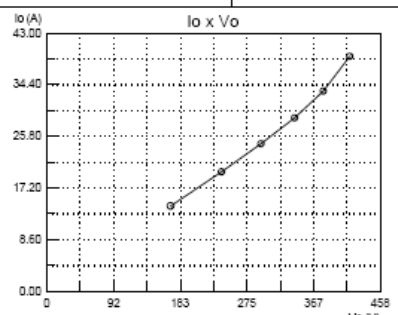
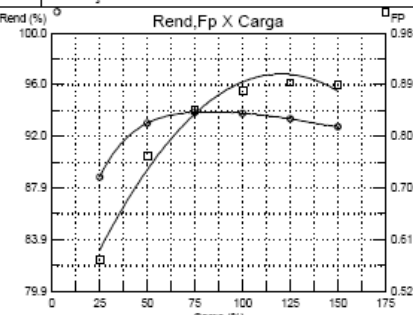
$i_{mr}$  = corrente de magnetização do rotor


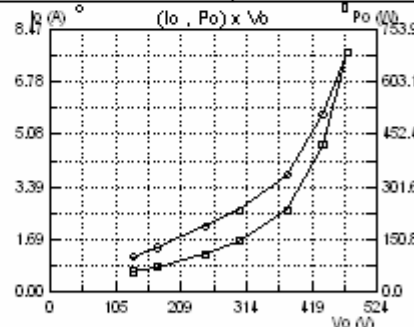
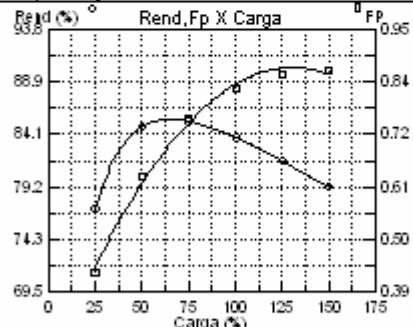
Um estudo aprofundado do controle vetorial exigiria um grande investimento de tempo, mas como é um tema que foge ao escopo deste trabalho, aqui estão sendo apresentados apenas os fundamentos desse modo de controle dos conversores estáticos. Mais detalhes acerca desse tópico podem ser encontrados em [88].

## ANEXO 2 - RELATÓRIOS DE ENSAIOS

### A2.1 Relatórios de ensaio de tipo completo (alimentação pela rede 60 Hz)


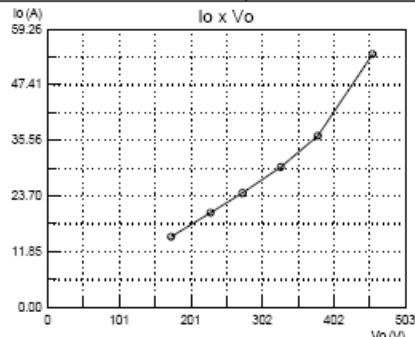
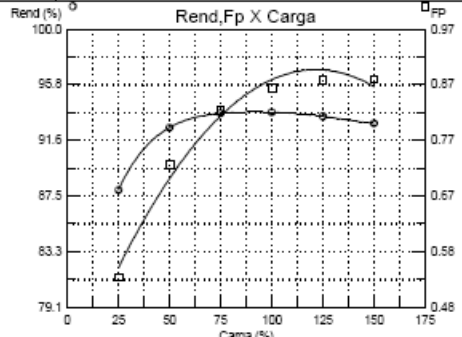
Motor chapa C


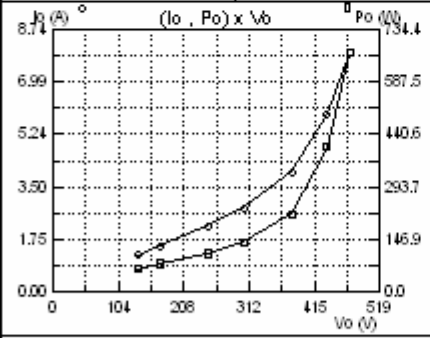
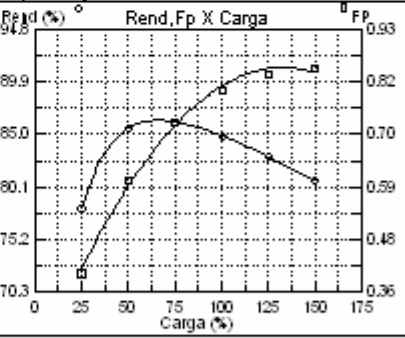
		Comparativo de Valores de Ensaio				Nº: PT36004-1	
		Motor de Indução Trifásico				Data: 14/03/2006	
		<b>IDENTIFICAÇÃO</b> Potência: 75 cv Frequência: 60 Hz Grau Proteção: IP55 Modelo: 225S/M 032006 Cod. Vendas: - EB: 69981498-P				Tensão: 380 V Corrente: 102 A FS: 1 Item: P070520212	
		Dt. Ensaio: 14/03/2006					
N O M I N A L		NBR 5383	IEC 34-2	CSA C390	D. Placa	TAB. VALORES	
	Ia (A)	101.65	101.73	101.65	0.00		
	Pa (W)	58884.47	58939.78	58884.21			
	Cos Ø	0.879	0.880	0.879	0.000		
	N (%)	93.74	93.65	93.74	0.00		
	Pj1 (W)	1238.24	1237.95	1238.23			
	Pj2 (W)	746.43	747.67	746.42			
	Ps (W)	240.34	294.70	240.34			
	Ptot (W)	3684.47	3739.78	3684.21			
	RPM	1776	1776	1776	0		
5	Ia (A)	59.19	59.32	59.19			
	Cos Ø	0.761	0.762	0.761			
	N (%)	92.98	92.69	92.98			
	RPM	1789	1789	1789			
7	Ia (A)	79.38	79.52	79.38			
	Cos Ø	0.844	0.844	0.844	0.00		
	N (%)	93.81	93.62	93.81			
	RPM	1783	1783	1783			
1	Ia (A)	125.98	125.95	125.98			
2	Cos Ø	0.893	0.893	0.893			
5	N (%)	93.31	93.33	93.31			
	RPM	1770	1770	1770			
T E M P E R	Desv. I Max. (%)	0.00				Pab (kW)	226.65
	RPM início	1777				kVA/cv	6.96
	RPM fim	1777				Cp/Cn	2.65
	Rquente (20°C)	0.07730				Cmax/Cn	3.61
	T. Amb.	27.30				Ip/In	7.78
	DT. Mancal	37.50				Ip (A)	793.62
	DT. Carc.	29.10				R1 (Ohm)	0.079520
	DT. Bobina	60.95				R2 (Ohm)	0.160380
	CTA	0.00				X1+X2(Ohm)	0.276135
Características do Ensaio		Gama : 0.9163		Correção do Dinamômetro : 0.321594			
							
PARECER TÉCNICO							
Executado: Evaldo Hencke				Verificado:			

		<b>Comparativo de Valores de Ensaio</b> Motor de Indução Trifásico			Nº: PT15030-1		
					Data: 23/06/2008		
<b>IDENTIFICAÇÃO</b>							
Potência: 5 cv		Pol: 4 polos		Tensão: 380 V			
Frequência: 60 Hz		Rotação: 1700 rpm		Corrente: 7 A			
Grau Proteção: IP55		Isolamento: F		F.S.: 1.15			
Modelo: 100L 082005		Categoria: N		Item: P070502625			
Cod. Vendas: -		Dt. Ensaio: 06/10/2005					
EB: 6998.1123							
		NBR 5383	IEC 34-2	CSA C390	D. Placa	TAB. VALORES	
N O M I N A L	Ia (A)	8.14	8.05	8.12	0.00	8.11	
	Pa (W)	4406.95	4341.98	4392.08			
	cos φ	0.822	0.820	0.822	0.00	0.810	
	N (%)	83.50	84.75	83.79	0.00	85.50	
	Pf1 (W)	283.18	275.90	281.51			
Pf2 (W)	190.81	187.65	189.90				
Pf3 (W)	78.24	21.71	66.95				
Ptot (W)	726.95	661.98	712.08				
RPM	1715	1715	1715	0.00	1715		
50%	Ia (A)	5.19	5.19	5.19			
	cos φ	0.637	0.635	0.636		0.630	
	N (%)	84.61	84.79	84.79		85.10	
	RPM	1763	1762	1762			
75%	Ia (A)	6.51	6.48	6.50			
	cos φ	0.757	0.755	0.757	0.00	0.750	
	N (%)	85.05	85.74	85.27		85.50	
	RPM	1740	1740	1740			
125%	Ia (A)	10.09	9.89	10.05			
	cos φ	0.852	0.851	0.852			
	N (%)	81.28	83.05	81.62			
	RPM	1686	1687	1687			
T E M P E R	Desv. I Max. (%)	0.71				24.84	
	RPM inicio	1732		380		7.47	
	RPM fim	1717		I (A)	3.78	2.87	
	R quente (20°C)	2.74047		Po (W)	236.26	Cp/Cn	3.38
	T. Amb.	24.60		Pmec (W)	38.53	Cmax/Cn	8.10
	DT. Mancal	-24.60		Pfe (W)	138.19	Ip/In	56.71
	DT. Carc.	32.78		cos φ	0.095	R1 (Ohm)	2.790000
	DT. Bobina	64.61		Pfo (W)	59.54	R2 (Ohm)	2.359754
	CTA	0.00		Rfna (20°C)	2.19346	X1+X2(Ohm)	4.286870
Características do Ensaio		Gama : 0.9974		Coneção do Dinamômetro : -0.004487			
							
<b>PARECER TÉCNICO</b>							
DT no F.S. 1.15: 81.44K							
- Ensaio realizado para avaliar o desempenho a partir de bobinas de controle							
Solicitante: Edson Eduardo Cristofolini - WEX							
Executado:				Verificado:			


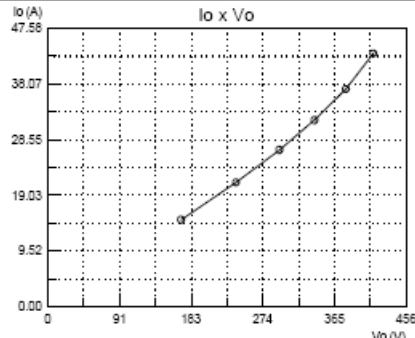
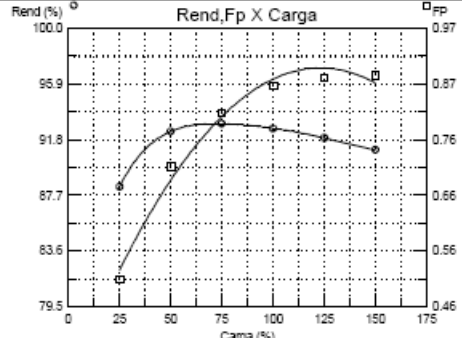


## Motor chapa B

		<b>Comparativo de Valores de Ensaio</b> Motor de Indução Trifásico			Nº: PT36003-1	
					Data: 14/03/2006	
<b>IDENTIFICAÇÃO</b>						
Potência: 75 cv		Pol: 4 polos		Tensão: 380 V		
Frequência: 60 Hz		Rotação: 1775 rpm		Corrente: 102 A		
Grau Proteção: IP55		Isolamento: H		FS: 1		
Modelo: 225S/M 032006		Categoria: N		Item: P070520213		
Cod. Vendas: -		Dt. Ensaio: 14/03/2006				
EB: 6998.1499						
		NBR 5383	IEC 34-2	CSA C390	D. Placa	TAB. VALORES
N O M I N A L	Ia (A)	103.14	103.48	103.14	0.00	
	Pa (W)	58877.61	59095.68	58877.06		
	Cos Ø	0.865	0.865	0.865	0.000	
	N (%)	93.75	93.41	93.75	0.00	
	Pi1 (W)	1265.49	1271.99	1265.47		
	Pj2 (W)	729.11	734.90	729.10		
	Ps (W)	89.70	295.48	89.70		
	Ptot (W)	3677.62	3895.67	3677.06		
	RPM	1777	1777	1777	0	
	50%	Ia (A)	61.94	62.11	61.94	
	Cos Ø	0.729	0.730	0.729		
	N (%)	92.60	92.20	92.61		
	RPM	1789	1789	1789		
75%	Ia (A)	81.37	81.62	81.37		
	Cos Ø	0.825	0.826	0.825	0.00	
	N (%)	93.67	93.29	93.67		
	RPM	1783	1783	1783		
125%	Ia (A)	127.27	127.68	127.27		
	Cos Ø	0.879	0.879	0.879		
	N (%)	93.44	93.13	93.44		
	RPM	1770	1770	1770		
T E M P E R	Desv. I Max.(%)	1.43		380	Pab (kW)	218.82
	RPM Início	1777	V	I (A)	kVA/cv	6.77
	RPM fim	1777	A	Po (W)	Cp/Cn	2.56
	R quente (20°C)	0.07664	Z	Pmec (W)	Cmax/Cn	3.19
	T. Amb.	27.10	I	Pfe (W)	Ip/In	7.57
	DT. Mancal	36.90	O	Cos Ø	Ip (A)	772.00
	DT. Carc.	22.00		Pjo (W)	R1 (Ohm)	0.076780
	DT. Bobina	59.34		Rfria (20°C)	R2 (Ohm)	0.165991
	CTA	0.00			X1+X2(Ohm)	0.427053
Características do Ensaio		Gama : 0.9393		Correção do Dinamômetro : 0.400365		
						
<b>PARECER TÉCNICO</b>						
Executado: Evaldo Hencke				Verificado:		

		<b>Comparativo de Valores de Ensaio</b> Motor de Indução Trifásico			Nº: PT15029-1	
					Data: 23/06/2008	
<b>IDENTIFICAÇÃO</b> Potência: 5 cv      Pol: 4 polos      Tensão: 380 V Frequência: 60 Hz      Rotação: 1718 rpm      Corrente: 8.17 A Grau Proteção: IP55      Isolamento: F      FS: 1.15 Modelo: 100L 082005      Categoria: N      Item: P070500903 Cod. Vendas: -      Dt. Ensaio: 06/10/2005 EB: P69981076						
		NBR 5383	IEC 34-2	CSA C390	D. Placa	TAB. VALORES
N O M I N A L	Ia (A)	8.25	8.23	8.23	0.00	
	Pa (W)	4348.69	4333.92	4332.84		
	cos φ	0.800	0.800	0.800	0.00	
	N (%)	84.62	84.91	84.93	0.00	
	Pf1 (W)	281.12	280.35	279.37		
Pf2 (W)	189.98	192.67	188.98			
P3 (W)	38.36	21.67	27.66			
Ptot (W)	668.69	653.92	652.84			
RPM	1715	1713	1715	0.00		
50	Ia (A)	5.39	5.40	5.39		
	cos φ	0.607	0.607	0.606		
	N (%)	85.45	85.27	85.61		
%	RPM	1763	1762	1762		
75	Ia (A)	6.67	6.67	6.66		
	cos φ	0.731	0.731	0.730	0.00	
	N (%)	85.99	86.03	86.22		
%	RPM	1741	1739	1740		
125	Ia (A)	10.15	10.09	10.10		
	cos φ	0.834	0.834	0.834		
	N (%)	82.58	83.10	82.97		
%	RPM	1686	1684	1686		
T E M P E R	Desv. I Max. (%)	1.85				26.54
	RPM Inicio	1717	U (V)	380	Pab (kW)	7.54
	RPM fim	1715	I (A)	4.01	kVA/cv	3.22
	R quente (20°C)	2.66281	Po (W)	218.92	Cp/Cn	3.44
	T_Amb.	20.40	Pmec (W)	49.39	Cmax/Cn	7.01
	DT_Mancal	-20.40	Pfe (W)	109.84	Ip/In	57.26
	DT_Carc.	31.76	cos φ	0.083	R1 (Ohm)	2.667000
	DT_Bobina	62.16	Pjo (W)	59.69	R2 (Ohm)	2.729914
	CTA	0.00	Rtrna (20°C)	2.14079	X1+X2(Ohm)	3.862925
Características do Ensaio			Gama : 0.9240		Correção do Dinamômetro : -0.011511	
						
<b>PARECER TÉCNICO</b>						
DT no F.S. 1.15: 82.12K						
- Ensaio realizado para avaliar o desempenho a partir de bobinas de controle						
Solicitante: Edson Eduardo Cristofolini - WEX						
Executado: Alcindo Muller				Verificado:		

## Motor chapa A

		<b>Comparativo de Valores de Ensaio</b> Motor de Indução Trifásico			Nº: PT36002-1	
					Data: 14/03/2006	
<b>IDENTIFICAÇÃO</b>						
Potência: 75 cv		Pol: 4 polos		Tensão: 380 V		
Frequência: 60 Hz		Rotação: 1780 rpm		Corrente: 102 A		
Grau Proteção: IP55		Isolamento: H		FS: 1		
Modelo: 225S/M 032006		Categoria: N		Item: P070520214		
Cod. Vendas: -		Dt. Ensaio: 14/03/2006				
EB: P69981500						
		NBR 5383	IEC 34-2	CSA C390	D. Placa	TAB. VALORES
N O M I N A L	Ia (A)	104.87	103.89	104.86	0.00	
	Pa (W)	59620.16	58987.89	59608.12		
	Cos Ø	0.864	0.863	0.864	0.000	
	N (%)	92.59	93.58	92.60	0.00	
	Pj1 (W)	1323.36	1297.00	1322.85		
	Pj2 (W)	755.46	741.39	755.60		
	Pst (W)	886.77	294.94	875.29		
Ptot (W)	4420.16	3787.89	4408.12			
RPM	1777	1777	1777	0		
50%	Ia (A)	63.57	63.54	63.56		
	Cos Ø	0.714	0.713	0.714		
	N (%)	92.36	92.53	92.37		
	RPM	1789	1789	1789		
75%	Ia (A)	82.90	82.55	82.89		
	Cos Ø	0.814	0.813	0.814	0.00	
	N (%)	92.94	93.51	92.95		
	RPM	1783	1783	1783		
125%	Ia (A)	129.48	127.58	129.45		
	Cos Ø	0.879	0.879	0.879		
	N (%)	91.87	93.28	91.90		
	RPM	1770	1770	1770		
T E M P E R	Desv. I Max.(%)	1.90		380	Pab (kW)	223.11
	RPM Inicio	1777	V	I (A)	kVA/cv	6.92
	RPM fim	1777	A	Po (W)	Cp/Cn	2.64
	Ruente (20°C)	0.07753	Z	Pmec (W)	Cmax/Cn	3.36
	T. Amb.	24.50	I	Cos Ø	Ip/In	7.74
	DT. Mancal	38.50	O	Pfe (W)	Ip (A)	789.06
	DT. Carc.	20.50		Cos Ø	R1 (Ohm)	0.078900
	DT. Bobina	61.03		Pjo (W)	R2 (Ohm)	0.159998
	CTA	0.00		Rfria (20°C)	X1+X2(Ohm)	0.357841
Características do Ensaio		Gama : 0.9019		Correção do Dinamômetro : -1.108993		
						
<b>PARECER TÉCNICO</b>						
Executado:				Verificado:		

WEG		Comparativo de Valores de Ensaio Motor de Indução Trifásico			Nº: PT15031-1	
					Data: 23/06/2008	
<b>IDENTIFICAÇÃO</b> Potência: 5 cv      Pol: 4 polos      Tensão: 380 V Frequência: 60 Hz      Rotação: 1704 rpm      Corrente: 7 A Grau Proteção: IP55      Isolamento: F      FS: 1.15 Modelo: 100L 082005      Categoria: N      Item: P070502626 Cod. Vendas: - EB: P69981124      Dt. Ensaio: 06/10/2005						
		NBR 5383	IEC 34-2	CSA C390	D. Placa	TAB. VALORES
NOMINAL	Ia (A)	8.22	8.18	8.19	0.00	8.11
	Pa (W)	4355.34	4326.68	4333.32	0.00	0.810
	cos φ	0.805	0.804	0.804	0.00	0.810
	N (%)	84.49	85.05	84.92	0.00	85.50
	Pf1 (W)	295.33	291.68	292.55		
Pf2 (W)	217.80	215.73	216.28			
Pfs (W)	47.58	31.63	37.10			
Ptot (W)	675.34	648.88	653.32			
RPM	1703	1702	1704	0.00	1715	
50%	Ia (A)	5.37	5.38	5.36		
	cos φ	0.600	0.600	0.598		0.630
	N (%)	86.73	86.65	87.12		85.10
	RPM	1758	1757	1757		
75%	Ia (A)	6.63	6.62	6.61		
	cos φ	0.731	0.730	0.730	0.00	0.750
	N (%)	86.48	86.70	86.86		85.50
	RPM	1733	1731	1732		
100%	Ia (A)	10.14	10.04	10.09		
	cos φ	0.841	0.840	0.841		
	N (%)	81.96	82.83	82.44		
	RPM	1670	1669	1671		
TEMPERATURA	Desv. I Max. (%)	0.12				26.07
	RPM Início	1726		380		7.40
	RPM fim	1700		4.13		3.09
	Rqente (20°C)	2.80390		206.27		3.36
	T. Amb.	26.00		42.72		8.03
	DT. Mancal	-26.00		71.92		56.21
	DT. Carc.	27.35		0.076		2.870000
	DT. Bobina	82.58		91.63		2.631246
	CTA	0.00		2.12901		3.929516
Características do Ensaio		Gamma : 0.9750		Correção do Dinamômetro : 0.003422		
<b>PARECER TÉCNICO</b> # Motor está com DT da bobina acima da classe de isolamento DT no F.S. 1.15: 107.88K - Ensaio realizado para avaliar o desempenho a partir de bobinas de controle Solicitante: Edson Eduardo Cristofolini - WEG						
Executado:				Verificado:		

## A2.2 Dados de ensaio em vazio - Alimentação senoidal

Motor chapa C

### ENSAIO EM VAZIO - FONTE SENOIDAL

10/05/2006

motor: 75 cv - 4p - 380 V - 60 Hz

chapa: 1006

60 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	456.0	453.6	50.8	2445.0
1.0	380.0	379.7	35.0	1652.5
0.8	304.0	303.6	26.8	1212.6
0.6	228.0	228.3	19.9	885.1
0.4	152.0	151.2	13.8	741.1
0.2	76.0	77.6	8.1	511.3

40 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	304.0	304.6	51.2	1489.7
1.0	253.3	254.4	35.1	912.3
0.8	202.7	204.4	26.9	632.3
0.6	152.0	152.2	19.7	432.2
0.4	101.3	102.7	13.3	301.2
0.2	50.7	50.6	7.2	208.1

20 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	152.0	152.4	50.7	758.0
1.0	126.7	128.0	35.1	415.9
0.8	101.3	102.6	26.9	279.6
0.6	76.0	76.7	19.5	173.6
0.4	50.7	50.3	13.0	104.0
0.2	25.3	25.6	6.7	56.8

	Resist. ( $\Omega$ )	Temp. Amb. (K)
inicial	67.5	23.8
final	67.3	24.5

#### OBSERVAÇÕES:

Ponte Valhala: Escala 200 mV - 0,1 A

NORMA: Configure  
 sampling: adaptive, reference CH1  
 average auto: time interval 1,2 s  
 trigger source: manual  
 f-measurement: CH1, 0-400 kHz, 60 Hz filter on  
 display: after average B, screen-saver off  
 General Setting  
 range: auto  
 mode: AC+DC  
 load memory "LAB.1 3W"

**Motor: 5 cv – 4 pólos – 380 V – 60 Hz**

76 V – 12 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	111.71%	98.16%	88.68%	79.87%	72.11%	57.63%	
V (V)	84.9	74.6	67.4	60.7	54.8	43.8	
I (A)	4.767	3.576	3.048	2.669	2.374	1.869	
Pab (W)	113.1	69.9	54.4	44.4	37.1	27.3	
Cos $\phi$	0.161	0.151	0.153	0.158	0.165	0.193	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	73.968	41.624	30.240	23.187	18.345	11.370	
Po-pjo (W)	39.13	28.28	24.16	21.21	18.76	15.93	
V <sup>2</sup> (V)	7208	5565	4543	3684	3003	1918	

Vnom	76
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp=(W)	25.38
pmec imp= (W)	2.90

228 V – 36 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	109.96%	100.04%	90.13%	80.31%	69.12%	60.31%	
V (V)	250.7	228.1	205.5	183.1	157.6	137.5	
I (A)	4.972	3.899	3.216	2.752	2.322	2.002	
Pab (W)	219.1	154.2	122.4	101.2	83.2	71.7	
Cos $\phi$	0.101	0.100	0.107	0.116	0.131	0.150	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	80.466	49.483	33.665	24.652	17.550	13.046	
Po-pjo (W)	138.63	104.72	88.73	76.55	65.65	58.65	
V <sup>2</sup> (V)	62850	52030	42230	33526	24838	18906	

Vnom	228
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp=(W)	90.72
pmec imp= (W)	14.00

380 V – 60 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	109.87%	100.05%	89.74%	79.79%	69.92%	59.76%	
V (V)	417.5	380.2	341.0	303.2	265.7	227.1	
I (A)	5.062	3.943	3.235	2.770	2.372	2.016	
Pab (W)	356.2	264.8	211.2	176.4	149.5	126.6	
Cos $\phi$	0.097	0.102	0.111	0.121	0.137	0.160	
R( $\Omega$ )	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18	
pjo (W)	83.790	50.840	34.221	25.090	18.398	13.290	
Po-pjo (W)	272.41	213.96	176.98	151.31	131.10	113.31	
V <sup>2</sup> (V)	174306	144552	116281	91930	70596	51574	

Vnom	380
Ri( $\Omega$ )	2.18
Rf( $\Omega$ )	2.18
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1800000
pfe com pmec imp=(W)	178.56
pmec imp= (W)	35.40

## Motor chapa B

## ENSAIO EM VAZIO - FONTE SENOIDAL

11/05/2006

motor: 75 cv - 4p - 380 V - 60 Hz

chapa: E230

60 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	456.0	457.1	57.3	1950.0
1.0	380.0	381.4	38.9	1220.0
0.8	304.0	305.4	29.1	936.7
0.6	228.0	229.1	21.3	731.3
0.4	152.0	152.4	14.2	589.4
0.2	76.0	76.5	8.4	491.0

40 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	304.0	305.4	57.0	1316.1
1.0	253.3	254.0	38.6	702.2
0.8	202.7	203.3	28.8	489.0
0.6	152.0	153.5	21.2	362.3
0.4	101.3	102.2	14.0	257.4
0.2	50.7	49.2	7.3	186.7

20 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	152.0	153.8	56.2	751.1
1.0	126.7	127.4	38.4	368.3
0.8	101.3	101.2	28.5	250.8
0.6	76.0	76.4	20.5	157.7
0.4	50.7	49.0	13.3	97.9
0.2	25.3	24.9	7.2	59.8

	Resist. ( $\Omega$ )	Temp. Amb. (K)
inicial	66.6m	24
final	65.9m	24

## OBSERVAÇÕES:

Ponte Valhala: Escala 200 mV - 0,1 A

NORMA: Configure sampling: adaptive, reference CH1  
 average auto: time interval 1,2 s  
 trigger source: manual  
 f-measurement: CH1, 0-400 kHz, 60 Hz filter on  
 display: after average B, screen-saver off  
 General Setting range: auto  
 mode: AC+DC  
 load memory "LAB.1 3W"

**Motor: 5 cv – 4 pólos – 380 V – 60 Hz**

76 V – 12 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	113.03%	102.24%	89.34%	82.76%	72.11%	59.74%	
V (V)	85.9	77.7	67.9	62.9	54.8	45.4	
I (A)	5.276	4.156	3.278	2.951	2.508	2.035	
Pab (W)	122.3	76.3	48.8	40.0	29.7	20.8	
Cos $\phi$	0.156	0.136	0.127	0.124	0.125	0.130	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	90.607	56.221	34.976	28.346	20.474	13.480	
Po-pjo (W)	31.69	20.08	13.82	11.65	9.23	7.32	
V <sup>2</sup> (V)	7379	6037	4610	3956	3003	2061	

Vnom	76
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe (W)	17.18
pmec (W)	2.90

228 V – 36 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	110.66%	101.54%	90.61%	80.53%	70.53%	60.83%	
V (V)	252.3	231.5	206.6	183.6	160.8	138.7	
I (A)	5.324	4.225	3.396	2.869	2.459	2.087	
Pab (W)	195.6	126.4	87.3	67.7	53.4	42.3	
Cos $\phi$	0.084	0.075	0.072	0.074	0.078	0.084	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	92.263	58.104	37.539	26.792	19.682	14.177	
Po-pjo (W)	103.34	68.30	49.76	40.91	33.72	28.12	
V <sup>2</sup> (V)	63655	53592	42684	33709	25857	19238	

Vnom	228
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe (W)	54.30
pmec (W)	14.00

380 V – 60 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	110.61%	100.16%	90.66%	80.37%	70.71%	60.74%	
V (V)	420.3	380.6	344.5	305.4	268.7	230.8	
I (A)	5.294	4.063	3.398	2.874	2.484	2.091	
Pab (W)	287.7	184.3	142.0	113.7	91.0	74.5	
Cos $\phi$	0.075	0.069	0.070	0.075	0.079	0.089	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	91.226	53.733	37.584	26.886	20.084	14.232	
Po-pjo (W)	196.47	130.57	104.42	86.81	70.92	60.27	
V <sup>2</sup> (V)	176652	144856	118680	93269	72200	53269	

Vnom	380
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe (W)	95.13
pmec (W)	35.44



## Motor chapa A

## ENSAIO EM VAZIO - FONTE SENOIDAL

11/05/2006

motor: 75 cv - 4p - 380 V - 60 Hz

chapa: E170

60 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	456.0	456.4	56.5	1865.0
1.0	380.0	381.8	39.4	1254.6
0.8	304.0	303.2	29.4	961.2
0.6	228.0	227.6	21.4	768.3
0.4	152.0	151.2	14.0	607.4
0.2	76.0	76.8	8.5	522.1

40 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	304.0	304.5	56.7	1197.3
1.0	253.3	254.2	39.1	711.7
0.8	202.7	203.9	29.5	522.5
0.6	152.0	151.3	21.3	375.1
0.4	101.3	101.1	13.9	275.0
0.2	50.7	52.4	7.7	204.0

20 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	152.0	151.8	55.0	691.1
1.0	126.7	127.8	39.4	387.5
0.8	101.3	101.0	29.1	251.3
0.6	76.0	76.0	21.1	164.9
0.4	50.7	48.3	13.3	95.5
0.2	25.3	25.8	7.1	60.3

	Resist. ( $\Omega$ )	Temp. Amb. (K)
inicial	66.4m	24.5
final	65.6m	24.5

## OBSERVAÇÕES:

Ponte Valhala: Escala 200 mV - 0,1 A

NORMA: Configure sampling: adaptive, reference CH1  
 average auto: time interval 1,2 s  
 trigger source: manual  
 f-measurement: CH1, 0-400 kHz, 60 Hz filter on  
 display: after average B, screen-saver off  
 General Setting range: auto  
 mode: AC+DC  
 load memory "LAB.1 3W"

**Motor: 5 cv – 4 pólos – 380 V – 60 Hz**

76 V – 12 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	112.50%	98.95%	89.08%	81.58%	64.74%	60.00%	
V (V)	85.5	75.2	67.7	62.0	49.2	45.6	
I (A)	5.471	3.988	3.275	2.893	2.172	1.997	
Pab (W)	132.2	72.3	50.4	40.2	24.6	21.3	
Cos $\phi$	0.163	0.139	0.131	0.129	0.133	0.135	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	97.428	51.768	34.912	27.243	15.356	12.981	
Po-pjo (W)	34.77	20.53	15.49	12.96	9.24	8.32	
V <sup>2</sup> (V)	7310	5655	4583	3844	2421	2079	

Vnom	76
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe (W)	17.65
pmec (W)	2.88

228 V – 36 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	110.88%	100.48%	90.09%	80.70%	69.96%	58.86%	
V (V)	252.8	229.1	205.4	184.0	159.5	134.2	
I (A)	5.561	4.223	3.363	2.862	2.394	1.967	
Pab (W)	209.9	125.8	85.8	66.7	52.4	40.4	
Cos $\phi$	0.086	0.075	0.072	0.073	0.079	0.088	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	100.660	58.049	36.813	26.662	18.655	12.594	
Po-pjo (W)	109.24	67.75	48.99	40.04	33.74	27.81	
V <sup>2</sup> (V)	63908	52487	42189	33856	25440	18010	

Vnom	228
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe (W)	53.77
pmec (W)	13.99

380 V – 60 Hz – senoidal

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	109.92%	100.13%	90.45%	80.16%	70.03%	60.55%	
V (V)	417.7	380.5	343.7	304.6	266.1	230.1	
I (A)	5.583	4.174	3.426	2.860	2.407	2.063	
Pab (W)	299.4	190.0	137.1	107.9	89.5	75.4	
Cos $\phi$	0.074	0.069	0.067	0.072	0.081	0.092	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	101.458	56.710	38.205	26.625	18.858	13.853	
Po-pjo (W)	197.94	133.29	98.89	81.28	70.64	61.55	
V <sup>2</sup> (V)	174473	144780	118130	92781	70809	52946	

Vnom	380
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe (W)	97.85
pmec (W)	35.44

### A2.3 Dados de ensaio em vazio - Alimentação PWM

Motor chapa C

#### ENSAIO EM VAZIO - FONTE PWM

17/05/2006

motor: 75 cv - 4p - 380 V - 60 Hz

chapa: 1006

conversor: CFW09 180 A - controle escalar - fs = 2,5 kHz

60 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	456.0	500.0	49.6	3788.0
1.0	380.0	417.4	35.2	2475.0
0.8	304.0	364.9	26.2	2187.0
0.6	228.0	311.9	18.8	1798.5
0.4	152.0	251.3	12.7	1331.2
0.2	76.0	164.3	8.5	777.1

40 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	304.0	397.0	46.5	3004.0
1.0	253.3	330.5	33.6	1991.0
0.8	202.7	290.7	24.4	1605.0
0.6	152.0	247.1	17.8	1207.6
0.4	101.3	193.4	11.6	752.9
0.2	50.7	147.4	7.0	418.6

20 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	152.0	263.3	42.0	1641.0
1.0	126.7	221.4	31.5	1159.0
0.8	101.3	195.9	23.5	888.0
0.6	76.0	158.9	16.5	532.2
0.4	50.7	145.3	12.1	391.2
0.2	25.3	101.7	6.3	165.4

	Resist. ( $\Omega$ )	Temp. Amb. (K)
inicial	65.3m	23.8
final	67.8m	23.9

#### OBSERVAÇÕES:

Ponte Valhala: Escala 200 mV - 0,1 A

NORMA: Configure  
 sampling: adaptive, reference CH1  
 average auto: time interval 656 ms  
 trigger source: manual  
 f-measurement: CH1, 0-400 kHz, 60 Hz filter on  
 display: after average B, screen-saver off  
 General Setting range: auto  
 mode: AC+DC  
 load memory "LAB.1 3W"

CONVERSOR: CFW09 P151 deve ser ajustado  $\geq 645$  V (= 456 . 1,414)

**Motor: 5 cv – 4 pólos – 380 V – 60 Hz****76 V – 12 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio						
V/Vn (%)	107.24%	117.76%	126.32%	136.84%	145.39%	155.92%
Vfund (V)	81.5	89.5	96.0	104.0	110.5	118.5
Vtotal (V)	190.3	199.4	207.8	217.9	223.6	231.3
I (A)	3.85	4.84	5.90	7.49	8.90	10.90
Pabs c/ filt (W)	118.3	154.5	202.2	296.0	392.3	548.4
Pabs s/ filt (W)	90.0	123.0	171.9	257.1	365.1	514.1
F.P. fund	0.218	0.206	0.206	0.219	0.230	0.245
F.P. total	0.093	0.092	0.095	0.105	0.114	0.126
F.P. medido c/f	0.047	0.049	0.053	0.060	0.067	0.076
F.P. medido s/f	0.035	0.039	0.044	0.052	0.062	0.072
R(Ω)	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18
pjo (W)	48.470	76.602	113.829	183.447	259.017	388.509
Po-pjo (W)	69.83	77.90	88.37	112.55	133.28	159.89
V <sup>2</sup> (V)	6642	8010	9216	10816	12210	14042
V <sup>2</sup> (V)	36214	39760	43181	47480	49997	53500

Vnom	76
Ri(Ω)	2.18
Rf(Ω)	2.18
Tamb (°C)	23.5
α <sub>v</sub>	0.0000000
β <sub>v</sub>	2.1800000
pfe com pmec imp=(W)	66.93
pmec imposta= (W)	2.90

**228 V – 36 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio						
V/Vn (%)	114.47%	104.39%	95.39%	85.13%	75.44%	65.70%
Vfund (V)	261.0	238.0	217.5	194.1	172.0	149.8
Vtotal (V)	351.8	335.7	318.4	300.7	280.5	259.7
I (A)	5.510	4.250	3.440	2.930	2.480	2.120
Pabs (W)	321.7	245.9	205.1	177.9	152.6	128.3
F.P. fund	0.129	0.140	0.158	0.181	0.207	0.233
F.P. total	0.096	0.100	0.108	0.117	0.127	0.135
F.P. medido	0.080	0.080	0.083	0.086	0.087	0.088
R(Ω)	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18
pjo (W)	99.278	59.064	38.696	28.073	20.112	14.697
Po-pjo (W)	222.42	186.84	166.40	149.83	132.49	113.60
Vfund <sup>2</sup> (V)	68121	56644	47306	37675	29584	22440
Vtotal <sup>2</sup> (V)	123763	112694	101379	90420	78680	67444

Vnom	228
Ri(Ω)	2.18
Rf(Ω)	2.18
Tamb (°C)	23.5
α <sub>v</sub>	0.0000000
β <sub>v</sub>	2.1800000
pfe com pmec imp=(W)	172.84
pmec imposta= (W)	14.00

**380 V – 60 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio						
V/Vn (%)	109.92%	99.63%	90.24%	79.47%	70.89%	61.42%
Vfund (V)	417.7	378.6	342.9	302.0	269.4	233.4
Vtotal (V)	477.9	429.4	410.8	386.7	361.2	334.8
I (A)	5.600	4.100	3.400	2.900	2.500	2.100
Pabs (W)	462.1	309.4	267.2	236.8	213.8	190.6
F.P. fund	0.114	0.115	0.132	0.156	0.183	0.225
F.P. total	0.100	0.101	0.110	0.122	0.137	0.157
F.P. medido	0.096	0.096	0.101	0.109	0.117	0.124
R(Ω)	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18	2.18
pjo (W)	102.547	54.969	37.801	27.501	20.438	14.421
Po-pjo (W)	359.55	254.43	229.40	209.30	193.36	176.18
Vfund <sup>2</sup> (V)	174473	143338	117580	91204	72576	54476
Vtotal <sup>2</sup> (V)	228388	184384	168757	149537	130465	112091

Vnom	380
Ri(Ω)	2.18
Rf(Ω)	2.18
Tamb (°C)	23.5
α <sub>v</sub>	0.0000000
β <sub>v</sub>	2.1800000
pfe com pmec imp=(W)	219.03
pmec imposta= (W)	35.40

## Motor chapa B

## ENSAIO EM VAZIO - FONTE PWM

17/05/2006

motor: 75 cv - 4p - 380 V - 60 Hz

chapa: E230

conversor: CFW09 180 A - controle escalar - fs = 2,5 kHz

60 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	456.0	505.2	57.1	2870.0
1.0	380.0	421.5	38.1	1837.0
0.8	304.0	372.3	28.5	1589.0
0.6	228.0	320.4	20.6	1247.0
0.4	152.0	258.3	13.5	945.1
0.2	76.0	169.3	8.0	612.0

40 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	304.0	404.9	54.0	2300.0
1.0	253.3	336.6	37.6	1460.0
0.8	202.7	301.3	28.0	1137.5
0.6	152.0	257.5	20.2	842.3
0.4	101.3	202.1	12.6	508.5
0.2	50.7	149.7	7.2	299.6

20 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	152.0	278.3	51.4	1399.0
1.0	126.7	231.3	36.0	856.0
0.8	101.3	205.3	27.0	732.2
0.6	76.0	168.3	18.2	388.7
0.4	50.7	146.8	12.9	264.4
0.2	25.3	103.9	6.6	110.4

	Resist. ( $\Omega$ )	Temp. Amb. (K)
inicial	66.7m	23.9
final	66.1m	24

**OBSERVAÇÕES:**

Ponte Valhala: Escala 200 mV - 0,1 A

NORMA: Configure sampling: adaptive, reference CH1  
 average auto: time interval 656 ms  
 trigger source: manual  
 f-measurement: CH1, 0-400 kHz, 60 Hz filter on  
 display: after average B, screen-saver off

General Setting  
 range: auto  
 mode: AC+DC

load memory "LAB.1 3W"

CONVERSOR: CFW09 P151 deve ser ajustado  $\geq 645$  V (= 456 . 1,414)

**Motor: 5 cv – 4 pólos – 380 V – 60 Hz****76 V – 12 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio						
V/Vn (%)	156.58%	147.37%	138.16%	127.63%	118.42%	107.89%
Vfund (V)	119.0	112.0	105.0	97.0	90.0	82.0
Vtotal (V)	231.0	223.7	217.0	206.9	199.6	189.6
I (A)	10.90	9.10	7.60	6.10	5.00	4.10
Pabs c/ filt (W)	558.2	420.2	304.8	207.7	155.3	112.0
Pabs s/ filt (W)	542.0	385.0	286.0	172.4	126.1	86.2
F.P. fund	0.248	0.238	0.221	0.203	0.199	0.192
F.P. total	0.128	0.119	0.107	0.095	0.090	0.083
F.P. medido c/f	0.078	0.070	0.061	0.053	0.047	0.043
F.P. medido s/f	0.076	0.064	0.057	0.044	0.039	0.032
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17
pjo (W)	386.727	269.547	188.009	121.119	81.375	54.717
Po-pjo (W)	171.47	150.65	116.79	86.58	73.93	57.28
V <sup>2</sup> (V)	14161	12544	11025	9409	8100	6724
V <sup>2</sup> (V)	53361	50042	47089	42808	39840	35948

Vnom	76
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp=(W)	54.38
pmec imposta= (W)	2.90

**228 V – 36 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio						
V/Vn (%)	113.16%	103.51%	93.42%	83.33%	71.93%	63.16%
Vfund (V)	258.0	236.0	213.0	190.0	164.0	144.0
Vtotal (V)	345.1	330.4	314.3	295.2	274.0	257.1
I (A)	5.50	4.34	3.52	2.96	2.49	2.16
Pabs c/ filt (W)	274.2	199.3	164.0	137.9	118.3	103.7
Pabs s/ filt (W)	230.1	154.2	115.0	91.6	74.8	61.7
F.P. fund	0.112	0.112	0.126	0.142	0.167	0.192
F.P. total	0.083	0.080	0.086	0.091	0.100	0.108
F.P. medido c/f	0.069	0.065	0.067	0.067	0.070	0.071
F.P. medido s/f	0.058	0.050	0.047	0.045	0.044	0.042
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17
pjo (W)	98.464	61.310	40.331	28.519	20.181	15.187
Po-pjo (W)	175.74	137.99	123.67	109.38	98.12	88.51
Vfund <sup>2</sup> (V)	66564	55696	45369	36100	26896	20736
Vtotal <sup>2</sup> (V)	119094	109164	98784	87143	75076	66100

Vnom	228
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp=(W)	123.99
pmec imposta= (W)	14.00

**380 V – 60 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio						
V/Vn (%)	109.21%	100.00%	91.84%	81.84%	71.84%	61.84%
Vfund (V)	415.0	380.0	349.0	311.0	273.0	235.0
Vtotal (V)	461.1	422.6	404.5	382.1	357.9	331.3
I (A)	5.40	4.20	3.52	2.97	2.55	2.17
Pabs c/ filt (W)	331.8	235.9	202.6	180.2	164.2	146.5
Pabs s/ filt (W)	301.5	205.1	165.1	137.2	116.0	100.0
F.P. fund	0.085	0.085	0.095	0.113	0.136	0.166
F.P. total	0.077	0.077	0.082	0.092	0.104	0.118
F.P. medido c/f	0.075	0.074	0.077	0.083	0.089	0.095
F.P. medido s/f	0.067	0.065	0.062	0.062	0.063	0.065
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17
pjo (W)	94.916	57.418	40.331	28.712	21.166	15.327
Po-pjo (W)	236.88	178.48	162.27	151.49	143.03	131.17
Vfund <sup>2</sup> (V)	172225	144400	121801	96721	74529	55225
Vtotal <sup>2</sup> (V)	212613	178591	163620	146000	128092	109760

Vnom	380
Ri( $\Omega$ )	2.18
Rf( $\Omega$ )	2.18
Tamb ( $^{\circ}$ C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1800000
pfe com pmec imp=(W)	143.08
pmec imposta= (W)	35.40

## Motor chapa A

## ENSAIO EM VAZIO - FONTE PWM

17/05/2006

motor: 75 cv - 4p - 380 V - 60 Hz

chapa: E170

conversor: CFW09 180 A - controle escalar - fs = 2,5 kHz

60 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	456.0	503.7	55.7	2835.0
1.0	380.0	421.0	39.2	1910.0
0.8	304.0	370.4	28.7	1784.0
0.6	228.0	319.1	21.1	1469.3
0.4	152.0	256.0	13.7	1056.7
0.2	76.0	175.5	8.7	691.0

40 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	304.0	405.3	56.0	2409.0
1.0	253.3	336.5	37.4	1606.0
0.8	202.7	298.2	28.7	1194.0
0.6	152.0	256.3	20.2	920.7
0.4	101.3	202.2	12.7	563.9
0.2	50.7	149.0	7.2	326.3

20 Hz				
Valores-base		Valores medidos		
V (p.u.)	V (V)	Tensão (V)	Corrente (A)	Pot. Abs. (W)
1.2	152.0	275.3	50.3	1396.0
1.0	126.7	226.7	35.5	921.0
0.8	101.3	203.3	27.2	685.3
0.6	76.0	169.1	18.9	445.3
0.4	50.7	147.5	13.2	293.5
0.2	25.3	102.5	6.6	127.6

	Resist. ( $\Omega$ )	Temp. Amb. (K)
inicial	67.0m	24.1
final	66.7m	24.5

**OBSERVAÇÕES:**

Ponte Valhala: Escala 200 mV - 0,1 A

NORMA: Configure sampling: adaptive, reference CH1  
 average auto: time interval 656 ms  
 trigger source: manual  
 f-measurement: CH1, 0-400 kHz, 60 Hz filter on  
 display: after average B, screen-saver off

General Setting range: auto  
 mode: AC+DC

load memory "LAB.1 3W"

CONVERSOR: CFW09 P151 deve ser ajustado  $\geq 645$  V (= 456 . 1,414)

**Motor: 5 cv – 4 pólos – 380 V – 60 Hz****76 V – 12 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	141.45%	131.84%	121.32%	110.13%	100.13%	90.00%	
Vfund (V)	107.5	100.2	92.2	83.7	76.1	68.4	
Vtotal (V)	222.9	214.9	206.6	197.7	188.2	178.9	
I (A)	9.650	7.860	6.290	5.040	4.060	3.390	
Pabs (W)	431.9	307.2	208.8	119.9	83.2	59.3	
F.P. fund	0.240	0.225	0.208	0.164	0.155	0.148	
F.P. total	0.116	0.105	0.093	0.069	0.063	0.056	
F.P. medido	0.068	0.060	0.051	0.037	0.032	0.027	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	303.114	201.093	128.781	82.682	53.654	37.407	
Po-pjo (W)	128.79	106.11	80.02	37.22	29.55	21.89	
Vfund <sup>2</sup> (V)	11556	10040	8501	7006	5791	4679	
Vtotal <sup>2</sup> (V)	49684	46182	42684	39085	35419	32005	

Vnom	76
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb (°C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp= (W)	26.65
pmec imposta= (W)	2.90

**228 V – 36 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	113.29%	104.30%	93.77%	84.87%	74.87%	64.34%	
Vfund (V)	258.3	237.8	213.8	193.5	170.7	146.7	
Vtotal (V)	341.6	326.6	309.2	292.3	273.4	252.2	
I (A)	5.480	4.250	3.430	2.890	2.470	2.080	
Pabs (W)	264.5	189.5	152.9	130.0	111.5	97.0	
F.P. fund	0.108	0.108	0.120	0.134	0.153	0.184	
F.P. total	0.082	0.079	0.083	0.089	0.095	0.107	
F.P. medido	0.068	0.063	0.064	0.065	0.067	0.070	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	97.749	58.793	38.295	27.186	19.858	14.082	
Po-pjo (W)	166.75	130.71	114.61	102.81	91.64	82.92	
Vfund <sup>2</sup> (V)	66719	56549	45710	37442	29138	21521	
Vtotal <sup>2</sup> (V)	116691	106668	95605	85439	74748	63605	

Vnom	228
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb (°C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp= (W)	116.71
pmec imposta=(W)	14.00

**380 V – 60 Hz – PWM**

Ensaio em Vazio							
V/Vn (%)	109.42%	100.16%	91.13%	81.61%	71.32%	61.37%	
Vfund (V)	415.8	380.6	346.3	310.1	271.0	233.2	
Vtotal (V)	464.4	418.1	400.6	378.4	353.7	327.5	
I (A)	5.580	4.170	3.460	2.920	2.490	2.110	
Pabs (W)	347.3	225.8	193.1	170.2	158.4	146.8	
F.P. fund	0.086	0.082	0.093	0.109	0.136	0.172	
F.P. total	0.077	0.075	0.080	0.089	0.104	0.123	
F.P. medido	0.074	0.072	0.074	0.079	0.089	0.099	
R( $\Omega$ )	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17	
pjo (W)	101.349	56.601	38.968	27.753	20.181	14.492	
Po-pjo (W)	245.95	169.20	154.13	142.45	138.22	132.31	
Vfund <sup>2</sup> (V)	172890	144856	119924	96162	73441	54382	
Vtotal <sup>2</sup> (V)	215667	174808	160480	143187	125104	107256	

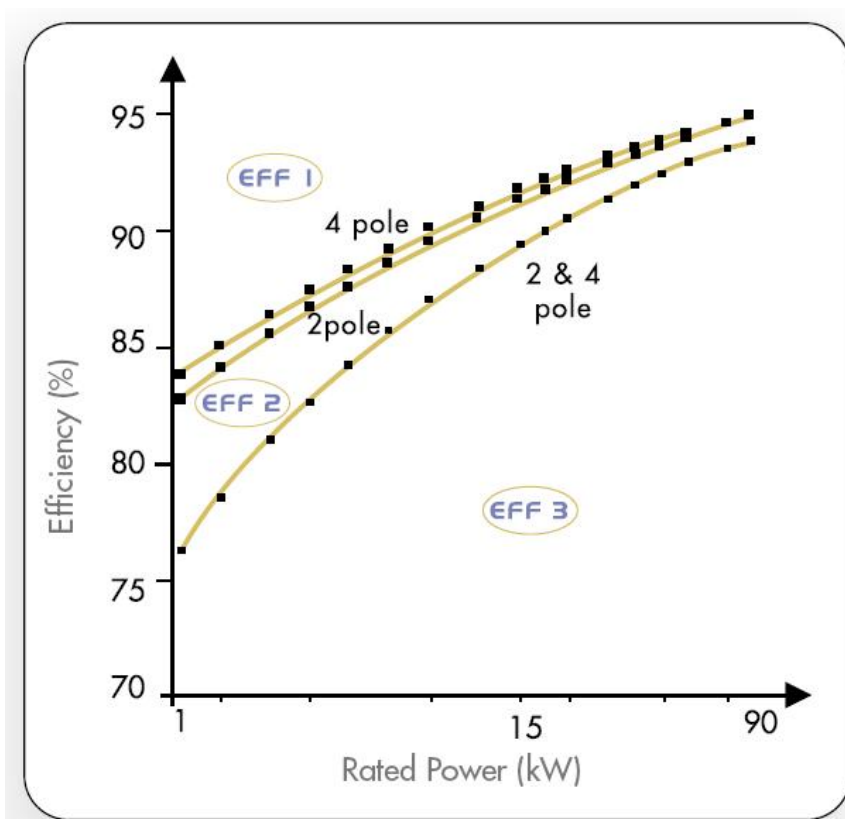
Vnom	380
Ri( $\Omega$ )	2.17
Rf( $\Omega$ )	2.17
Tamb (°C)	23.5
$\alpha_v$	0.0000000
$\beta_v$	2.1700000
pfe com pmec imp= (W)	133.80
pmec imposta=(W)	35.40



### ANEXO 3 - CLASSES DE RENDIMENTO

Em 2003, o CEMEP (European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Electronics), em um trabalho conjunto com o European Commission Joint Research Centre, designou novos valores mínimos de rendimento para motores industriais de corrente alternada de baixa tensão de 2 e 4 pólos, substituindo o esquema que vigorava desde 1999. Essa medida visou primariamente a redução de emissões de CO<sub>2</sub> na atmosfera e o aumento da eficiência energética dos sistemas de acionamento elétrico de uma maneira geral. Como benefício secundário, tal medida acarretou, ainda, pela redução do consumo de energia, conseqüente redução de custo para as empresas.

A seguir são apresentados em forma gráfica e em forma de tabela os valores de rendimento estipulados para os motores. Como se nota, esses valores dependem da polaridade e do tamanho do motor.



Class definition for 4-pole motors				Class definition for 2-pole motors			
Kw	EFF3 motors $\eta_n$	EFF2 motors $\eta_n$	EFF1 motors $\eta_n$	Kw	EFF3 motors $\eta_n$	EFF2 motors $\eta_n$	EFF1 motors $\eta_n$
1.1	< 76.2	$\geq$ 76.2	$\geq$ 83.8	1.1	< 76.2	$\geq$ 76.2	$\geq$ 82.8
1.5	< 78.5	$\geq$ 78.5	$\geq$ 85.0	1.5	< 78.5	$\geq$ 78.5	$\geq$ 84.1
2.2	< 81.0	$\geq$ 81.0	$\geq$ 86.4	2.2	< 81.0	$\geq$ 81.0	$\geq$ 85.6
3	< 82.6	$\geq$ 82.6	$\geq$ 87.4	3	< 82.6	$\geq$ 82.6	$\geq$ 86.7
4	< 84.2	$\geq$ 84.2	$\geq$ 88.3	4	< 84.2	$\geq$ 84.2	$\geq$ 87.6
5.5	< 85.7	$\geq$ 85.7	$\geq$ 89.2	5.5	< 85.7	$\geq$ 85.7	$\geq$ 88.6
7.5	< 87.0	$\geq$ 87.0	$\geq$ 90.1	7.5	< 87.0	$\geq$ 87.0	$\geq$ 89.5
11	< 88.4	$\geq$ 88.4	$\geq$ 91.0	11	< 88.4	$\geq$ 88.4	$\geq$ 90.5
15	< 89.4	$\geq$ 89.4	$\geq$ 91.8	15	< 89.4	$\geq$ 89.4	$\geq$ 91.3
18.5	< 90.0	$\geq$ 90.0	$\geq$ 92.2	18.5	< 90.0	$\geq$ 90.0	$\geq$ 91.8
22	< 90.5	$\geq$ 90.5	$\geq$ 92.6	22	< 90.5	$\geq$ 90.5	$\geq$ 92.2
30	< 91.4	$\geq$ 91.4	$\geq$ 93.2	30	< 91.4	$\geq$ 91.4	$\geq$ 92.9
37	< 92.0	$\geq$ 92.0	$\geq$ 93.6	37	< 92.0	$\geq$ 92.0	$\geq$ 93.3
45	< 92.5	$\geq$ 92.5	$\geq$ 93.9	45	< 92.5	$\geq$ 92.5	$\geq$ 93.7
55	< 93.0	$\geq$ 93.0	$\geq$ 94.2	55	< 93.0	$\geq$ 93.0	$\geq$ 94.0
75	< 93.6	$\geq$ 93.6	$\geq$ 94.7	75	< 93.6	$\geq$ 93.6	$\geq$ 94.6
90	< 93.9	$\geq$ 93.9	$\geq$ 95.0	90	< 93.9	$\geq$ 93.9	$\geq$ 95.0

### Questões técnicas a serem observadas:

- Essas diretrizes abrangem motores assíncronos de indução trifásicos, do tipo TEFC (autoventilados e totalmente fechados) com rotor de gaiola de esquilo e potência nominal entre 1,1 e 90 kW, de 2 ou 4 pólos, projetados para operação em regime S1, com projeto “normal”. É considerado projeto normal aquele cujas características estejam de acordo com o definido por *Design N* nas normas EN 60034-12 e EN 50347.

- São definidas três classes de rendimento, que são EFF1 (categoria de maior rendimento), EFF2 (categoria de rendimento intermediário) e EFF3 (categoria de menor rendimento).

- Motores projetados para uma faixa de tensões devem ter seu nível de rendimento estipulado com base no valor médio de tensão (por exemplo, um motor projetado para trabalhar entre 380 e 420 V deve ter seu rendimento declarado em 400 V).

- Os valores de rendimento devem ser determinados com base na metodologia definida na norma EN 60034-2, respeitando as tolerâncias permitidas pela norma EN 60034-1.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KREUTZFELD, S. *Cálculo dos parâmetros do circuito equivalente da máquina de indução pelo método de elementos finitos*. Dissertação de Mestrado UFSC. Florianópolis, 2001.
- [2] FILHO, G. F. *Motor de Indução*. Editora Érica Ltda. São Paulo, 2000.
- [3] GUEDES, M. V. Resenha histórica - O primeiro transporte trifásico de energia elétrica. *Eletrotecnia 1891*. Universidade do Porto, 2007. Disponível em [<http://paginas.fe.up.pt/histel>].
- [4] GUEDES, M. V. História – Galileo Ferraris. *Revista Eletricidade*, n. 354, Abril 1998. Disponível em [<http://paginas.fe.up.pt/histel>].
- [5] BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A.; MTHOMBENI, T. L.; PILLAY, P. Comparison of lamination iron losses supplied by PWM voltages: US and European experiences. *Anais do 5o IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. San Antonio, Texas, 2005.
- [6] PIRES, W. L.; MELLO, H. G. G.; BORGES, S. S.; VOLTOLINI, M. C.; CRISTOFOLINI, E. E. A study on induction motors' iron losses taking frequency variation into account – sinusoidal versus PWM supply. *Anais do 6o IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. Antalya, Turkey, 2007.
- [7] LISTER, E. C. *Electric circuits and machines – An introduction to practical electricity*. McGraw-Hill Book Company Inc. New York, 1960.
- [8] LEE, J.; KIM, Y.; NAM, H.; HA, K.; HONG, J.; HWAN, D. Loss distribution of three-phase induction motor fed by pulsewidth-modulated inverter. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 40, March 2004.

- [9] YABUMOTO, M.; WAKISAKA, T.; SUZUKI, N.; KAIDO, C.; KUBOTA, T. Electrical steel sheet for traction motors of hybrid/electric vehicles. *Nippon Steel Technical Report no. 87*, July 2003.
- [10] KOSTENKO, K.; PIOTROVSKI, L. *Máquinas Elétricas*. Lopes da Silva Editora. Porto, 1979.
- [11] ISHIDA, M.; SHIGA, N.; SADAHIRO, K. Improvement of motor performance by use of high-efficiency electrical steels. *Kawasaki Steel Technical Report no. 48*, March 2003.
- [12] TAKADA, S.; MOHRI, K.; TAKITO, H.; NOMURA, T.; SASAKI, T. Magnetic losses of electrical iron sheet in squirrel-cage induction motor driven by PWM inverter. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no.5, September 1997.
- [13] CESTER, C. Iron loss under practical working conditions of a PWM powered induction motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 5, September 1997.
- [14] BOLDEA, I.; NASAR, S. *The Induction Machine Handbook*. CRC Press LLC. Boca Raton, Florida, 2002.
- [15] BASTOS, J. P. A. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática*. Editora da UFSC. Florianópolis, 2004.
- [16] FALCONE, A. G. *Eletromecânica - volume 1: Transformadores e transdutores, conversão eletromecânica de energia*. Editora Edgar Blücher Ltda. São Paulo, 1979.
- [17] TERMAN, F. E. *Radio Engineers' Handbook*. McGraw-Hill 1943.
- [18] BERLEZE, S. L. M.; ROBERT, R. Skin and proximity effects in nonmagnetic conductors. *IEEE Transactions on Education*, vol. 46, no. 3, August 2003.

- [19] SHINKAI, T.; SAKAMOTO, M.; SUZUKI, K.; TOYODA, M.. A study on proximity effect of current distribution in conductors and improvement of GIS arrangement. *Abstract Records: International Conference on Electric Power Engineering (PowerTech)*. Budapest, 1999.
- [20] SULLIVAN, C. R. Computationally Efficient Winding Loss Calculation with Multiple Windings, Arbitrary Waveforms, and Two-Dimensional or Three-Dimensional Field Geometry. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, January 2001.
- [21] UDAYAGIRI, M. R.; LIPO, T. A. Simulation of inverter-fed induction motors including core losses. *Anais do 15° IEEE Annual Conference (IECON)*, 1989.
- [22] BOHN, F.; GÜNDEL, A.; SEVERINO, A. M.; LANDGRAF, F. J. G.; SOMMER, R. L. Propriedades magnéticas de aços elétricos de grão não orientado. *Anais do XVI Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciências dos Materiais*. Porto Alegre, 2004.
- [23] BATISTELA, N. J. *Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço ao silício*. Tese de doutorado UFSC. Florianópolis, 2001.
- [24] EDMINISTER, J. A. *Eletromagnetismo*. McGraw Hill do Brasil, 1980.
- [25] RIBEIRO, G. A. P. As propriedades magnéticas da matéria: um primeiro contato. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, vol. 22, no. 3, Setembro 2000.
- [26] STEINMETZ, C. P. On the law of hysteresis. *Proceedings of the IEEE* vol.72 n.2, February 1984.
- [27] ROLIM, J. G. Materiais Elétricos. *Apostila do Grupo de Sistemas de Potência - LABSPOT, UFSC*. Florianópolis, Brasil, 2002.

- [28] PERIN, A. Curso - Modulação PWM. *Apostila do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), UFSC*. Florianópolis, Brasil, 2000.
- [29] SIMÃO, C.; SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J.; BASTOS, J. P. A. Analysis of magnetic hysteresis loops under sinusoidal and PWM voltage waveforms. *Proceedings of the 36<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. Recife 2005.
- [30] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. Influence of modulation techniques on iron losses with singlephase DC/AC converters. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 5, September 1996.
- [31] CONTIN, M. C. *Generalização de caminhos paralelos de corrente para conformação de fmm em máquinas elétricas*. Tese de doutorado UFSC. Florianópolis, 2005.
- [32] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Guidance for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply*. IEC TS 60034-25. Geneva, Switzerland, 2007.
- [33] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Cage induction motors when fed from converters – Application guide*. IEC TS 60034-17. Geneva, Switzerland, 2006.
- [34] NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION. *Application considerations for constant speed motors used on a sinusoidal bus with harmonic content and general purpose motors used with adjustable-frequency controls or both*. NEMA MG1 – Part 30. *Definite-purpose inverter-fed polyphase motors*. NEMA MG1 – Part 31. Rosslyn, Virginia, 2006.
- [35] PIRES, W. L.; MELLO, H. G. G. *Technical Note - Recommendations for the measurement of PWM waveforms at converter-fed low voltage cage induction motors' terminals*. Research and Development of Product Department, WEG Equipamentos Elétricos S.A. – Motores. October 2006.

- [36] KACZMAREK, R.; AMAR, M.; PROTAT, F. Iron loss under PWM voltage supply on Epstein frame and in induction motor core. *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 32, No.1, January 1996.
- [37] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PROFUMO, F. Iron losses in magnetic materials with six-step and PWM inverter supply. *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 27, No. 6, November 1991.
- [38] MOSES, A. J.; TUTKUN, N. Investigation of power loss in wound toroidal cores under PWM excitation. *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 33, No. 5, September 1997.
- [39] MTHOMBENI, L. T.; PILLAY, P. Core losses in motor laminations exposed to high-frequency or nonsinusoidal excitation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 5, September-October 2004.
- [40] NAU, S. L.; SOBRINHO, A. P. Optimal voltage/frequency curve for inverter-fed motor. *Anais do 3o International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS)*. Treviso, Itália, 2002.
- [41] PIRES, W. L.; MELLO, H. G. G. Minimização de perdas em motores de indução alimentados por conversores de frequência – Solução fluxo ótimo. *Anais do 1o Petroleum and Chemical Industry Committee - Brazil (PCIC BR)*. Rio de Janeiro, Brasil, 2006.
- [42] BOGLIETTI, A.; CHIAMPI, M.; REPETTO, M.; BOTTAUSCIO, O.; CHIARABAGLIO, D. Loss separation analysis in ferromagnetic sheets under PWM inverter supply. *IEEE Transaction on Magnetism*, vol. 34, no. 4, July 1998.
- [43] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. Iron loss measurements with inverter supply: a first discussion to define a standard methodology. *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 31, no. 6, November 1995.



- [44] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PROFUMO, F. Loss items evaluation in induction motors fed by six-step VSI. *Electric Machines and Power Systems*, Vol.19, no.4, July/Aug.1991.
- [45] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. About the possibility of defining a standard method for iron loss measurement in soft magnetic materials with inverter supply. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, September/October 1997.
- [46] BOGLIETTI, A.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. Iron loss prediction with PWM inverter supply using steel producer data sheets. *Proceedings of the 1997 Annual Meeting of the IEEE Industry Application Society*, New Orleans, October 1997.
- [47] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. Influence of the inverter characteristics on the iron losses in PWM inverter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, September/October 1996.
- [48] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. Change of the iron losses with the switching supply frequency in soft magnetic materials supplied by PWM inverter. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 6, November 1995.
- [49] BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PROFUMO, F. Effects of different modulation index on the iron losses in soft magnetic materials supplied by PWM inverter. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 6, November 1993.
- [50] BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A.; LAZZARI, M.; PASTORELLI, M. Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: An engineering approach. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 2, March 2003.

- [51] MEURER, E. J.; GARCIA, J. S. D.; BATISTELA, N. J.; CARLSON, R.; SADOWSKI, N.; KUO-PENG, P.; BASTOS, J. P. A. Análise e Comparação de Aparelhos para Medidas de Perdas Magnéticas em Lâminas de Aço ao Silício. *Anais do 11º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 6º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, São Paulo, 2004.
- [52] BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; CARLSON, R.; LEITE, J. V. Caracterização magnética de lâminas de aço silício e avaliação das perdas no ferro sob vários regimes de indução. *Revista Controle e Automação*, vol. 13, no. 2, Maio/Junho/Julho/Agosto 2002.
- [53] BERTOTTI, G. Physical Interpretation of Eddy Current Losses in Ferromagnetic Materials. I. Theoretical considerations. *Journal of Applied Physics*, v. 57, n. 6, p. 2110 – 2126, 1985.
- [54] BERTOTTI, G. General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 24, n. 1, p. 621 – 630, 1988.
- [55] BERTOTTI, G. Space-Time Correlation Properties of the Magnetization Process and Eddy Current Losses: Theory. *Journal of Applied Physics*, v. 54, n. 9, p. 5293 – 5305, 1983.
- [56] BERTOTTI, G. Space-Time Correlation Properties of the Magnetization Process and Eddy Current Losses: Applications. I. Fine wall spacing. *Journal of Applied Physics*, v. 55, n. 12, pp. 4339 – 4355, 1984.
- [57] FIORILLO, F.; NOVIKOV, A. Power Losses under Sinusoidal, Trapezoidal and Distorted Induction Waveform. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 26, n. 5, p. 2559 – 2561, 1990.
- [58] FIORILLO, F.; NOVIKOV, A. An Improved Approach to Power Losses in Magnetic Laminations under Nonsinusoidal Induction Waveform. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 26, n. 5, p. 2904 – 2910, 1990.

- [59] FIORILLO, F.; APPINO, C.; BARISONI, M. Power Losses in magnetic Lamination with Trapezoidal Induction Waveform. *Anales de Fisica, Serie B*, v. 86, p 238 – 240, 1990.
- [60] BRISSONNEAU, P; LÉBOUC, D. Core Losses with Trapezoidal Wave Form of Induction. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 20, n. 5, p. 1484 – 1486, 1984.
- [61] NAKATA, T.; TAKAHASHI, N.; FUJIWARA, K.; NAKANO, M.; MATSUBARA, K. Iron Losses of Silicon Steel under Square Wave Voltage Excitation. *Physica Scripta*, v. 39, p. 645 – 647, 1989.
- [62] NAKATA, T.; ISHIHARA, Y.; NAKANO, M. Iron Losses of Silicon Steel Core Produced by Distorted Flux. *Electrical Engineering in Japan*, v. 90, n. 1, p. 10 – 20, 1970.
- [63] AMAR, M.; PROTAT, F. A general formula for prediction of iron losses under nonsinusoidal voltage waveform. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol 31, no. 5, September 1995.
- [64] AMAR, M.; KACZMAREK, R. A simple method for the estimation of power losses in silicon iron sheets under alternating pulse voltage excitation. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol 30, no. 2, March 1994.
- [65] CHRISTIE, C. V. *Electrical Engineering*. McGraw-Hill Book Company, Toronto, Canada, 1952.
- [66] *Manual AEG1 – Fundamentos de Electrotecnia*. Recopilado por K. Johannsen. Paraninfo S.A., Madrid, España, 1978.
- [67] KHOMFOI, S.; KINNARES, V.; VIRIYA, P. Influence of PWM characteristics on the core losses due to harmonic voltages in PWM fed induction motors. *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*. Singapore, 2000.

- [68] KHOMFOI, S.; KINNARES, V.; VIRIYA, P. Investigation into core losses due to harmonic voltages in PWM fed induction motors. *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. Hong Kong, 1999.
- [69] INDARACK, P.; DOUANGSYLA, S.; JOOCHIM, C.; KUNAKORN, A.; KANDO, M.; KINNARES, V. A harmonic loss calculation of PWM-fed induction motors using loss factor characteristics. *Proceedings of the IEEE 2004 Region 10 Conference (TENCON)*, 2004.
- [70] MOSES, A. J.; ANAYI, F.; LEICHT, J. Analysis of magnetic properties of electrical steels in stator cores on inverter fed motors. *Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Workshop on 1 and 2 Dimensional Magnetic Measurement and Testing*. Lüdenscheid, Germany, 2002.
- [71] MOSES, A. J.; LEICHT, J.; ANDERSON, P. Apparent permeability of electrical steel under PWM magnetisation. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 304, issue 2, Elsevier Physics, September 2006.
- [72] MOSES, A. J.; LEICHT, J. Iron loss prediction under pulse width modulated condition. *Journal of Applied Physics*, vol. 97, no. 10, American Institute of Physics, May 2005.
- [73] RUDERMAN, A.; WELCH, R. Electrical machine PWM loss evaluation basics. *Proceedings of the 4th International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS)*, Heidelberg, Germany, 2005.
- [74] SOKOLA, M.; VUCKOVIC, V.; LEVI, E. Measurement of iron losses in PWM inverter fed induction machines. *Proceedings of the 30th Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. London, United Kingdom, 1995.
- [75] SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J.; BASTOS, J. P. A.; LAJOIE-MAZENC, M. An inverse Jiles-Atherton model to take into account hysteresis in time

- stepping finite element calculations. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, March 2002.
- [76] WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. – AUTOMAÇÃO. *Manual do inversor de frequência série CFW-09. Software versão 3.7X*. Jaraguá do Sul, Julho 2006.
- [77] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *Standard test procedure for polyphase induction motors and generators*. IEEE Std 112. New York, 2004.
- [78] LANCAROTTE. M. S.; GOLDEMBERG C.; PENTEADO JR., A. A. Estimation of FeSi core losses under PWM or DC bias ripple voltage excitations. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, June 2005.
- [79] SMITH, A. C.; EDEY, K. Influence of manufacturing processes on iron losses. *Proceedings of the 7th International Conference on Electrical Machines and Drives - Conference Publication No. 412*. September 1995.
- [80] KOSTENKO, K.; PIOTROVSKI, L. *Máquinas Eléctricas – Volume II – Máquinas de Corrente Alternada* (tradução de original russo). Editora Lopes da Silva, Porto, Portugal, 1979.
- [81] KRAUSE, P. C. *Analysis of Electric Machinery*. McGraw Hill, New York, USA, 1996.
- [82] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse width modulation for power converters*. IEEE Press, New Jersey, 2003.
- [83] PALMA, J. *Accionamentos electromecânicos de velocidade variável*. Fundação Calouste Gulbekian, Lisboa, 1999.
- [84] VALENTINE, R. *Motor control electronics handbook*. McGraw-Hill Handbooks, New York, 1998.

- [85] BOSE, B. K. *Power electronics and variable frequency drives. Technology and application*. IEEE Press, New Jersey, 1997.
- [86] “Guia técnico – Motores de indução alimentados por conversores de frequência pwm”, Dep. P&D do Produto, WEG Motores, disponível para download (pdf) em [[www.weg.net](http://www.weg.net)].
- [87] JACOBINA, C. B.; RIBEIRO, L. A. S.; FILHO, J. B. M.; SALVADORI, F.; LIMA, A. M. N. Sistema de acionamento com motor de indução orientado indiretamente pelo campo com adaptação MRAC da velocidade. *Sba Controle & Automação*, vol.14, no.1, Campinas, 2003.
- [88] LEONHARD, W. *Control of electrical drives*. Springer-Verlag, Berlin, 1996.