

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Ricardo Camargo**

**DESEMPENHO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**  
**ALIMENTADOS POR INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

**Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.**

**Área de Concentração: Automação e Sistemas elétricos industriais**

**Orientador: Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek**

**Outubro de 2010**

**Itajubá - MG**



A Minha esposa Evanilda e minha filha  
Beatriz, pelo amor, carinho e dedicação

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus por esta oportunidade;

A meus pais, por anos e anos de dedicação e carinho;

A minha irmã, por estar do meu lado nas horas fáceis e difíceis da minha vida;

A minha esposa, pela paciência, insistência e perseverança (sem você esta dissertação não teria chagado ao fim);

A minha filha Beatriz, por ter me escolhido para ser seu pai;

Agradeço ao grande amigo, incentivador e orientador Professor Rezek, pela tua paciência, ensinamentos e pelos exemplos de humildade;

Ao Prof. Jose Carlos Grilo e o técnico de laboratório Luiz Otavio Medeiros pela valorosa colaboração na realização dos ensaios nos laboratórios do LEPCH

A Petróleo Brasileiro S/A, na pessoa do Eng. José Antonio Duarte, meu ex-gerente, por ter me indicado para participar do programa de pós graduação da Companhia;

E por fim, a todos que diretamente e indiretamente contribuíram para a finalização deste trabalho.

## SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS .....	i
SUMÁRIO.....	ii
LISTA DE FIGURAS .....	v
LISTA DE TABELAS .....	viii
LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS.....	ix
ABSTRACT .....	xiii
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO .....	1
1.1    Motivação .....	1
1.2    Objetivo .....	1
1.3    Organização do Trabalho.....	2
CAPÍTULO 2 – PERDAS EM MOTORES ELÉTRICOS .....	3
2.1    Circuito elétrico equivalente.....	3
2.2    Perdas nos enrolamentos (Perdas Joule).....	6
2.2.1    Ensaio normalizado para obtenção das perdas Joule.....	7
2.3    Perdas no ferro (Perdas Magnéticas).....	8
2.3.1    Materiais Magnéticos .....	8
2.3.2    Ciclo de Histerese .....	9
2.3.3    Perdas por Histerese .....	11
2.3.4    Perdas por correntes parasitas .....	12
2.3.5    Ensaio normalizado para obtenção das perdas magnéticas .....	12

2.4	Perdas Mecânicas .....	14
2.5	Perdas Suplementares .....	14
CAPITULO 3 - INVERSORES DE FREQUENCIA PWM .....		16
3.1	Introdução .....	16
3.2	Modulação por largura de pulso .....	18
3.3	Modos de Controle .....	25
3.3.1	Controle Escalar .....	25
3.3.2	Controle Vetorial .....	27
CAPITULO 4 - PERDAS IMPOSTAS PELO INVERSOR .....		29
4.1	Perdas nos enrolamentos (Perdas Joule).....	29
4.2	Perdas no ferro (Perdas Magnéticas).....	31
4.2.1	Perdas por Correntes Parasitas .....	32
4.2.2	Perdas por Histerese .....	33
4.3	Perdas Mecânicas .....	34
4.3.1	Métodos para prevenir as correntes de alta frequência .....	36
4.4	Aspectos Normativos.....	37
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS PRÁTICOS.....		40
5.1	Descrição da Bancada.....	40
5.2	Dados do Motor .....	43
5.3	Dados do Inversor.....	44
5.4	Descrição dos ensaios .....	48
5.5	Resultados.....	49
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....		62

6.1	Conclusões.....	62
6.2	Trabalhos futuros.....	63
6.3	Publicações associadas da dissertação de mestrado.....	63
	BIBLIOGRAFIA.....	64
	APENDICE.....	66

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Circuito Equivalente do Estator para o Motor de Indução Trifásico.....	4
Figura 2.2 - Circuito Equivalente do rotor para o Motor de Indução Trifásico .....	5
Figura 2.3 - Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico .....	6
Figura 2.4 - Circuito Equivalente referido ao estator .....	6
Figura 2.5 - Curva de magnetização típica .....	9
Figura 2.6 – Ciclo de Histerese para materiais magnéticos.....	10
Figura 2.7 – Composição do ciclo de Histerese .....	11
Figura 2.8 – Determinação das perdas à vazio .....	14
Figura 3.1 – Conversor CC – CA para acionamentos CA.....	17
Figura 3.2 – Inversor chaveado – Uma perna.....	18
Figura 3.3 – Modulação por largura de Pulso .....	19
Figura 3.4 – Espectro harmônico da frequência fundamental $f_1$ .....	20
Figura 3.5 – Espectro harmônico devido sobremodulação .....	21
Figura 3.6 – Inversor trifásico .....	22
Figura 3.7 – Formas de onda do inversor trifásico .....	23
Figura 3.8 – Espectro harmônico para o inversor trifásico .....	24
Figura 3.9 – Relação V/f constante .....	26
Figura 3.10 – Região de torque constante .....	26
Figura 3.10 – Boost de tensão necessário a manter o torque constante.....	27
Figura 3.11 – Controle vetorial.....	28



Figura 4.1 – Perdas no ferro para a alimentação senoidal .....	30
Figura 4.2 – Perdas no ferro para a alimentação com inversor .....	31
Figura 4.3 – Comportamento das perdas por corrente parasitas.....	33
Figura 4.4– Comportamento das perdas por Histerese.....	34
Figura 4.5 - Mecanismo de circulação de corrente pelo mancal .....	35
Figura 4.6– Tensão de modo comum .....	35
Figura 4.7– Danos causados em mancais .....	36
Figura 4.8 – Incremento das perdas devido a inversores.....	38
Figura 4.9– Exemplo de medida de perdas em função da frequência .....	39
Figura 4.10 – Fator de redução de torque.....	39
Figura 5.1 – Resistência líquida .....	40
Figura 5.2 – Visão geral do Analisador trifásico MONITEK .....	42
Figura 5.3 – Visão geral da bancada de teste .....	43
Figura 5.4 – Motor ensaiado.....	44
Figura 5.5 – Inversor Siemens utilizado nos ensaios.....	45
Figura 5.6 – Faixa de potência de saída dos inversores Siemens .....	46
Figura 5.7 – Configuração para o inversor Siemens .....	46
Figura 5.8– Interface homem máquina da inversor Siemens (PMU).....	47
Figura 5.9– Configuração dos testes.....	48
Figura 5.10- Rendimento obtido para 60Hz senoidal.....	50
Figura 5.11 - Rendimento obtido para 60Hz com inversor .....	51
Figura 5.12 - Rendimento obtido para 55Hz com inversor .....	52

Figura 5.13 - Rendimento obtido para 50Hz com inversor .....	53
Figura 5.14 - Rendimento obtido para 45Hz com inversor .....	54
Figura 5.15 – Perdas elétricas para 60Hz senoidal.....	55
Figura 5.16 – Perdas elétricas para 60Hz com inversor .....	56
Figura 5.17 – Perdas elétricas para 55Hz com inversor .....	57
Figura 5.18 – Perdas elétricas para 50Hz com inversor .....	58
Figura 5.19 – Perdas elétricas para 45Hz com inversor .....	59
Figura 5.20– Perdas elétricas para todas as situações .....	60

**LISTA DE TABELAS**

Tabela 2.1 - Coeficiente de Steinmetz	12
Tabela 2.2 – Valores assumidos para a perda suplementar	15
Tabela 5.1 - Rendimento em diversas condições de carga	51

## LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

$P_T$	Perdas totais (W)
$P_{fe}$	Perdas magnéticas ou Perdas no ferro (W)
$P_j$	Perdas joule ou Perdas no cobre (W)
$P_{j1}$	Perdas joule no estator (W)
$P_{j2}$	Perdas joule no rotor (W)
$P_m$	Perdas mecânicas (W)
$k_c$	Constante que depende do material
$P_h$	Perdas magnéticas por histerese (W)
$P_c$	Perdas magnéticas por correntes parasitas (W)
$kh$	Coefficiente de Steinmetz
$B$	Amplitude da densidade de fluxo (T)
$H$	Intensidade de campo magnético (A/m)
FCEM	Força contra eletromotriz (V)
$V_1$	Tensão terminal do estator (V)
$E_1$	FCEM induzida (V)
$I_1$	Corrente do estator (A)
$I_0$	Corrente de excitação (A)
$I_p$	Corrente de perdas no núcleo (A)
$I_m$	Corrente de magnetização (A)
$r_1$	Resistência efetiva do estator ( $\Omega$ )
$X_1$	Reatância de dispersão do estator ( $\Omega$ )
$I_2$	Corrente do rotor (A)
$r_2$	Resistência efetiva do rotor ( $\Omega$ )

$r_c$	Resistência de carga ( $\Omega$ )
$X_2$	Reatância de dispersão do rotor ( $\Omega$ )
$E_{2e}$	Tensão induzida no rotor
$r_p$	Resistência do ramo magnetizante ( $\Omega$ )
$X_m$	Reatância de dispersão do ramo magnetizante ( $\Omega$ )
$f$	Frequência (Hz)
$P_c$	Perdas magnéticas por correntes parasitas (W)
$d$	espessura da chapa (m)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente continua
V	Tensão elétrica (V)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por largura de pulso
$n$	Rotação (RPM)
$n_s$	Rotação síncrona (RPM)
$\mu$	Permeabilidade magnética
T	Torque (N.m)
$\omega$	Velocidade angular (rad/s)
$P_{mec}$	Potência mecânica (W)
I	Corrente de linha (A)
$I_a$	Corrente da fase A (A)
$I_b$	Corrente da fase B (A)
$I_c$	Corrente da fase C (A)
$U_{an}$	Tensão fase A – Neutro (V)
$U_{bn}$	Tensão fase B – Neutro (V)
$U_{cn}$	Tensão fase C – Neutro (V)

$U_{ab}$	Tensão Fase A – Fase B (V)
$P_{elet}$	Potência elétrica (W)
$\eta$	Rendimento
$s$	Escorregamento
$f_s$	Frequência de chaveamento (Hz)
$m_a$	Taxa de modulação da amplitude
$m_f$	Taxa de frequência de modulação
$V_{tri}$	Amplitude da onda triangular (V)
$V_{control}$	Amplitude da onda de referencia (V)
$U_{ef}$	Tensão eficaz (V)
$I_{ef}$	Corrente eficaz (A)
MCC	Máquina de corrente continua
VSI	<i>Voltage source inverter</i>

## RESUMO

A utilização de modernos sistemas de acionamentos de velocidade variável, mais precisamente os equipamentos conhecidos como inversores de frequência, tem se tornando uma prática comum nos processos industriais, pois estes equipamentos proporcionam flexibilidade e maior capacidade de controle destes processos. A popularização da utilização deste equipamento não vem acompanhada de uma correta análise dos efeitos indesejáveis causados nos motores elétricos de indução trifásicos: o aumento das perdas e por consequência, uma diminuição de seu rendimento. O presente trabalho tem por objetivo comparar o desempenho de motores de indução trifásicos quando alimentados por inversores de frequência e quando alimentados pela rede trifásica senoidal. Esta comparação terá como base os experimentos práticos realizados nos laboratórios da UNIFEI e na bibliografia disponível sobre o assunto.

## **ABSTRACT**

Nowadays, frequency converters are quite used in several industrial applications but sometimes these applications are not preceded of appropriate evaluations of damage effects of PWM converter in the motor: the losses and performance. This paper has the objective to compare the performance of induction motor when it fed by frequency converter and the sinusoidal voltage. This comparison will be based on practical tests performed at UNIFEI laboratories and the bibliography available about the subject



# **CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO**

## **1.1 Motivação**

Com o aumento da complexidade dos métodos produtivos, aliado a incessante busca por redução de custos, os modernos sistemas eletrônicos de acionamentos de velocidade variável, mais precisamente os equipamentos conhecidos como inversores de frequência, vem se tornando um equipamento comum nos processos industriais, pois estes proporcionam flexibilidade e maior controle destes processos.

A massificação do uso destes equipamentos nas indústrias não vem acompanhada de uma correta análise dos efeitos indesejáveis causados nos motores elétricos de indução trifásicos, tais como o aumento das perdas, diminuição do rendimento, aumento da temperatura, a perda de vida útil, aumento de ruído, etc.

Considerando que aproximadamente 20% da energia produzida no Brasil são desperdiçadas em forma de calor nos equipamentos elétricos como transformadores, condutores e motores elétricos [1], ou seja, um ligeiro decréscimo no rendimento dos motores elétricos pode significar perdas energéticas significantes, portanto, conhecer a natureza e a magnitude das perdas das perdas elétricas em motores elétricos de indução quando estes alimentados por inversores de frequência tornam-se relevante do ponto de vista técnico e econômico.

## **1.2 Objetivo**

O presente trabalho tem por objetivo abordar os itens relacionados à natureza e a magnitude do aumento das perdas elétricas quando o motor de indução trifásico é alimentado por inversor de frequência, sem se ater aos aspectos econômicos.

A metodologia a ser utilizada é comparar o desempenho de motores de indução trifásicos quando alimentados por inversores de frequência e quando alimentados pela rede trifásica senoidal. Esta comparação terá como base os experimentos práticos realizados nos

laboratórios da UNIFEI e os resultados apresentados no capítulo cinco e na bibliografia disponível sobre o assunto, abordados no capítulo quatro.

### **1.3 Organização do Trabalho**

O Capítulo 2 apresenta de forma clara e objetiva uma revisão dos conceitos relacionados às perdas nos motores elétricos de indução quando estes alimentados por uma tensão trifásica senoidal, bem como aspectos teóricos (como por exemplo, o conceito do Circuito elétrico equivalente) e práticos (característica dos materiais magnéticos) necessários ao perfeito entendimento da natureza destas perdas.

No Capítulo 3 são abordados os princípios de funcionamento dos inversores de frequência, que, intrinsecamente produzem tensões trifásicas com um elevado conteúdo harmônico, sendo estes, responsáveis pelo aumento das perdas nos motores elétricos.

Já no Capítulo 4 há descrição da natureza do incremento das perdas nos motores elétricos, baseada na bibliografia disponível. Pode-se verificar que as perdas magnéticas apresentam maior incremento em detrimento às demais parcelas.

O Capítulo 5 é mostrado como foram realizados os ensaios nos laboratórios da UNIFEI, e os resultados obtidos são apresentados através de gráficos e tabelas,

Finalmente no Capítulo 6 é apresentada a conclusão deste trabalho e também a indicação de propostas de trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 2 – PERDAS EM MOTORES ELÉTRICOS

Para a análise do desempenho dos motores trifásicos de indução proposta neste trabalho, será apresentada uma revisão dos conceitos relacionados às perdas elétricas e mecânicas nos motores de indução trifásicos.

Numa abordagem simplificada, as perdas totais podem ser separadas em três parcelas, conforme a expressão (2.1)

$$P_T = P_{fe} + P_j + P_m \quad (2.1)$$

### 2.1 Circuito elétrico equivalente

Analisando do ponto de vista do estator, o campo magnético girante no entreferro induzirá FCEM trifásicas simétricas nas bobinas do estator. A tensão terminal do estator difere da FCEM pela queda de tensão na impedância de dispersão do estator, conforme relação (2.1)

$$V_1 = E_1 + I_1(r_1 + jX_1) \quad (2.2)$$

Onde,  $V_1$ , é a tensão terminal do estator,  $E_1$  é a FCEM gerada pelo fluxo resultante no entreferro,  $I_1$  é a corrente do estator,  $r_1$  é a resistência efetiva do estator e  $x_1$  é a reatância de dispersão do estator.

Analogamente aos transformadores, a corrente do estator pode ser decomposta em duas componentes, uma componente de carga ( $I_2$ ) e outra componente de excitação ( $I_0$ ), necessária para criar o fluxo de entreferro. A corrente de excitação pode ser decomposta em duas componentes, onde uma componente é responsável pelas perdas no ferro,  $I_p$  (que será mais bem explorada no item 2.4 deste trabalho) e esta em fase com a tensão  $E_1$  e uma componente de magnetização,  $I_m$ , atrasada de  $90^\circ$  em relação a  $E_1$ . [2].

Na figura 1, está representado o circuito equivalente do estator acrescido do ramo magnetizante.

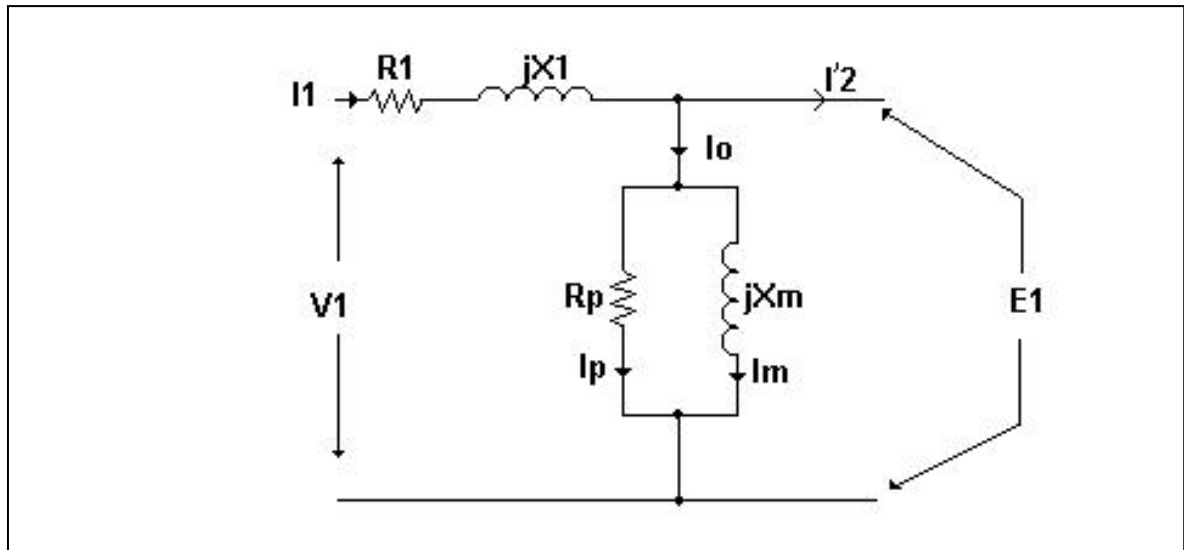


Figura 2.1 - Circuito Equivalente do Estator para o Motor de Indução Trifásico

Do ponto de vista do rotor, o fluxo produzido induz uma tensão no rotor na frequência de escorregamento do motor  $E_{2e}$  e a FCEM do estator  $E_1$ . Se não fosse o efeito do escorregamento, a tensão do rotor referida ao estator seriam numericamente iguais [2]. Partindo dessa constatação, podem-se obter as seguintes relações para as grandezas elétricas no rotor

$$E_{2e} = sE_1 \quad (2.3)$$

$$I_{2e} = I_2 \quad (2.4)$$

Dividindo (2.2) por (2.3), obtém:

$$\frac{E_{2e}}{I_{2e}} = s \frac{E_1}{I_2} \quad (2.5)$$

Considerando que o rotor está curto circuitado, tem-se:

$$\frac{E_{2e}}{I_{2e}} = Z_{e2} = r_2 + sjX_2 \quad (2.6)$$

Substituindo (2.4) em (2.5), obtém-se

$$s \frac{E_1}{I_2} = r_2 + sjX_2 \quad (2.7)$$

Dividindo (2.6) por s, tem-se:

$$\frac{E_1}{I_2} = \frac{r_2}{s} + jX_2 \quad (2.8)$$

Na figura 2 abaixo, está representado o circuito equivalente do rotor

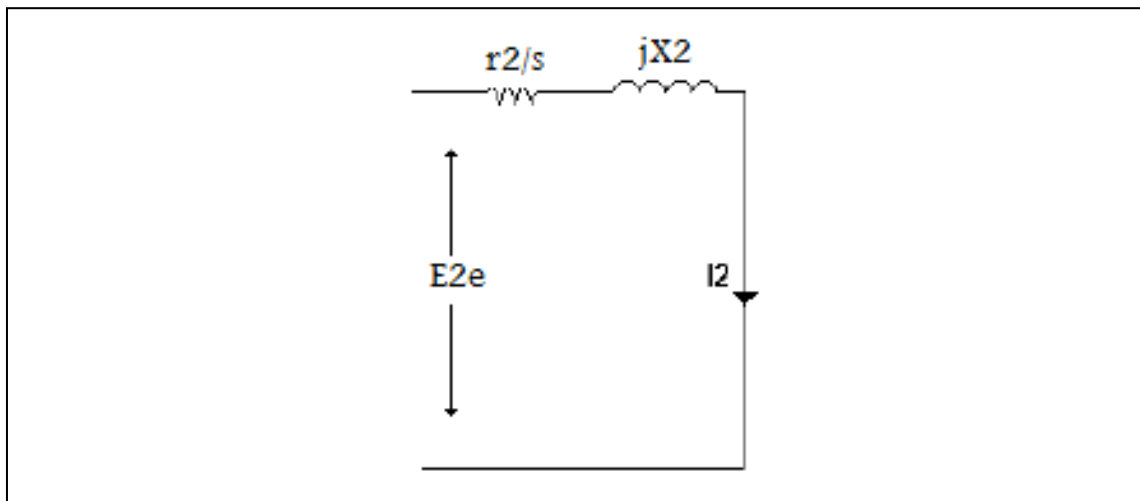


Figura 2.2 - Circuito Equivalente do rotor para o Motor de Indução Trifásico

Como o rotor tem resistência real  $r_2$ , para se obter o efeito descrito na expressão (2.8), deve-se ligar em série com a mesma, uma resistência fictícia que traduz o comportamento da carga mecânica acoplada ao eixo do motor, sendo por esta razão, denominada resistência de carga e seu valor seria [3]:

$$r_c = \frac{r_2}{s} - r_2 = r_2 \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.9)$$

Agrupando os circuitos representados nas figuras 2.1 e 2.2, tem-se o circuito equivalente total de uma fase de um motor de indução trifásico, conforme representado na figura 2.3

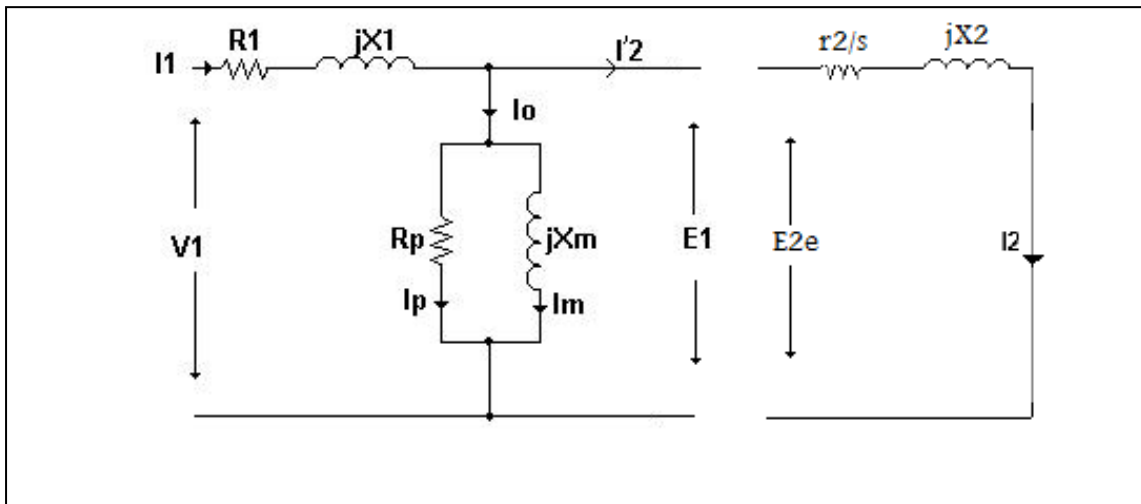


Figura 2.3 - Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico

Por fim, o circuito equivalente por fase de um motor de indução trifásico, referido ao estator, está representado pelo circuito da figura 2.4

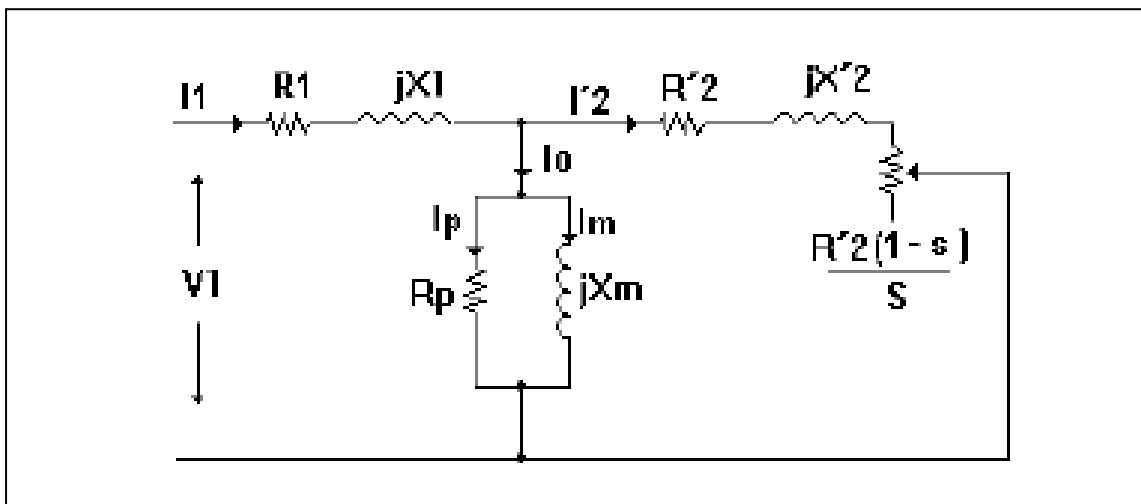


Figura 2.4 - Circuito Equivalente referido ao estator

## 2.2 Perdas nos enrolamentos (Perdas Joule)

As perdas por efeito Joule ocorrem, basicamente, devido à circulação de corrente pelos enrolamentos do estator, bem como, pelas barras do rotor, no caso para motores trifásicos com rotor com gaiola de esquilo, sendo assim, tem-se

$$P_j = P_{j1} + P_{j2} \quad (2.10)$$

Observando o circuito equivalente apresentado na figura 4 em conjunto com a expressão (2.10), e desprezando-se o ramo magnetizante tem-se:

$$P_j = 3r_1 I_1^2 + 3r'_2 I_1^2 \quad (2.11)$$

Para simplificar a equação (2.11), calcula-se  $R_1$ , valor da resistência que engloba o efeito de  $r_1$  e  $r'_2$ , de modo que:

$$P_j = 3R_1 I_1^2 \quad (2.12)$$

Observando a expressão anterior, conclui-se que as perdas ôhmicas têm uma relação direta com a variação da carga no eixo, pois, variam com o quadrado da corrente circulante no motor de indução trifásico [2].

### 2.2.1 Ensaio normalizado para obtenção das perdas Joule

Para a determinação das perdas Joule em motores elétricos de indução, a norma NBR-5383 [4], preconiza as seguintes medições:

a) **Perda no estator:**

Esta perda (em watts), para motores trifásicos é igual a

$$P_{j1} = 1,5RI^2 \quad (2.13)$$

onde:

$I$  é a corrente eficaz medida ou calculada por terminal de linha a uma carga especificada;

$R$  é a resistência c.c. entre quaisquer dois terminais de linha, corrigida para a temperatura especificada.

**b) Perda no rotor:**

Esta perda, incluindo as perdas por contato da escova para motores com rotor bobinado, deve ser determinada pelo escorregamento em fração decimal utilizando a equação a seguir:

$$P_{j2} = (\text{potência de entrada} - P_{j1} - P_{fe}) s \quad (2.14)$$

A perda Joule nos enrolamentos pode representar, em torno de 60% das perdas totais de um motor elétrico, quando alimentado por tensão senoidal e sob condição nominal de operação. [5].

### **2.3 Perdas no ferro (Perdas Magnéticas)**

As perdas magnéticas, também conhecidas como perdas em vazio, são constituídas por duas parcelas: perdas por histerese e correntes parasitas Foucault. Em motores de indução, estas perdas estão concentradas no núcleo do estator.

#### **2.3.1 Materiais Magnéticos**

O termo genérico aço refere-se às ligas de Fe-C, com teor de carbono até 1,2%. De Carbono. Nos aços elétricos, o teor de carbono é reduzido a um nível mínimo, com a finalidade de aumentar a permeabilidade e reduzir as perdas magnéticas e prevenir o envelhecimento do material [1]. Já adição de silício (normalmente 3,5%) ao ferro permite além de aumentar a resistividade, reduzindo assim, as perdas por correntes de Foucault, redução das perdas por histerese e do envelhecimento (aumento das perdas com o tempo) [6].

A informação básica das propriedades magnéticas é dada pelo ciclo B – H, ou histerese. Esta curva mostra a relação instantânea entre a indução magnética B e a intensidade de campo magnético H, num ciclo completo de funcionamento. [2]



A informação útil dada pelo ciclo é a relação entre os valores máximos  $B$  e  $H$  na extremidade do ciclo. Esta informação é apresentada numa curva denominada curva de magnetização. [2] Na figura 2.5, é apresentada uma curva de magnetização típica.

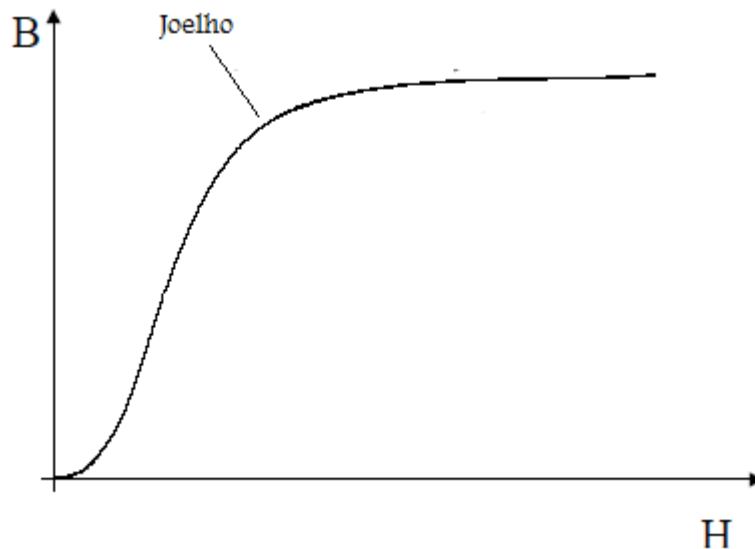


Figura 2.5 - Curva de magnetização típica

No joelho da curva de magnetização, é obtido o valor da permeabilidade  $\mu$  de um material magnético [7].

### 2.3.2 Ciclo de Histerese

Quando numa bobina a corrente for invertida algumas milhares de vezes por segundo, a Histerese pode ser responsável por uma perda considerável de energia. A palavra histerese significa “seguir atrás”, ou seja, o fluxo magnético num material segue atrás das variações da força magnetizadora [7].

A curva de histerese é formada por uma série de curvas que mostram as características de um material magnético. Correntes em sentidos opostos produzirão intensidades de campo  $+H$  e  $-H$  em sentidos opostos. Analogamente se encontram polaridades opostas para a densidade de fluxo  $+B$  e  $-B$ .

A corrente começa no centro 0 (zero) quando o material não está magnetizado. A linha pontilhada é identificada como a curva de magnetização, como ilustra a figura 2.6. Os valores positivos de  $H$  aumentam o valor de  $B$  até a saturação em  $B_{\max}$ , em seguir,  $H$  diminuindo até a

zero, mas, observa-se que  $B$  cai para um valor  $B_r$  em virtude da Histerese. A corrente que produziu a magnetização original é invertida de modo que  $H$  se torne negativo, sendo que,  $B$  passa pelo valor zero até atingir  $-B_{max}$ . A seguir, à medida que os valores de  $-H$  diminuem,  $B$  é reduzido até atingir o valor de  $-B_r$ , quando  $H$  atinge o valor zero. Quando a corrente se trona novamente positiva,  $H$  torna-se positivo, produzindo novamente uma saturação em  $B_{max}$ . Neste caso, o laço de histerese está completo e o mesmo não retoma ao centro em virtude da Histerese [7].

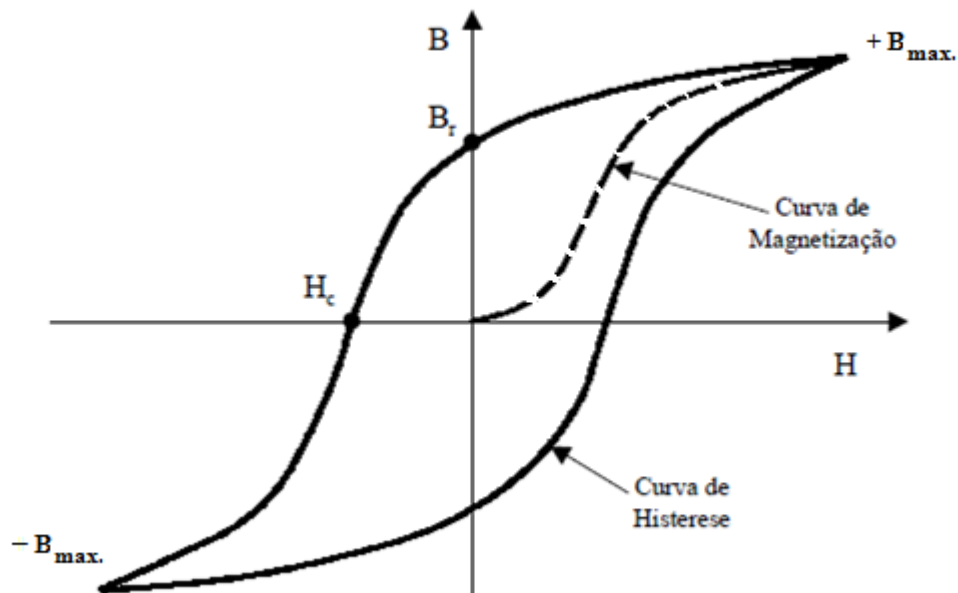


Figura 2.6 – Ciclo de Histerese para materiais magnéticos

O valor de  $+B_r$  ou  $-B_r$ , que é a densidade de fluxo residual depois de a força magnetizadora chegar à zero ( $H = 0$ ), é chamado de retentividade ou remanência do material magnético. Já o valor de  $-H_c$ , que é a força magnetizadora que deve ser aplicada no sentido inverso para reduzir o fluxo à zero ( $B = 0$ ), é chamada de força coercitiva [7].

O laço de histerese, ilustrado na figura 6, pode ser representado através da seguinte expressão [6]:

$$B = \beta + \mu_0 H \quad (2.15)$$

Para valores relativamente fracos de  $H$ , a densidade intrínseca de fluxo  $b$  aumenta muito mais que o termo  $\mu_0.H$ ; a indução  $B$  é então praticamente igual a  $b$ . Ao se elevar a intensidade da força magnetizante  $\beta$  tende para um limite, que define a saturação magnética; atingida esta, ao aumentar  $H$ ,  $b$  permanece constante, enquanto que  $\mu_0.H$  continua a aumentar segundo uma lei linear [6]. Este comportamento pode ser observado nas curvas da figura 7

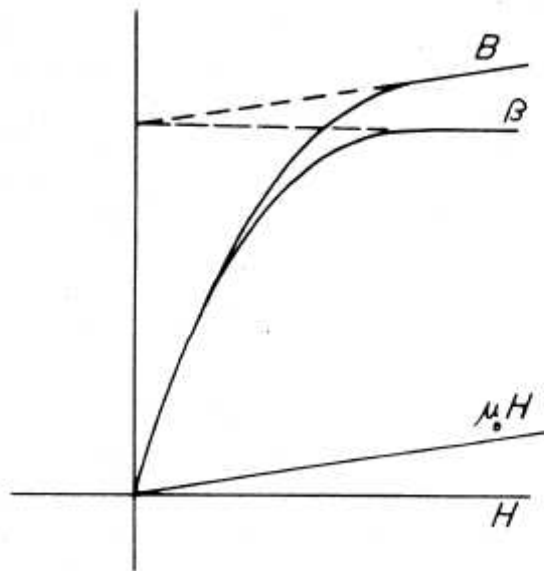


Figura 2.7 – Composição do ciclo de Histerese

Quanto maior a área abrangida pelo ciclo de Histerese, maior é a perda devido a este fenômeno [7].

### 2.3.3 Perdas por Histerese

As perdas por histerese resultam da energia utilizada para orientar os dipolos magnéticos do material magnético, sendo proporcional a área do ciclo de histerese e a frequência do campo magnético aplicado [1] e ocorrem, em grande parte, no estator.

A variação das perdas por Histerese pode ser expressa através de uma equação empírica, descrita abaixo:

$$P_H = K_h f B^n \quad (2.16)$$

onde  $K_h$  o coeficiente de Steinmetz que depende da natureza do material, tem seus valores típicos representados na tabela 2.1 e o expoente da densidade de fluxo magnético pode variar de 1,5 a 2,5. Para estimativas em máquinas, usualmente, utiliza-se o valor 2,0 [2].

Tabela 2.1 - Coeficiente de Steinmetz

Material	$k_h$
Aço Forjado	0,025
Aço-Silício	0,001
Permalloy	0,0001

#### 2.3.4 Perdas por correntes parasitas

Já as perdas por correntes parasitas resultam da circulação das correntes induzidas nas laminações do estator. A distribuição destas correntes não é uniforme e tendem a se concentrar nas superfícies das laminações, sendo proporcional ao quadrado da frequência e da indução magnética [1]. Essas correntes correspondem perdas de acordo com a lei de Joule e com intuito de reduzi-las, não se empregam núcleos maciços e sim laminados nos motores de indução trifásicos. As chapas laminadas são dispostas de modo a reduzir as forças eletromotrizes induzidas e a intensidade das correntes circulantes [6].

Nas condições de operação normais das máquinas, estas perdas podem ser expressas através da seguinte equação [2]:

$$P_c = K_c B^2 f^2 d^2 \quad (2.17)$$

Sendo  $K_c$  uma constante de proporcionalidade determinável experimentalmente e dependente da resistividade do material magnético [6].

#### 2.3.5 Ensaio normalizado para obtenção das perdas magnéticas

Segundo a norma NBR-5383 [4], o ensaio a vazio é realizado girando o motor a tensão e frequência nominais sem carga acoplada. Para assegurar que o valor correto da perda por atrito é obtido, o motor deve ser operado até que a potência de entrada tenha estabilizado.

Os valores medidos da potência ativa contem não só as perdas no núcleo, mas também em as perdas joule no enrolamento do estator e as perdas por atrito e ventilação, sendo preciso segregar estas perdas, neste caso, a norma se utiliza dos seguintes procedimentos:

- A separação da perda no núcleo, da perda por atrito e ventilação deve ser realizada pela leitura da tensão, corrente e potência de entrada à frequência nominal, quando a tensão é variada desde 125% da tensão nominal, até o ponto onde a continuação da redução da tensão acarrete o aumento da corrente;
- O valor da potência de entrada menos a perda Joule no estator versus a tensão é colocado num gráfico, e a curva obtida é estendida até a tensão zero. A interseção com o eixo das ordenadas para tensão zero é a perda por atrito e ventilação.
- A interseção pode ser determinada com mais precisão se os valores de potência de entrada menos a perda Joule no estator forem colocados num gráfico versus a tensão ao quadrado para valores na faixa de menor tensão. Um exemplo é a curva da figura 8.

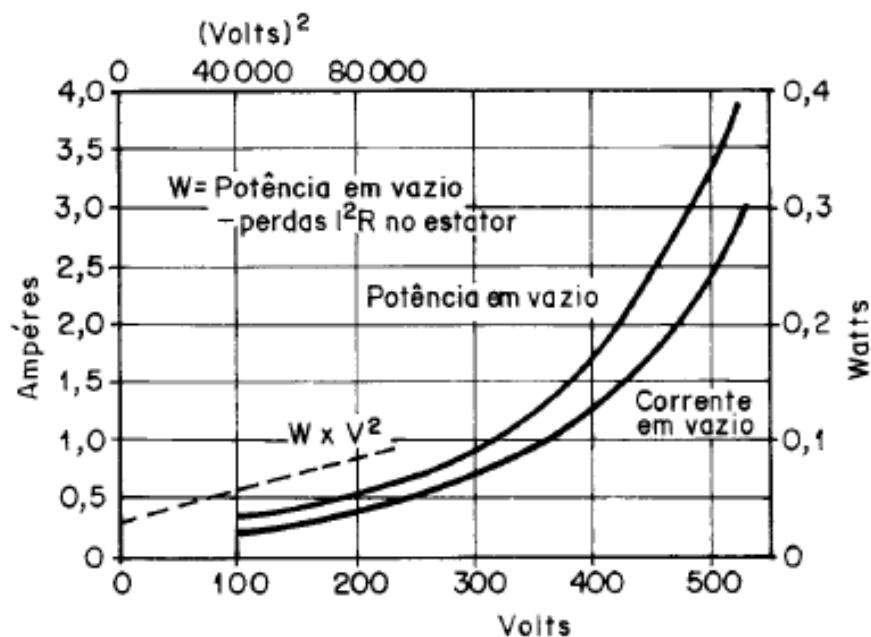


Figura 2.8 – Determinação das perdas a vazio

As perdas magnéticas são obtidas subtraindo as perdas por atrito e ventilação da potência medida no ensaio de a vazio.

O conjunto das perdas magnéticas pode representar de 20% a 30% das perdas totais de um motor sob condições nominais. Considerando que o motor opera com tensão e frequência fixas em toda faixa de carga ( $V/f = \text{cte}$ ), essas perdas podem ser consideradas constantes, quando o motor é alimentado por tensão senoidal fornecida por uma rede [5].

## 2.4 Perdas Mecânicas

As perdas por atrito surgem da necessidade de se suprir o atrito dos mancais do conjunto rotativo da máquina e as perdas de ventilação são relativas ao acionamento do ventilador, geralmente acoplado ao eixo da máquina, para a refrigeração do mesmo [2].

Estas perdas são determinadas no ensaio a vazio, conforme detalhado no item 2.4.4 deste trabalho.

Em geral, estas perdas representam de 5% a 8% das perdas totais e considerando e para efeito de simplificação, devem ser consideradas constantes quando o motor é alimentado diretamente da rede [5].

## 2.5 Perdas Suplementares

Há ainda uma pequena parcela de perdas não classificadas conhecidas como perdas suplementares, que são devidas as correntes de carga. Basicamente elas representam [8]:

- As perdas no ferro devido às harmônicas do fluxo;
- Perdas por efeito pelicular nos enrolamentos do estator e nas barras do rotor;
- Perdas no ferro nos elementos estruturais da máquina

Estas perdas são difíceis de determinar com precisão e para motores de indução, há como serem determinadas através de ensaio [2].

Por convenção, estas perdas representam cerca de 1% das perdas totais, porém, é aceitável, que se elas não forem obtidas por um dos métodos normalizados em [4], assumam os valores apresentados na tabela 2.2

Tabela 2.2 – Valores assumidos para a perda suplementar [4]

Potência nominal do motor		Perda suplementar - Porcentagem da potência de saída nominal
0,75 - 90 kW	1 - 125 cv	1,8
91 - 375 kW	126 - 500 cv	1,5
376 - 1 839 kW	501 - 2 499 cv	1,2
1 840 kW e acima	2 500 cv e acima	0,9

## CAPITULO 3 - INVERSORES DE FREQUENCIA PWM

Conversores estáticos indiretos de frequência com tensão imposta e modulação PWM, conhecidos como inversores de frequência são atualmente os equipamentos mais empregados na variação de velocidade de motores de indução trifásicos em aplicações industriais

Alguns dos efeitos indesejáveis que estes equipamentos podem causar nos motores pode-se citar o aumento das perdas, diminuição do rendimento, aumento da temperatura, perda de vida útil, aumento de ruído, etc. A maioria destes efeitos indesejáveis se devem, basicamente, as distorções harmônicas das tensões e correntes aplicadas ao motor elétrico de indução, quando estes, alimentado por inversores de frequência

Este capítulo visa abordar, de modo simples e objetivo, os aspectos relacionados ao funcionamento dos inversores cujas distorções harmônicas das ondas de tensão e corrente aplicadas aos motores de indução trifásicos são inerentes ao funcionamento destes equipamentos.

### 3.1 Introdução

O processo de conversão CC – CA é utilizada em inversores de frequência para controle de velocidade de motores de indução (*Drives*) e UPS (*Uninterruptable Power Supply*), onde o objetivo é produzir um sinal de saída senoidal com magnitude e frequências controláveis [9].

Basicamente o inversor de frequência é composto dos seguintes elementos:

- Retificador – Tem a função de retificar, ou seja, converter o sinal alternado de tensão da entrada em tensão contínua. Geralmente este elemento é composto diodos
- Filtro ou Barramento CC - Alisamento/regulação da tensão retificada com armazenamento de energia por meio de um banco de capacitores;
- Inversor – Tem a função de converter a tensão contínua proveniente do barramento CC num sinal alternado. Para o acionamento de motores de indução é desejável que a tensão de saída seja senoidal e ajustável em magnitude e frequência [9]. Os modernos inversores utilizam circuitos com IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).



No caso do inversor, cujo diagrama de blocos é apresentado na figura 2.1, deve-se considerar que o barramento CC como sendo uma fonte de tensão. Neste caso, estes equipamentos são conhecidos por inversores fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*)

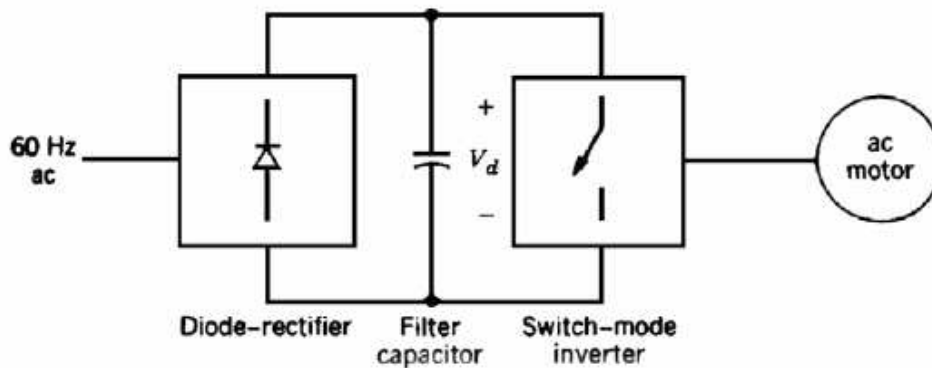


Figura 3.1 – Conversor CC – CA para acionamentos CA

Os inversores fonte de tensão podem ser divididos em três categorias:

- Modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*): Em Modulação por Largura de Pulso – trabalha-se com frequência constante, porém variando-se o tempo em que o interruptor permanece conduzindo. O sinal de comando é obtido, geralmente, pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora) [10]. Este tipo de inversor será mais bem detalhado no item 3.2
- Inversores com onda quadrada: Neste tipo de inversor, a tensão CC é controlada de modo a controlar a magnitude da tensão CA de saída, sendo assim, o inversor controla somente a frequência da tensão de saída. A forma de onda da tensão de saída tem formato de onda quadrada [9].
- Monofásico com cancelamento de tensão: Só é aplicável em monofásico. Neste chaveamento é possível controlar a magnitude da tensão e sua frequência, porém, a tensão do barramento CC é constante. Resumidamente combina o chaveamento por onda quadrada com PWM unipolar [9].

Neste capítulo é assumido que a topologia do inversor é conversor de uma perna, onde, de uma maneira didática, que inversor da figura 3.2, tem o seu ponto zero (0) da tensão do barramento CC disponível, porém, na prática isto não ocorre. [9]

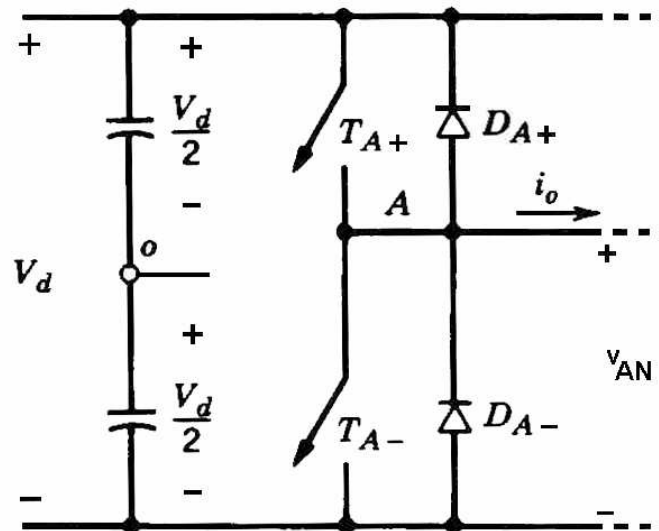


Figura 3.2 – Inversor chaveado – Uma perna

### 3.2 Modulação por largura de pulso

Uma maneira de obter um sinal alternado de baixa frequência é através de uma modulação em alta frequência. De uma maneira analógica, é possível obter este tipo de modulação ao se comparar uma tensão de referência (que seja imagem da tensão de saída buscada), com um sinal triangular simétrico, cuja frequência determine a frequência de chaveamento. A frequência da onda triangular (chamada portadora) deve ser, no mínimo 10 vezes superior à máxima frequência da onda de referência [10].

Para um melhor entendimento da modulação por largura de pulso, é necessária a definição de alguns termos. A amplitude da onda triangular,  $V_{tri}$ , a frequência de chaveamento  $f_s$ , (também conhecida frequência da onda portadora). O valor de pico da tensão de referência,  $V_{control}$ , com sua frequência  $f_1$ . (também conhecida por frequência de modulação) [9]

A figura 3.2, demonstra todas as variáveis envolvidas na modulação por largura de pulso.

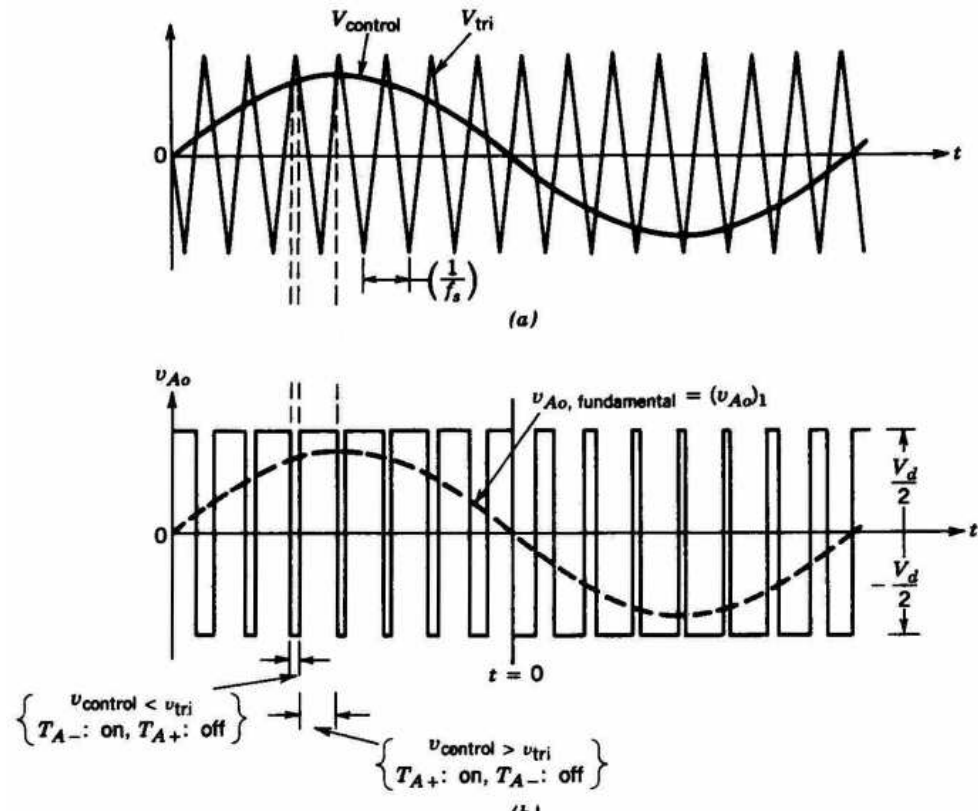


Figura 3.3 – Modulação por largura de Pulso

A taxa de modulação da amplitude é definida pela expressão (3.1) abaixo

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.1)$$

A taxa de frequência de modulação é definida pela expressão (3.2) abaixo

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.2)$$

No inversor mostrado na figura 3.2, o chaveamento das chaves  $T_{A+}$  e  $T_{A-}$  são baseadas na comparação dos valores de  $V_{tri}$  e  $V_{control}$ , obtendo os seguintes resultados [9]:

$$\begin{aligned} V_{tri} > V_{control} & \quad T_{A+} \text{ conduzindo} \\ V_{tri} < V_{control} & \quad T_{A-} \text{ conduzindo} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Desde que as chaves nunca conduzem simultaneamente, o valor da tensão de saída varia entre dois valores ( $+V_d/2$  e  $-V_d/2$ ) e a frequência da componente fundamental é mostrada na figura 3.4, para os valores de  $m_a$  e  $m_f$  indicados.

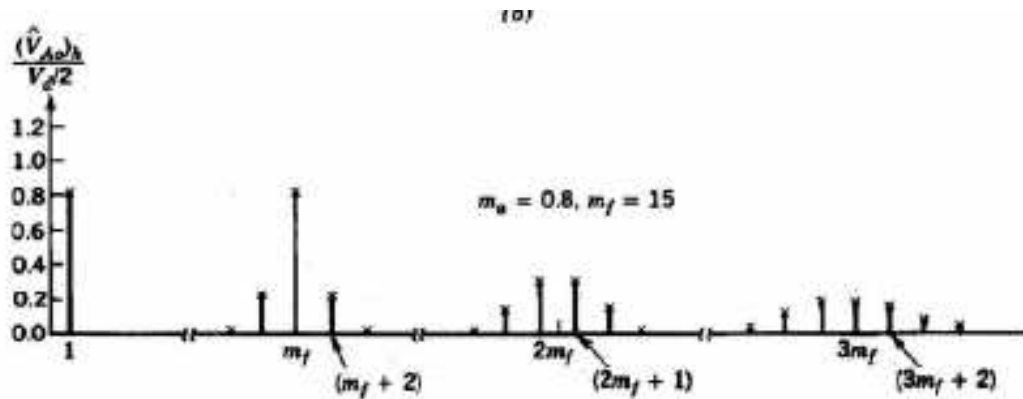


Figura 3.4 – Espectro harmônico da frequência fundamental  $f_1$

Para que se obtenha um sinal de saída mais próximo de uma senoide, é necessário que se elimine as harmônicas de tensão em alta frequência. Para isto, devem-se escolher valores corretos da frequência de chaveamento e taxa de frequência de modulação. É desejável que a frequência de chaveamento seja a mais elevada possível, porém, deve-se levar em consideração que as perdas no inversor aumentam diretamente com o aumento da frequência de chaveamento [9].

Neste caso, deve-se buscar ponto de equilíbrio entre a magnitude da onda triangular ( $V_{tri}$ ) e a magnitude da tensão de referência ( $V_{control}$ ). Define-se o limite da taxa de frequência de modulação,  $m_f = 21$ , considerando que a taxa de modulação de amplitude,  $m_a$  menor do que 1 [9].

Para esta situação, as seguintes condições devem ser levadas em consideração [9]:

a) Pequeno  $m_f$  ( $m_f < 21$ ):

- PWM Síncrono: Para pequenos valores de  $m_f$ , a onda triangular e onda de controle devem estar sincronizado uma com a outra. Neste caso, a taxa de frequência ( $m_f$ ): de modulação deve ser um valor inteiro, pois, valores não inteiro de  $m_f$  resultam em inter harmônicos, o que é indesejável para algumas aplicações.
- $m_f$  inteiro impar

- Inclinações de  $v_{\text{control}}$  e  $v_{\text{tri}}$  devem estar em oposição nas passagens comuns por zero, principalmente, para baixos valores de  $m_f$

b) Alto  $m_f$  ( $m_f > 21$ ):

- A amplitude dos inter harmônicos devido a modulação por largura de pulsos assíncrona é pequena para altos valores de  $m_f$ . Neste caso, a operação assíncrona pode ser usada quando a frequência da portadora triangular é mantida constante e a frequência da onda de referência varia, resultando em valores não inteiros de  $m_f$ .

c) sobremodulação ( $m_a > 1$ ):

- Para  $m_a \leq 1$  a amplitude da tensão na frequência fundamental varia linearmente com  $m_a$ . Nesta situação, as harmônicas de alta frequência irão se situar nas regiões da frequência de chaveamento e seus múltiplos.
- Para aumentar a amplitude da tensão na frequência da fundamental,  $m_a$  é levado a valores acima de 1, porém, há um aumento do conteúdo harmônico em relação a situação anterior. Em casos extremos, esta elevada taxa de modulação de amplitude implica chaveamento mais próximo ao de uma onda quadrada.
- A figura 3.5, o espectro das harmônicas para um exemplo numérico de sobremodulação

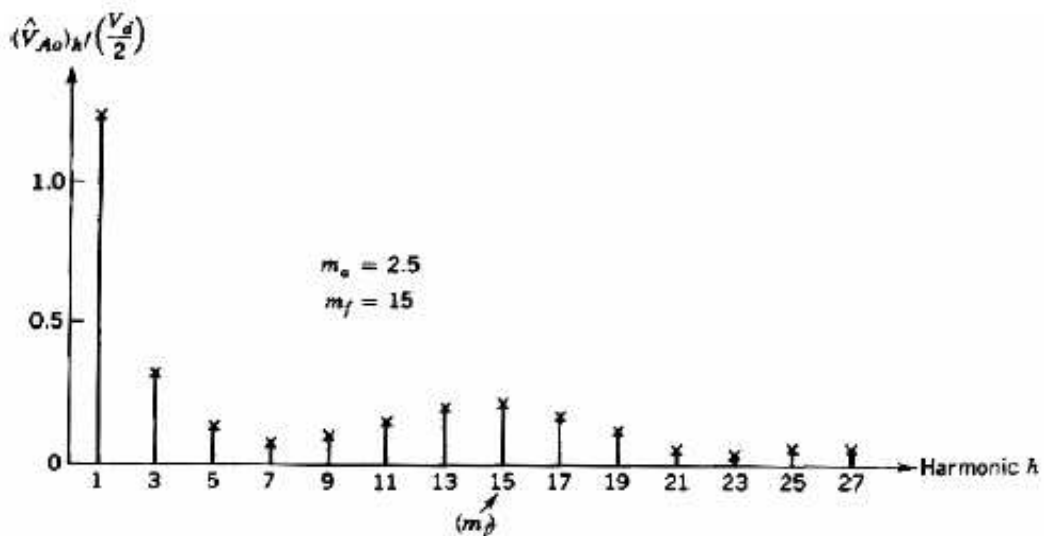


Figura 3.5 – Espectro harmônico devido sobremodulação

Para inversores trifásicos, é possível alimentar um motor de indução trifásico com três inversores monofásicos, porém, cada inversor produzindo uma tensão de saída defasada  $120^\circ$  entre si. Na prática, os inversores trifásicos consistem de circuitos com três pernas, uma perna para cada fase, conforme ilustrado na figura 3.6.

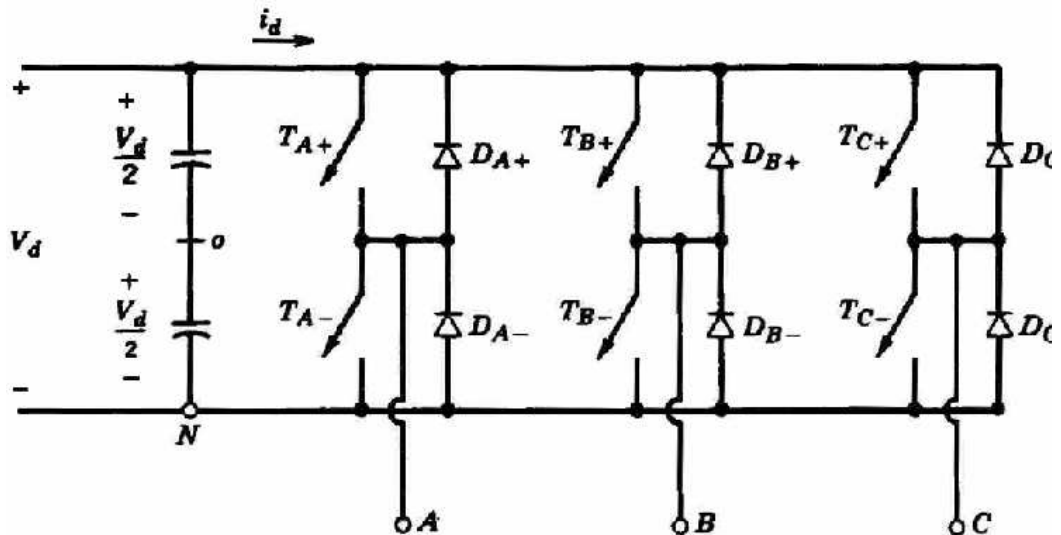


Figura 3.6 – Inversor trifásico

Similar ao inversor monofásico, o objetivo do inversor trifásico é produzir, através da modulação por largura de pulso, valores de tensão trifásicos de saída controláveis em magnitude e frequência. Neste caso, a onda portadora triangular deve ser comparada com três ondas senoidais de controle, defasadas entre si de  $120^\circ$  [9].

A figura 3.7 ilustra as formas de onda portadora triangular, as três ondas senoidais de referencia, bem como a forma de onda  $V_{AB}$  de saída do inversor gerada.

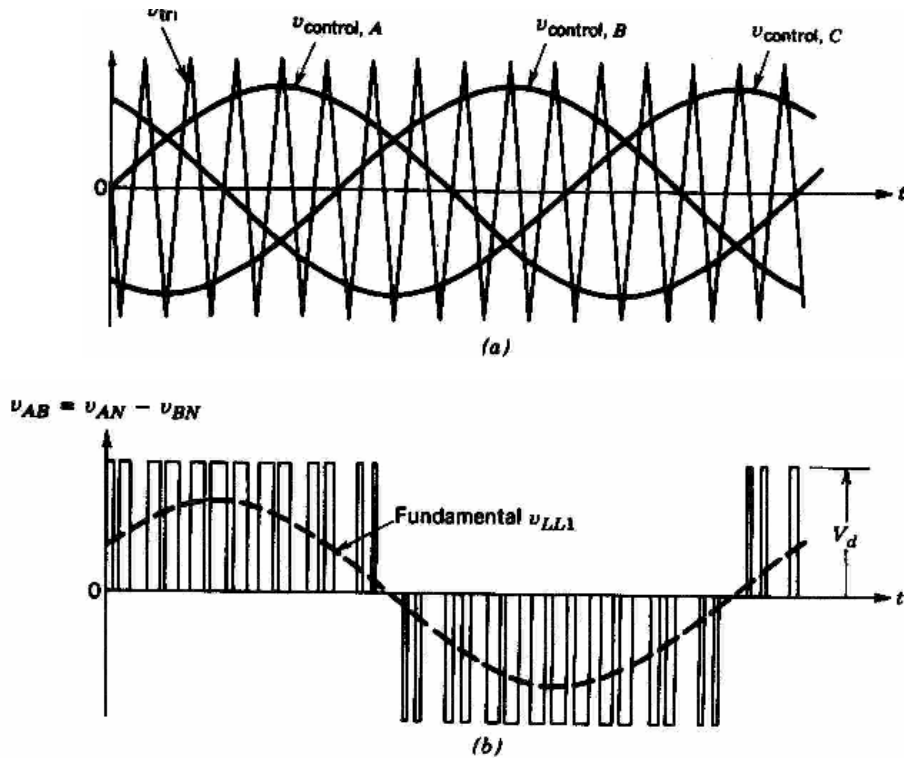


Figura 3.7 – Formas de onda do inversor trifásico

Nos inversores trifásicos, somente as harmônicas das tensões de linha geradas devem ser consideradas. Considere que apenas as harmônicas ímpares existem em torno do centro e das bandas laterais de  $m_f$ , bem como seus múltiplos ímpares gerados por  $m_f$ . Considerando somente as harmônicas ímpares, a diferença de fase entre as harmônicas de  $U_{AN}$  e  $U_{BN}$  (a forma de onda obtida  $U_{AB}$  já foi apresentada na figura 3.7) pode ser expressa conforme abaixo [9]:

$$\Delta = (120m_f)^\circ \quad (3.3)$$

Esta diferença será equivalente a  $0^\circ$  (um múltiplo inteiro de  $360^\circ$ ). Se  $m_f$  é ímpar e múltiplo de 3, como consequência, tem-se a eliminação da harmônica quando a composição da tensão de linha  $U_{AB}$ . Isto explica a razão de se fixar em valores ímpares de múltiplos de 3 para  $m_f$  [9].

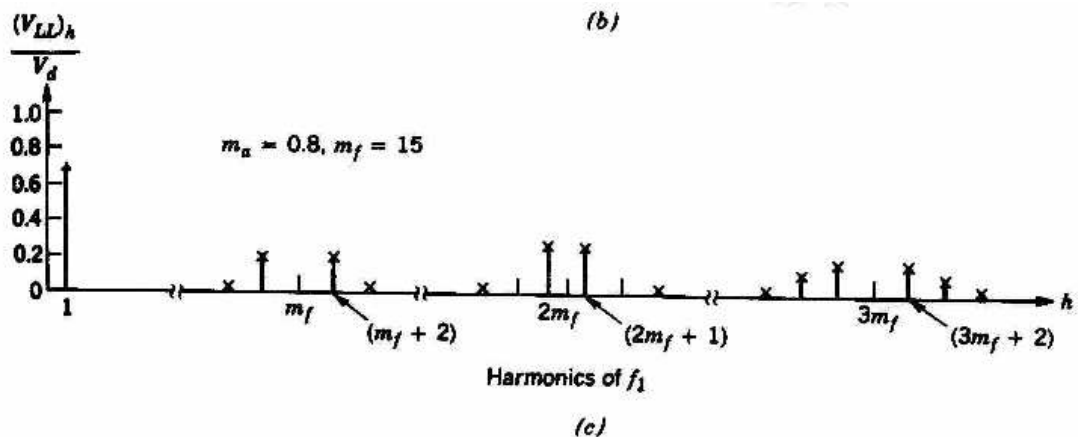


Figura 3.8 – Espectro harmônico para o inversor trifásico

Para o inversor trifásico PWM, as seguintes condições devem ser levadas em consideração [9]:

a) Pequeno  $m_f$  ( $m_f < 21$ ):

- Para eliminar os harmônicos pares, um PWM síncrono e MF deve ser um inteiro ímpar;
- $m_f$  deve ser múltiplo de 3 para cancelar os harmônicos mais dominantes na tensão fase-fase;
- Inclinações de  $v_{\text{control}}$  e  $v_{\text{tri}}$  devem possuir polaridades opostas nas passagens comuns por zero.

b) Alto  $m_f$  ( $m_f > 21$ ):

- A amplitude dos inter harmônicos devido a modulação por largura de pulsos assíncrona é pequena para altos valores de  $m_f$ . Neste caso, a operação assíncrona pode ser usada quando a frequência da portadora triangular é mantida constante e a frequência da onda de referência varia, resultando em valores não inteiros de  $m_f$ .

c) sobremodulação ( $m_a > 1$ ):

- Para  $m_a \leq 1$  a amplitude da tensão na frequência fundamental varia linearmente com  $m_a$ . Nesta situação, as harmônicas de alta frequência irão se situar nas regiões da frequência de chaveamento e seus múltiplos.



- Para aumentar a amplitude da tensão na frequência da fundamental,  $m_a$  é levado a valores acima de 1, porém, há um aumento do conteúdo harmônico em relação a situação anterior. Em casos extremos, esta elevada taxa de modulação de amplitude implica chaveamento mais próximo ao de uma onda quadrada.

Conclui-se que, baseado análise da figura 3.7, que a técnica de modulação PWM produz uma forma de onda de tensão com sucessivos pulsos retangulares de curta duração, onde, há um conteúdo considerável de harmônicos [11] e analisando a figura 3.8, percebe-se que esta forma de onda apresenta um elevado conteúdo de componentes de alta frequência.

Uma redução mais efetiva das componentes de alta frequência pode ser obtida com o uso de filtros de ordem superior. Filtros não amortecidos podem levar ao surgimento de componentes oscilatórias na frequência de ressonância, que podem ser excitadas na ocorrência de transitórios na rede ou na carga. Em regime elas não se manifestam, uma vez que o espectro da onda gerada pela modulação de largura de pulso não as excita [10].

### **3.3 Modos de Controle**

Basicamente existem dois tipos de controle dos inversores, o escalar e o vetorial.

#### **3.3.1 Controle Escalar**

O controle escalar baseia-se no conceito de impor ao motor uma determinada relação tensão/frequência (V/f) constante ao longo de toda faixa de operação do motor para que o motor trabalhe com fluxo e torque aproximadamente constante [12].

A figura 3.9, apresenta a relação linear entre magnitude da tensão e sua frequência, até as condições nominais do motor. Já a figura 3.10, mostra que o torque, dentro da faixa V/f constante, manteve-se também constante.

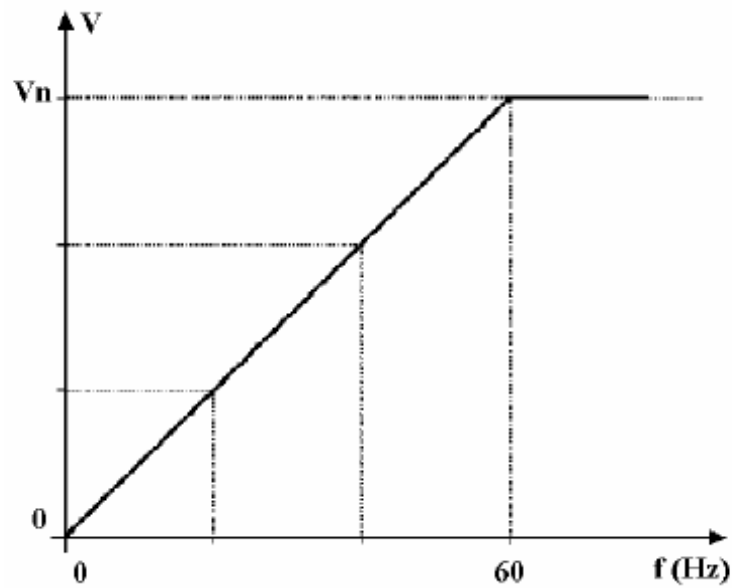


Figura 3.9 – Relação V/f constante

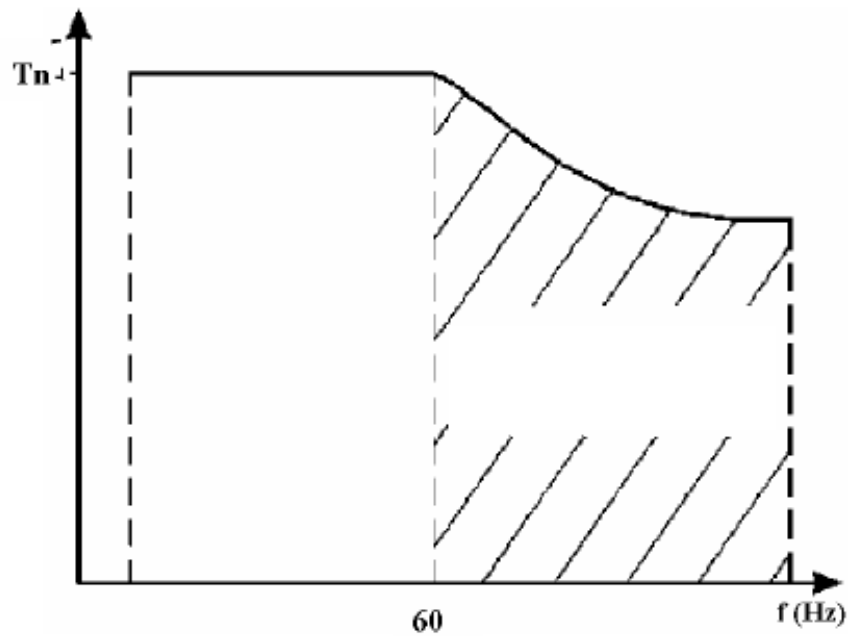


Figura 3.10 – Região de torque constante

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. Pelo princípio de funcionamento e aplicação, são utilizados na maioria das vezes motores de indução convencionais sem nenhum sistema de realimentação de velocidade

(tacogerador de pulsos acoplado ao motor) em malha fechada. A faixa de variação de velocidade é pequena e da ordem de 1:10 (Ex: 6 a 60Hz) [12].

Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, onde a resistência do estator começa a ter influência no cálculo da corrente, pois simplesmente, mantendo-se a proporcionalidade entre a frequência e a tensão, o torque do motor diminui bastante. Por este motivo alguns inversores possuem funções como boost de tensão (aumento da relação  $V/f$  para compensar o efeito da queda de tensão na resistência estatórica [12].

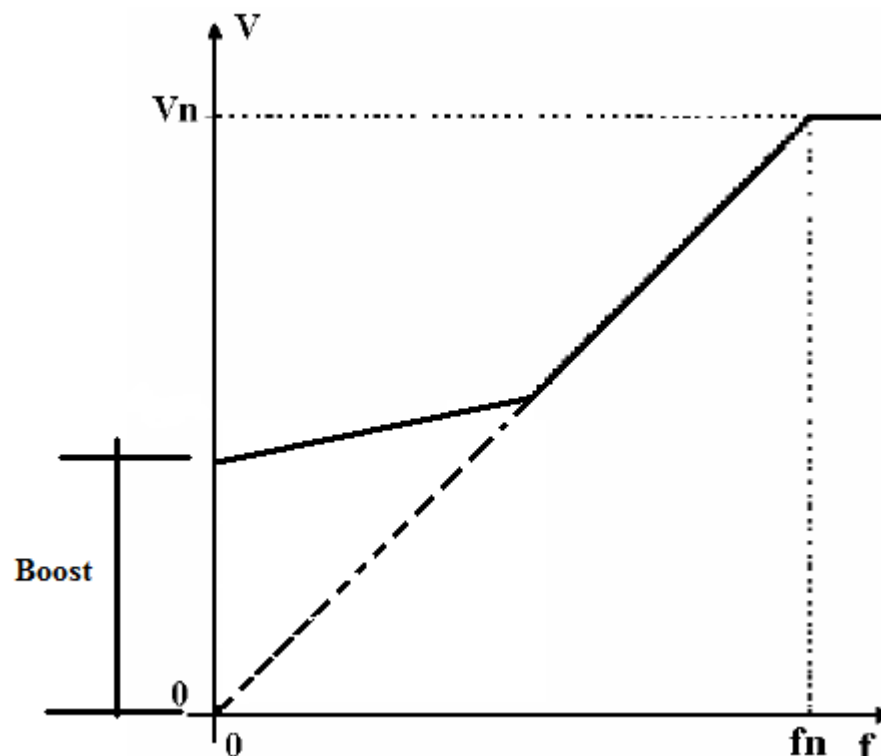


Figura 3.10 – Boost de tensão necessário a manter o torque constante

### 3.3.2 Controle Vetorial

O controle vetorial decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante,  $I_d$ , e outro que produz torque  $I_q$ , conforme representado na figura 3.10.

A corrente total é a soma vetorial destas duas componentes e o torque produzido no motor é proporcional ao “produto vetorial” das duas componentes. [12]

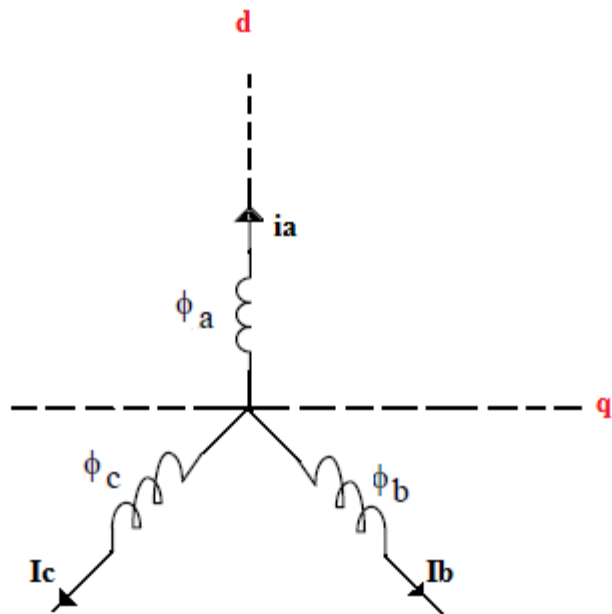


Figura 3.11 – Controle vetorial

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, ou seja, são equações de regime permanente [12].

Já o controle vetorial admite a representação das grandezas elétricas instantâneas por vetores, 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 [12].

## CAPITULO 4 - PERDAS IMPOSTAS PELO INVERSOR

Neste trabalho, abordam-se somente os aspectos relacionados às perdas adicionais impostas pelas componentes harmônicas presentes na tensão gerada pelo inversor PWM, porém, há outras variáveis determinantes para análise deste incremento, como a amplitude da tensão aplicada, a frequência de chaveamento do inversor e a carga mecânica aplicada no eixo da máquina [5].

Os métodos propostos para a determinação das perdas adicionais em motores elétricos de indução quando estes alimentados por inversores de frequência são vários e variam de métodos empíricos até métodos de elementos finitos, porém, não existe abordagem teórica que ofereça certa precisão, sendo assim, as análises experimentais parecem ser a melhor abordagem para o estudo destas perdas [13].

As bibliografias utilizadas para o desenvolvimento deste capítulo estão baseadas em resultados para motores de indução trifásicos de baixa tensão e pequena potência.

### 4.1 Perdas nos enrolamentos (Perdas Joule)

O incremento das perdas Joule quando o motor é alimentado por inversores, podem ser calculada através da seguinte equação [9]:

$$P_j = \sum_{h=2}^{\infty} (r_1 + r_2) I_h^2 \quad (3.1)$$

Deve-se considerar que o valor das resistências do rotor e estator aumentam de maneira não linear devido ao efeito pelicular [9]

Dos estudos realizados por Aramburo [14], observa-se que as perdas ôhmicas, mesmo quando o motor é alimentado pelo inversor, se deve, principalmente, a componente fundamental da corrente alimentação do motor. Conclui-se que as perdas Joule apresentam um incremento muito pequeno quando se comparado as perdas totais quando o motor é alimentado por inversores de frequência.

As figuras 4.1 e 4.2 abaixo, extraídas de [14], ilustram os comportamento das perdas no ferro nas condições com e sem inversor, tomando como base, a mesma frequência da tensão.

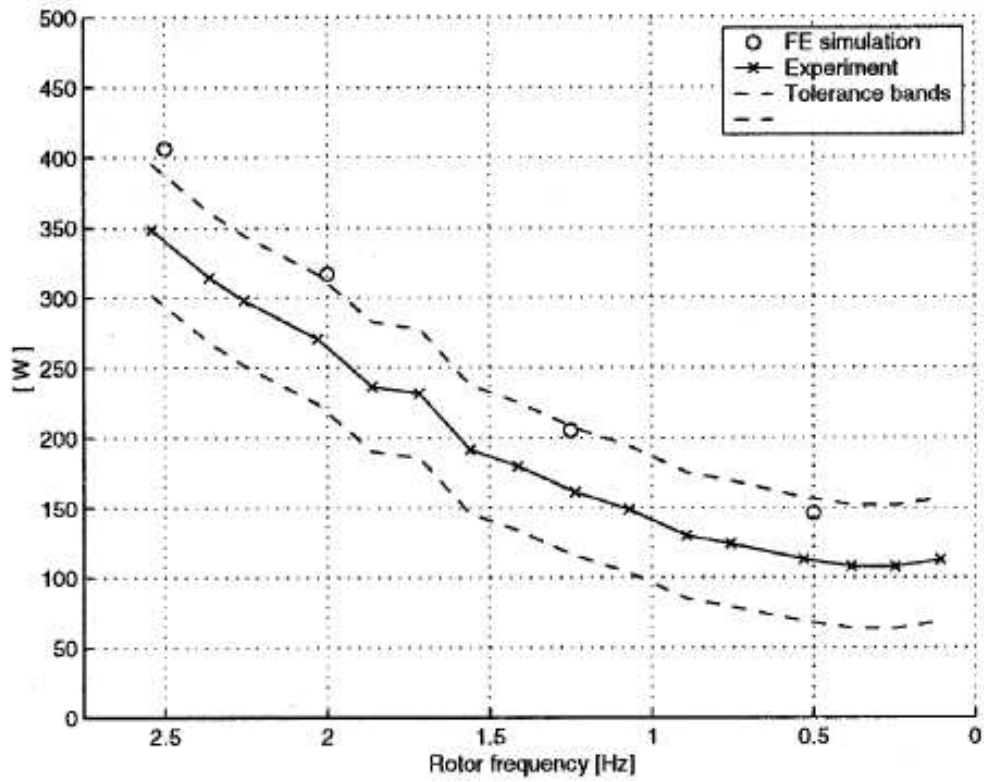


Figura 4.1 – Perdas no ferro para a alimentação senoidal

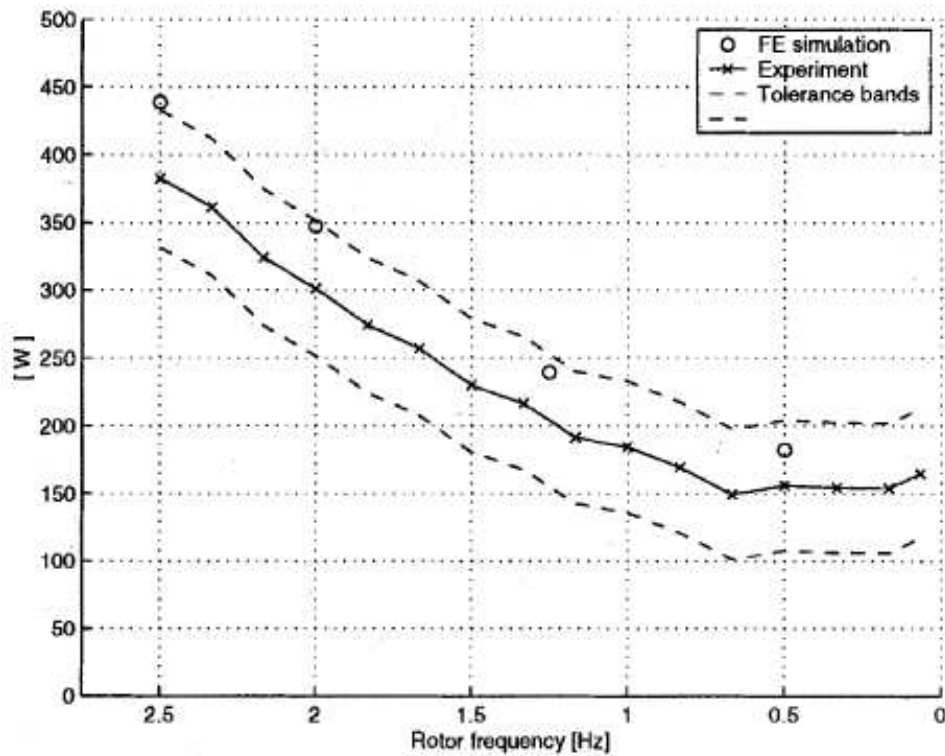


Figura 4.2 – Perdas no ferro para a alimentação com inversor

Analisando o caso específico do estator, as perdas causadas pela componente fundamental são muito maiores se comparada às perdas devidas ao efeito pelicular nos enrolamentos causados pelas harmônicas de ordem mais elevada. Já no caso do rotor, há uma influencia maior das harmônicas de ordem mais elevada, principalmente em carga reduzida, pois devido ao efeito pelicular, estas correntes tendem a circular nas áreas externas das barras, aumentando assim, a resistência rotórica [5,14].

#### 4.2 Perdas no ferro (Perdas Magnéticas)

A caracterização das perdas magnéticas em motores alimentados por inversores é demasiadamente complicada, por este motivo, atualmente há vários estudos sobre a influencia dos inversores PWM no incremento das perdas e os mesmos têm mostrado que tais perdas dependem de uma série de parâmetros de controle, como o índice de modulação, o número de níveis e de pulsos do conversor de frequência e a duração dos pulsos do sinal PWM [15].

A importância destes estudos se deve basicamente que em aplicações com inversores PWM, objeto deste trabalho, há um aumento predominante das perdas no ferro em detrimento das perdas Joule [16].

#### **4.2.1 Perdas por Correntes Parasitas**

Quando se compara as perdas na situação do motor sendo alimentado em 60 Hz, seja senoidal ou com inversor (frequência fixa), porém variando a carga no eixo, nota-se o comportamento das perdas magnéticas é fortemente afetado pelos efeitos das perdas por correntes parasitas.

Os estudos indicam que o incremento desta parcela de perda se deve, basicamente, pelas componentes de fluxo induzido no rotor situado na banda de frequência de chaveamento do inversor, gerando um aumento de densidade de perda nas barras adjacentes ao entreferro [17]. Quando se varia, não só a carga no eixo, mas também a frequência da tensão aplicada, esta parcela de perda apresenta comportamento linear, contrariando a expectativa devido à expressão (2.17).

A figura 4.3, extraída de [17], ilustra o comportamento das perdas por correntes parasitas, descritas no parágrafo anterior. Os autores do estudo variaram a carga mecânica (cada curva representa uma condição de carga), em variam o valor da frequência fundamental da tensão através de um inversor.



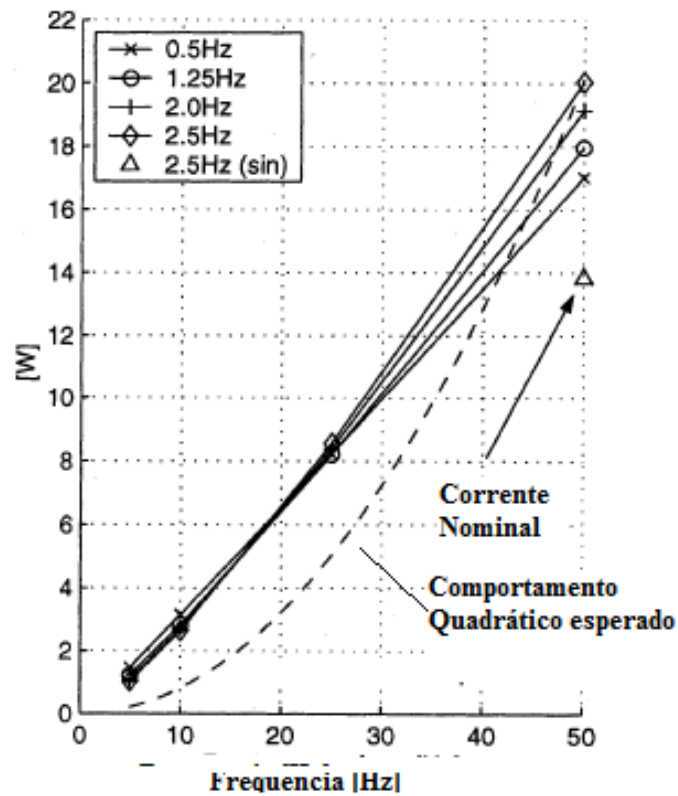


Figura 4.3 – Comportamento das perdas por corrente parasitas

Uma das hipóteses levantadas para explicar tal comportamento é que a presença das componentes de frequência em torno da segunda harmônica da frequência de chaveamento incrementa as perdas em certas regiões do estator (principalmente nas bordas), sejam suficientes para desviar o comportamento quadrático esperado. [17].

#### 4.2.2 Perdas por Histerese

Analisando as situações de variação de frequência e cargas no eixo combinadas, observou-se que as perdas por histerese apresentam um comportamento linear com a variação da frequência fundamental da tensão aplicada e não variam com aumento de carga no eixo.

A figura 4.4 extraída de [17], ilustra o comportamento da perda por histerese descrita no parágrafo anterior. Os autores do estudo variaram a carga mecânica (cada curva representa uma condição de carga), em variam o valor da frequência fundamental da tensão aplicada aos terminais do motor.

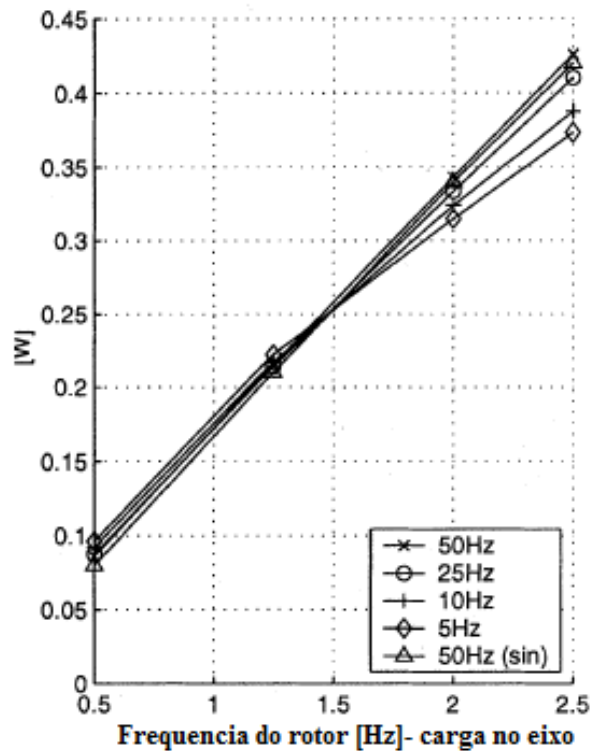


Figura 4.4– Comportamento das perdas por Histerese

### 4.3 Perdas Mecânicas

Outro ponto a se considerar na análise do rendimento de motores elétricos alimentados por inversores de frequência diz respeito às possíveis elevações das perdas mecânicas, mais precisamente as perdas por atrito dos mancais.

Devido às altas frequências de chaveamento dos inversores, o efeito das capacitâncias parasitas entre os enrolamentos do estator e a própria carcaça e entre o rotor e os enrolamentos do estator, podem tornar-se relevantes [5]. Este fenômeno é ilustrado pela figura 4.5

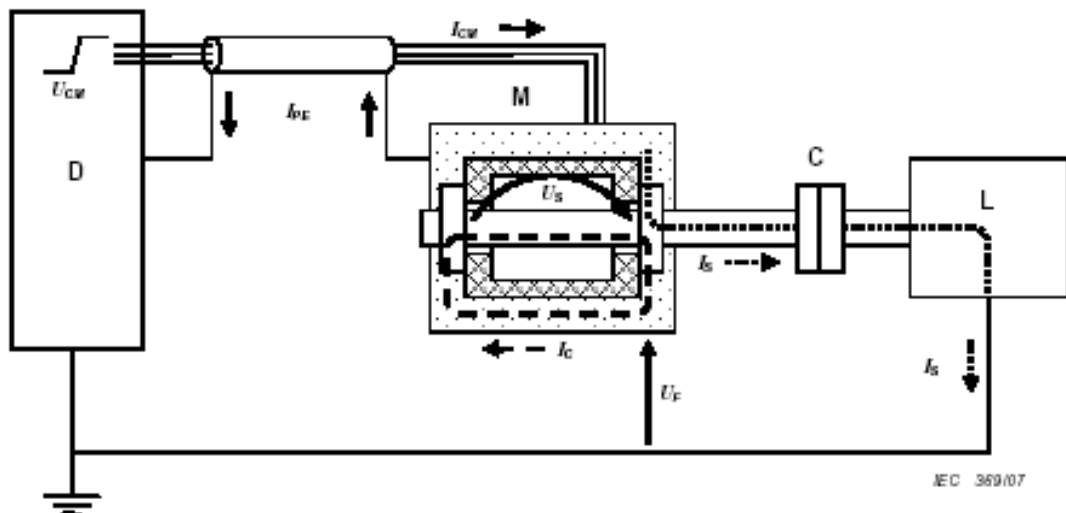


Figura 4.5 - Mecanismo de circulação de corrente pelo mancal

Há duas situações a considerar, os efeitos das correntes que circulam permanentemente devido à impedância normal dos mancais e outra situação, devido à circulação de corrente de altas frequências no eixo e mancal devido às capacitâncias parasitas. Neste caso específico, as capacitâncias parasitas oferecem um caminho de baixa impedância para a circulação de destas correntes de alta frequência em decorrência do surgimento de tensões de modo comum entre estator e rotor [12].

Tensões de modo comum surgem, pois a tensão PWM trifásica de saída de um inversor de frequência, não é equilibrada, ou seja, a soma vetorial instantânea das tensões nas três fases não é igual a zero, mas igual a um potencial elétrico de alta frequência relativo a um ponto comum de referência, usualmente o terra ou o barramento negativo do barramento DC [12], a figura 4.6 exemplifica a forma de onda da tensão de modo comum de um inversor.

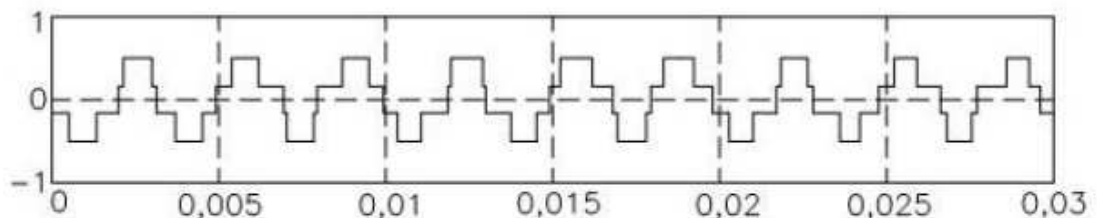


Figura 4.6– Tensão de modo comum

Devido sua ação disruptiva (descargas sucessivas através do lubrificante), a corrente fluindo através do mancal pode causar a deterioração das propriedades físico-químicas dos lubrificantes e com o passar do tempo, esse material perde sua capacidade de lubrificação, aumentando assim, o atrito entre eixo e mancal, e por conseqüências, há o aumento das perdas mecânicas. [12].

A figura 4.7 abaixo apresenta danos típicos em mancais devido à ação disruptiva das correntes de modo comum [12,18]



Figura 4.7– Danos causados em mancais

#### 4.3.1 Métodos para prevenir as correntes de alta frequência

Basicamente há três tipos de abordagem para eliminação ou mitigação dos efeitos causados pelas correntes de alta frequência (ou modo comum) [18]:

- Cabeamento apropriado;
- Alteração no circuito da corrente;
- Diminuição da tensão de modo comum

Para a atenuação da tensão de modo comum, recomenda-se usar na saída do conversor filtro para redução da componente de sequência zero das tensões de modo comum de fase, reduzir o  $dV/dt$  [12].

Para eliminar as componentes de origem capacitiva, uma opção seria isolar o mancal do motor, mas, também se devem isolar os mancais da máquina acionada, para evitar a migração de cargas elétricas do motor para o rotor da máquina acionada através dos eixos eletricamente ligados. Outro meio de eliminar a componente de origem capacitiva consiste em

ligar eletricamente o eixo à carcaça do motor com escova deslizante de grafite, assim, a corrente de alta frequência e a transferência das cargas capacitivas do motor para a máquina acionada são eliminadas através da escova [12,18].

#### **4.4 Aspectos Normativos**

As normas técnicas apresentam uma abordagem prática para determinar o incremento das perdas em motores elétricos quando alimentados por inversores de frequência, sem a necessidade de se determinar (através de cálculos ou testes) os valores exatos destas perdas.

A norma IEC 60034-17 [19] exemplifica o aumento das perdas do motor devido ao uso de conversor com o caso prático de um motor carcaça 315, com valores nominais de torque e velocidade [12], conforme apresentado na figura 4.8

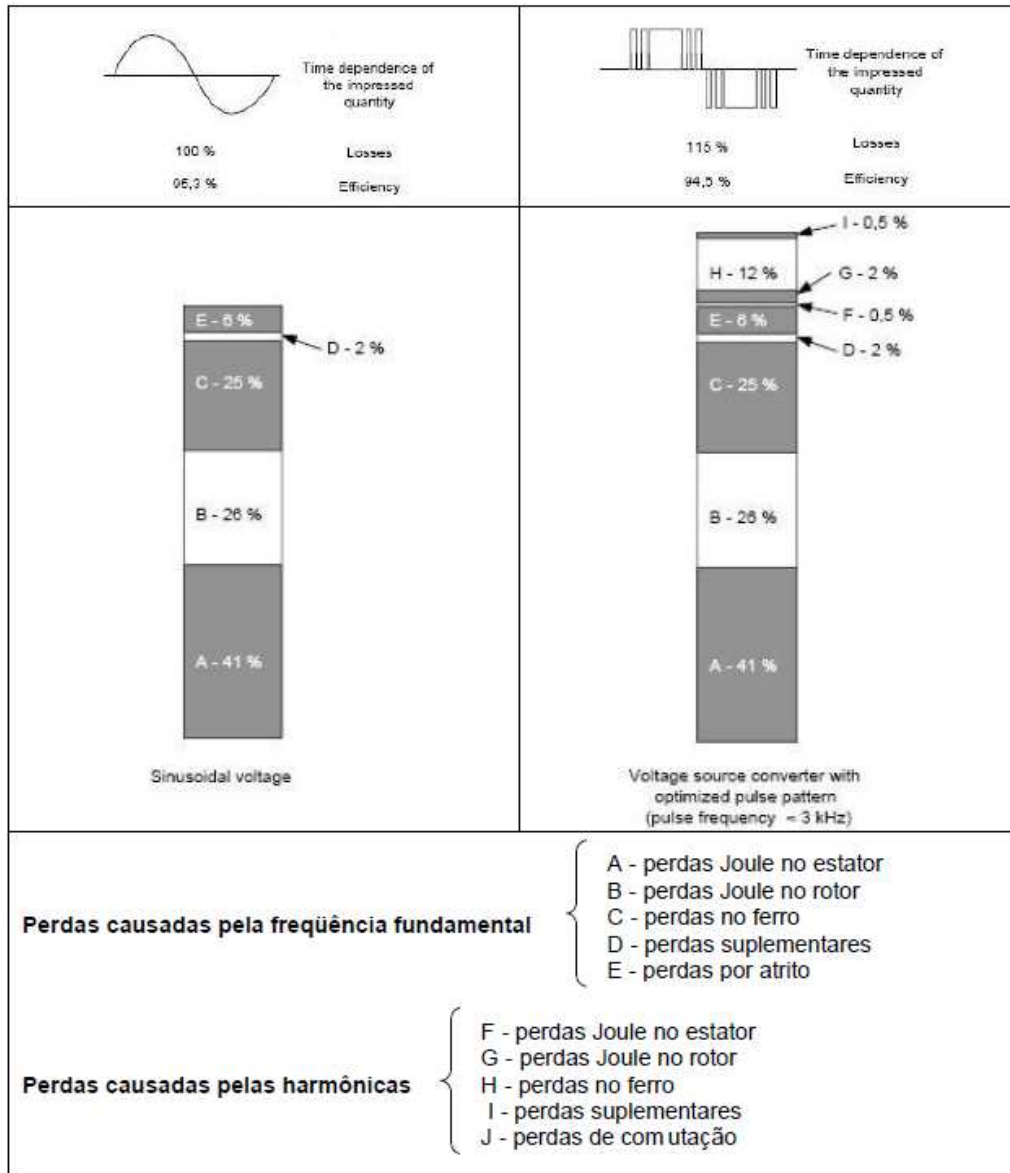


Figura 4.8 – Incremento das perdas devido a inversores

Já a norma IEC 60034-25 [18] ilustra o aumento das perdas do motor devido à alimentação PWM com a figura 4.9: [12]

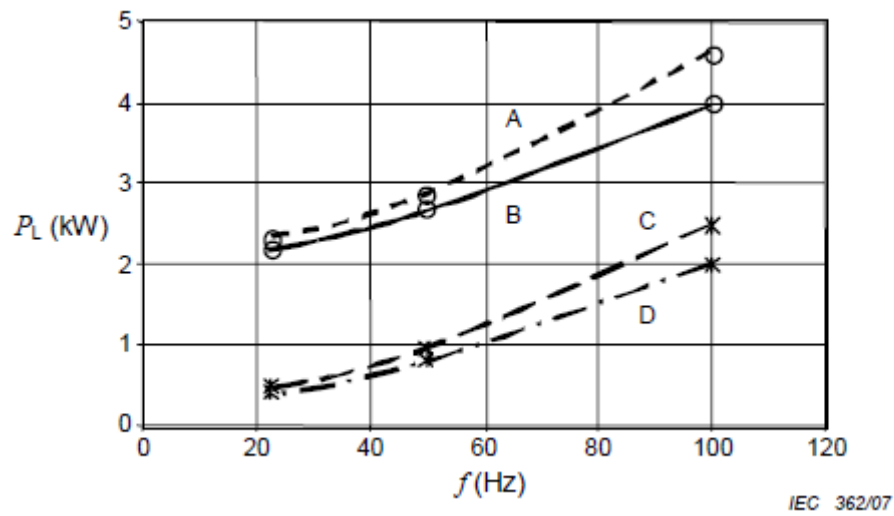


Figura 4.9– Exemplo de medida de perdas em função da frequência

A norma NEMA MG1 – Parte 30 [20] considera uma redução percentual de torque para evitar o sobreaquecimento excessivo de um motor normal alimentado por conversor, que estará sujeito a correntes harmônicas decorrentes do conteúdo harmônico da tensão PWM [12], conforme figura 4.10

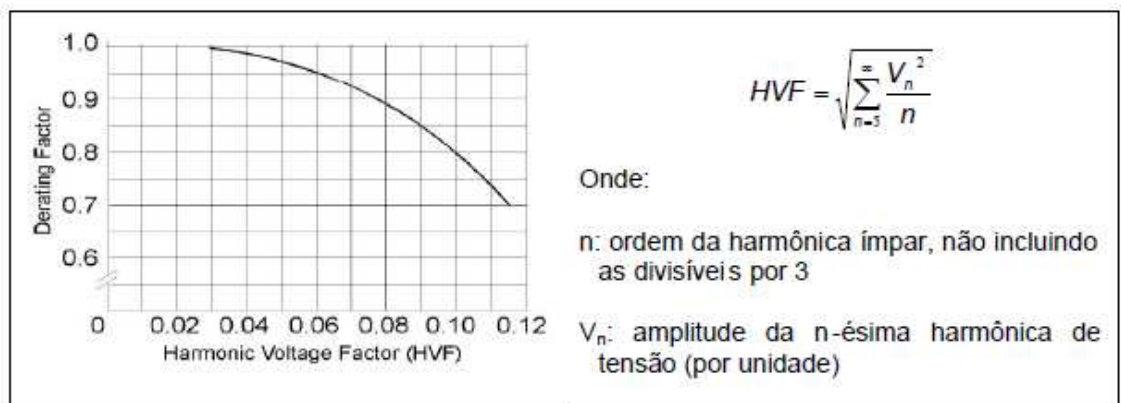


Figura 4.10 – Fator de redução de torque

## CAPÍTULO 5 - RESULTADOS PRÁTICOS

### 5.1 Descrição da Bancada

O método utilizado para a determinação do rendimento dos motores foi o dinamométrico, onde a determinação do rendimento se dá segundo as condições nominais de funcionamento do motor. O dinamômetro utilizado consiste em uma máquina de corrente contínua, de carcaça livre, atuando como gerador [21]. Neste caso, foi utilizada como carga uma resistência líquida, apresentado na figura 5.1, onde a variação de carga é provocada por pás imersas em água, onde, quanto maior a superfície das pás imersas em água, maior o valor da carga.



Figura 5.1 – Resistência líquida



Ao conectar esta carga ao gerador, obtém-se um conjugado resistente ao do motor, o qual é medido utilizando-se um transdutor de torque inserido entre o motor e o dinamômetro. Este sistema, além de permitir a leitura direta do conjugado estabelecido, permite também a leitura da velocidade de rotação no eixo do motor e, conseqüentemente, o cálculo da potência mecânica fornecida no eixo do mesmo. Para o acoplamento do motor a ser ensaiado e o dinamômetro, utiliza-se um acoplamento tipo bucha construído de modo a oferecer mínima resistência à rotação [21].

Já os sinais de tensão e corrente medidos são encaminhados ao Analisador Trifásico MONITEK (Fabricante: JMAN e Tipo / Modelo: 9442), mostrado na figura 5.2, onde, a técnica adotada para a aquisição de dados consiste na amostragem simultânea de seis canais de entrada (3 de corrente e 3 de tensão) com 256 pontos de amostragem por ciclos cada canal. O software calcula o valor das variáveis elétricas conforme abaixo:

Para o valor da tensão, tem-se

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} \quad (5.1)$$

A integração da  $u(t)$  no período  $T$  foi aproximada e discretizada com 256 pontos, desta forma o valor eficaz da tensão pode ser calculada pela seguinte aproximação:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{256} \sum_{i=1}^{256} U_{[i]}^2} \quad (5.2)$$

Analogamente para a corrente eficaz:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{256} \sum_{i=1}^{256} I_{[i]}^2} \quad (5.3)$$

Para o calculo da potência ativa para um período tem-se

$$P_{elet} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt \quad (5.4)$$

Que também pode ser aproximadamente pela discretização  $u(t)$  e  $i(t)$ , com 256 pontos por ciclo

$$P_{elet} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{256} U_{[i]} I_{[i]} \quad (5.5)$$



Figura 5.2 – Visão geral do Analisador trifásico MONITEK

As grandezas as variáveis mecânicas Torque ( $T$ ) e rotação ( $n$ ) são obtidas através transdutor de torque (Fabricante: HBM e Tipo / Modelo: T 30FN), sendo assim, o *software* calcula a potência mecânica, onde:

$$P_{mec} = \omega T = \frac{2\pi}{60} T n \quad (5.6)$$

As demais variáveis mecânicas são calculadas pelo *software* da seguinte maneira

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{elet}} [\%] \quad (5.7)$$

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} [\%] \quad (5.8)$$

Na figura 5.3, tem-se uma visão geral da bancada de ensaio, onde se pode visualizar o dinamômetro, o motor a ser ensaiado e o analisador trifásico Monitek



Figura 5.3 – Visão geral da bancada de teste

## 5.2 Dados do Motor

Para o desenvolvimento dos trabalhos práticos em laboratório foi utilizado um motor de indução trifásico com os seguintes dados e em destaque na figura 5.3:

- Marca EBERLE,
- Rotor gaiola
- Potência Nominal: 5 CV
- Velocidade nominal: 1730 RPM
- Tensão Nominal: 380/220V, conexão em delta
- FP: 0,80
- Rendimento: 84,5%

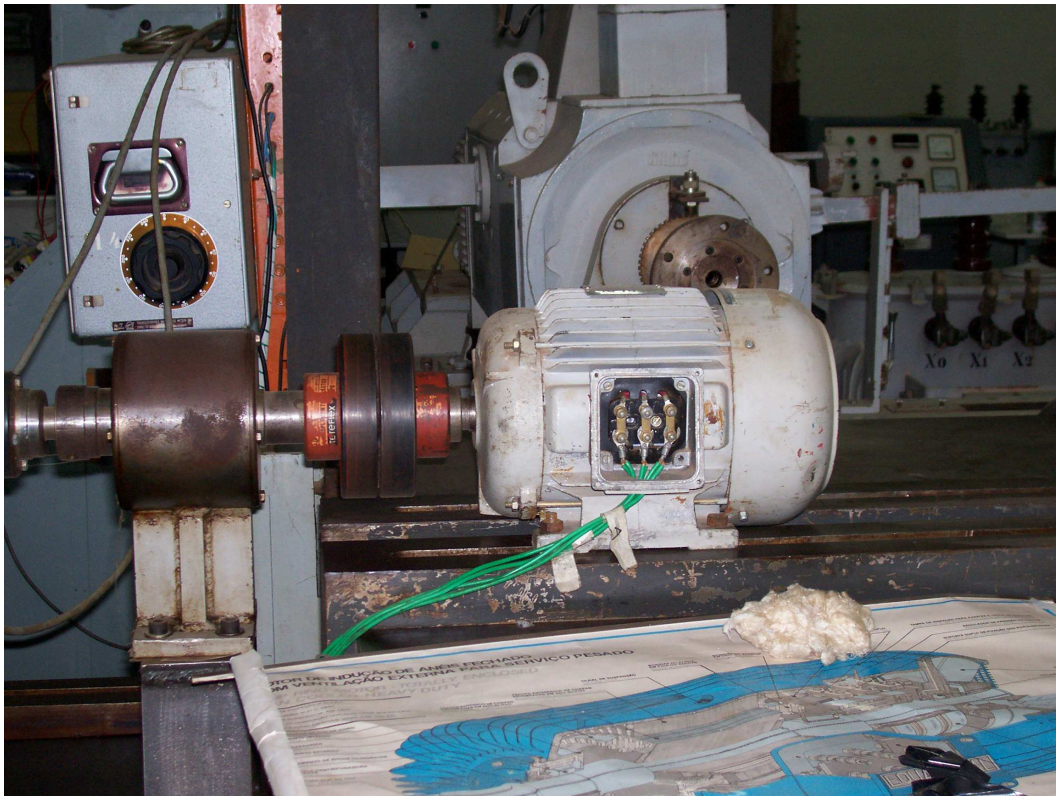


Figura 5.4 – Motor ensaiado

### 5.3 Dados do Inversor



O Inversor de frequência utilizado foi o Simovert Master Control da Siemens, potência de 15kW, compact unit e com frequência de chaveamento ajustada em 8kHz. A figura 5.4 ilustra o inversor utilizado.



Figura 5.5 – Inversor Siemens utilizado nos ensaios

De acordo com o manual do equipamento [22], a família de inversores Simovert é composta por uma série de equipamentos modulares, com alto desempenho e cobre uma extensa faixa de potência que varia entre 0,55kW até 2300kW, conforme detalhado na figura 5.5

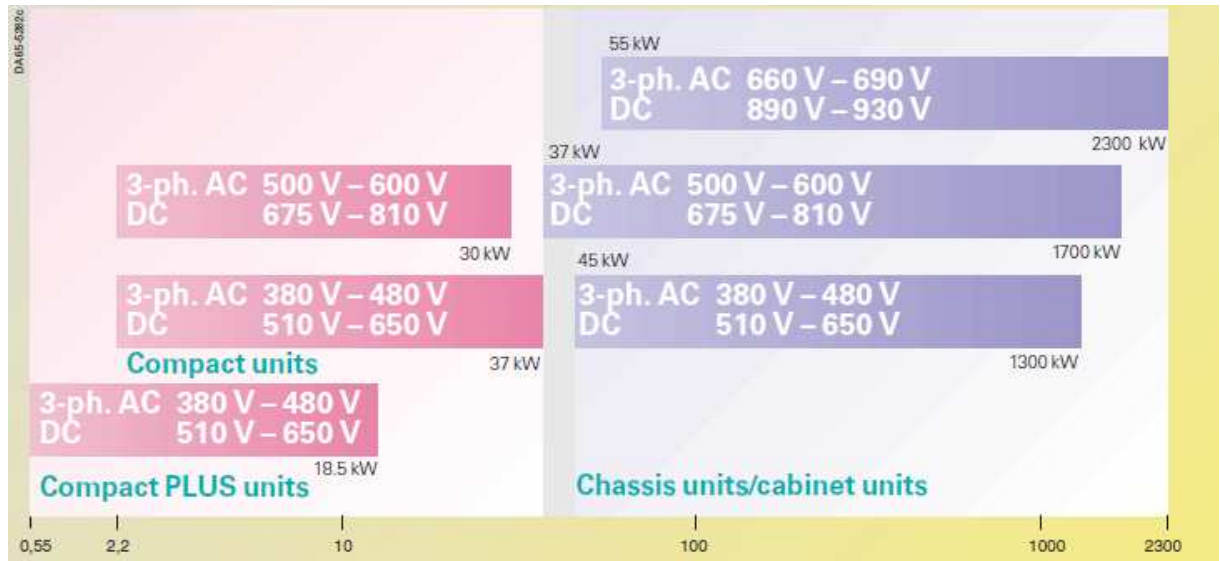


Figura 5.6 – Faixa de potência de saída dos inversores Siemens

O inversor utilizado é composto por um retificador a diodo de 6 pulsos com um circuito de pré carga que habilita o fluxo de potência entre o sistema alimentador e o barramento CC. Já com relação ao circuito inversor, o mesmo é composto por uma ponte inversora com 6 IGBT's, conforme detalhado na figura 5.6

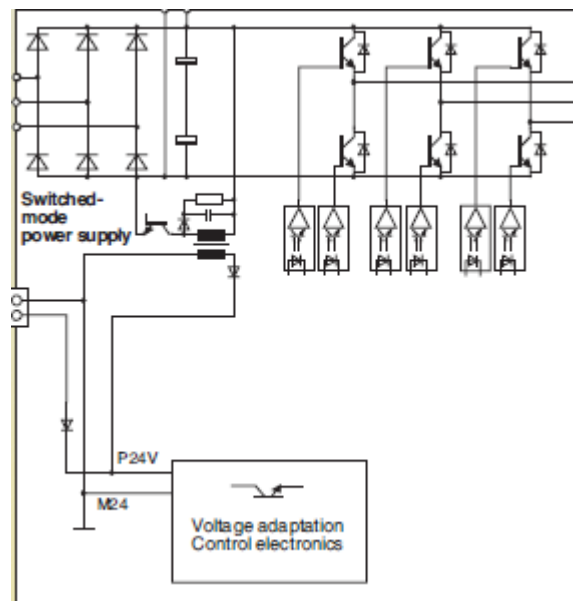


Figura 5.7 – Configuração para o inversor Siemens

O inversor possui uma interface homem máquinas responsável pela parametrização do inversor (PMU), a qual é montada na parte frontal do equipamento, conforme visualizado na figura 5.7. As principais funções que esta interface permite são [22]:

- Partida do equipamento, do circuito de retificador e circuito inversor;
- Controle, tais como, ligar/desligar, aumentar ou diminuir valores de parâmetros, rotação horária e anti horária;
- Visualizar para parâmetros e valores atuais;
- Visualizar condição atual do equipamento;
- Visualizar alarmes e faltas

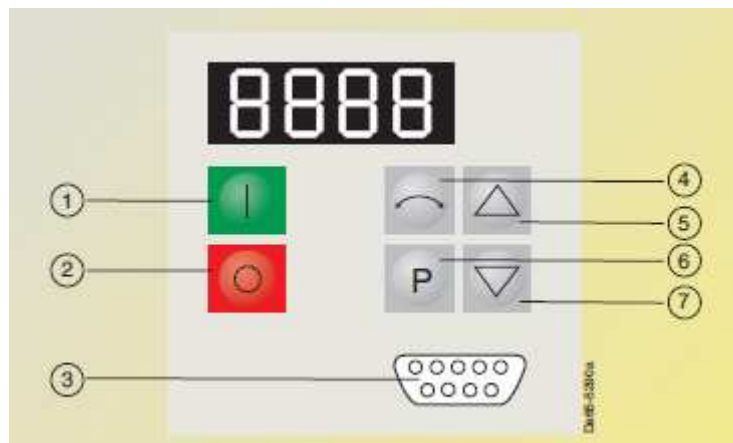


Figura 5.8– Interface homem máquina do inversor Siemens (PMU)

O inversor utilizado apresenta dois modos de controle:

- Controle escalar (controle pela característica V/f): Com ou sem sensor de velocidade, o controle escalar é utilizado em aplicações simples.

- Controle vetorial: Neste modo de operação, o desempenho dinâmico do motor de indução pode ser comparado a de um motor CC. Isto é obtido com o modelamento preciso do motor, conforme visto no item 3.3.2.

## 5.4 Descrição dos ensaios

O motor de indução a ser ensaiado foi acoplado diretamente a um gerador CC, com excitação independente no qual era responsável em fornecer torque ao motor. O torque era manipulado variando-se o valor da resistência líquida acoplada ao dinamômetro

No caso para as medições com alimentação senoidal, os terminais de saída da bancada de testes eram diretamente conectados ao motor a ser ensaiado. Para a condição de alimentação através de um inversor, o mesmo era ligado nos terminais de saída da bancada e os terminais de saída do inversor eram ligados ao motor.

Os resultados utilizados na abordagem neste trabalho foram obtidos através de várias condições de carga, com e sem inversor, variando-se a frequência da tensão de saída do inversor. Numa descrição mais específica, a carga aplicada ao motor variou de 10% até 105% do seu valor nominal em valores discretos para cada tipo de acionamento escolhido e os valores obtidos estão apresentados no apêndice deste trabalho.

No caso da frequência, há senoidal 60 Hz ou com a utilização do inversor nas frequências permitidas 60Hz, 55Hz, 50Hz e 45Hz. Cabe destacar que foi utilizada a configuração Standard do inversor (controle escalar). Na figura 5.8 pode-se visualizar a montagem do sistema utilizado neste trabalho.

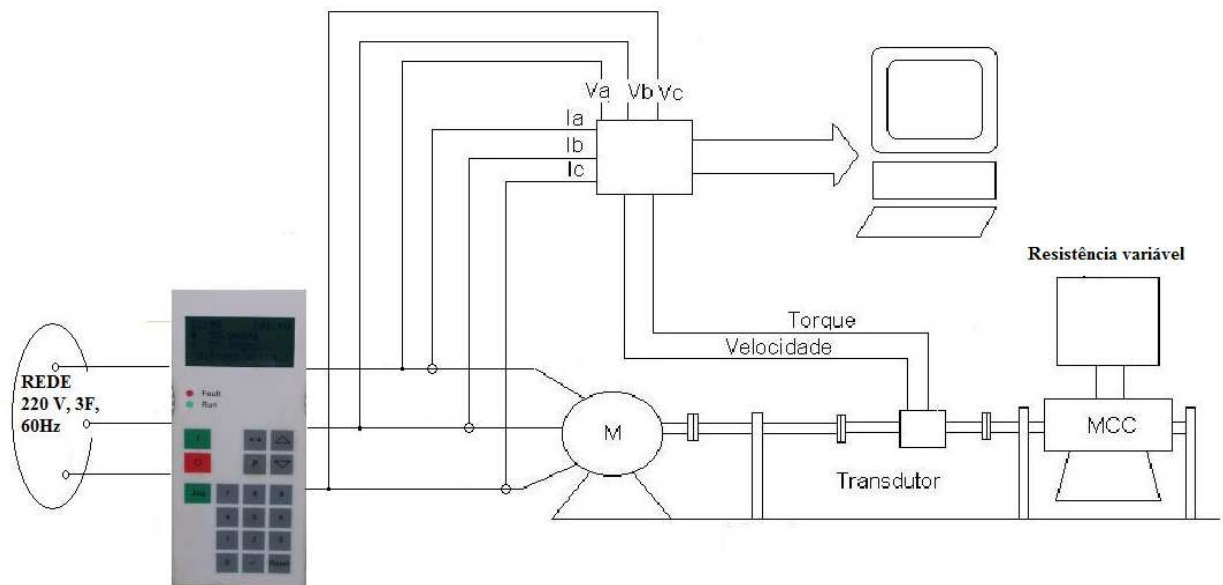


Figura 5.9– Configuração dos testes



Foram obtidas para cada condição de carga, três medidas de modo a atenuar a variação do valor da resistência. Os valores utilizados neste trabalho tratam-se da média destas três medidas obtidas.

Os rendimentos obtidos nas diversas condições de carga e frequências foram plotados num gráfico e através de métodos de regressão foram obtidas as curvas que dão subsídios para o análise e conclusões deste trabalho.

Houve uma limitação na bancada de testes que permitiam somente as frequências acima citadas.

## 5.5 Resultados

A análise quantitativa do desempenho do motor sob as várias condições descritas no item 5.4, se dá através de curvas que mostram o comportamento das grandezas elétricas e mecânicas envolvidas neste estudo.

Nesta abordagem em específico, as curvas analisadas serão Rendimento X Carga, apresentadas nas figuras de 5.10 a 5.14, nas mais diversas condições ensaiadas e as curvas Carga X Perdas elétricas apresentadas nas figuras de 5.15 a 5.20, pois todas estas expressam o desempenho do motor, base para análises e conclusões deste trabalho.

As curvas apresentadas nas figuras de 5.10 a 5.20 são originadas dos dados apresentados nas tabelas do apêndice A a D e estes foram manipulados e obtidos através do *software* descrito no item 5.1.

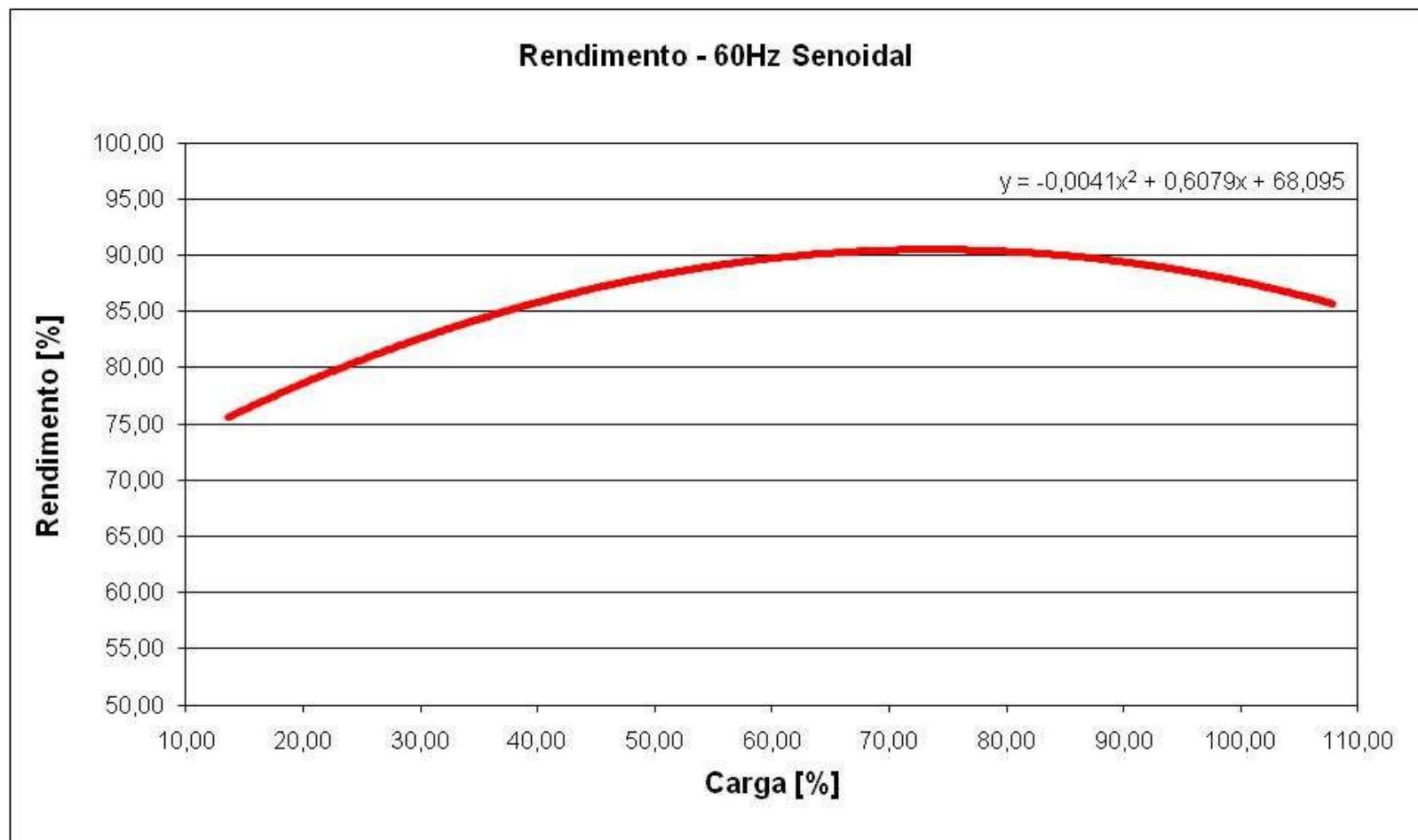


Figura 5.10- Rendimento obtido para 60Hz senoidal

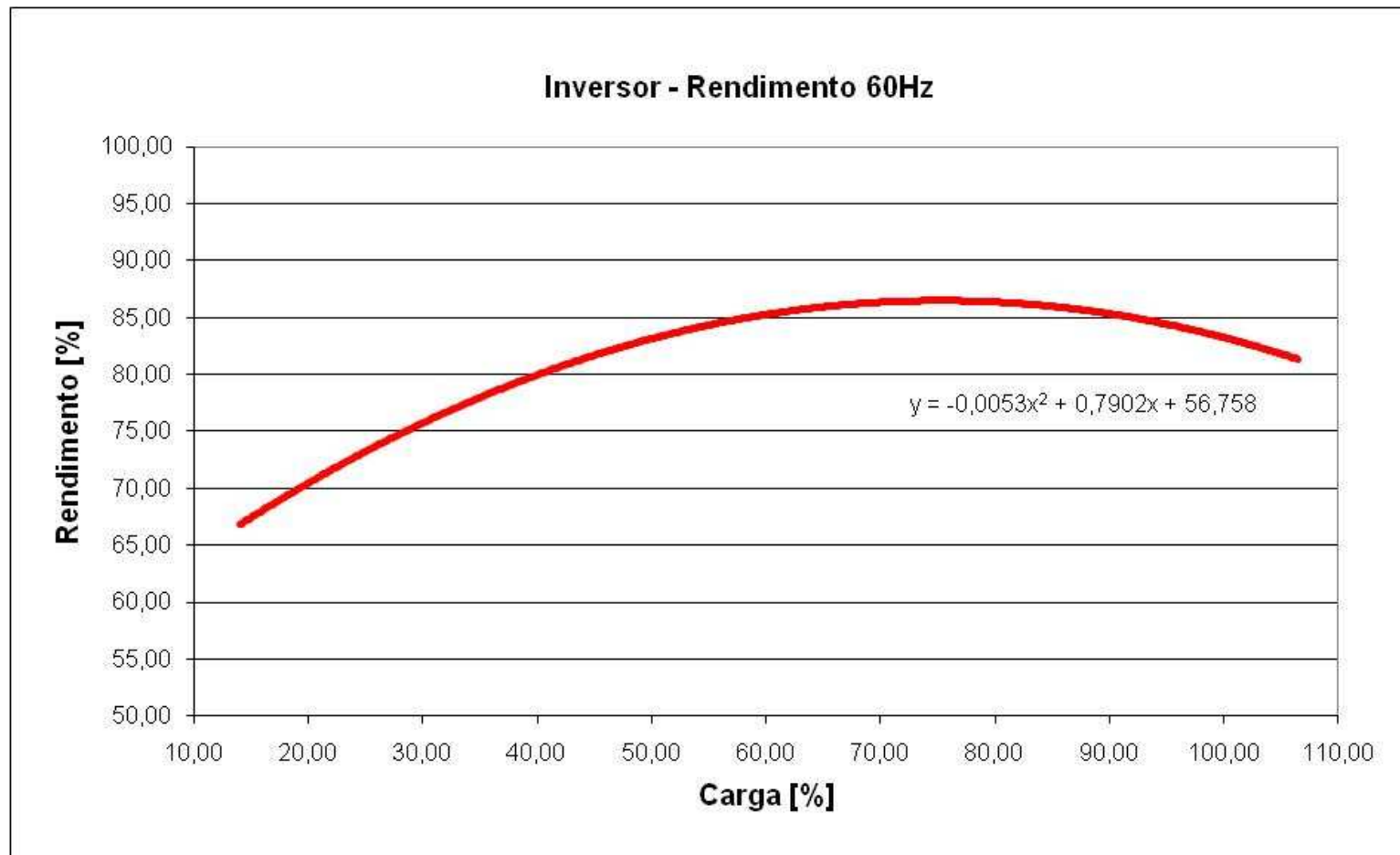


Figura 5.11 - Rendimento obtido para 60Hz com inversor

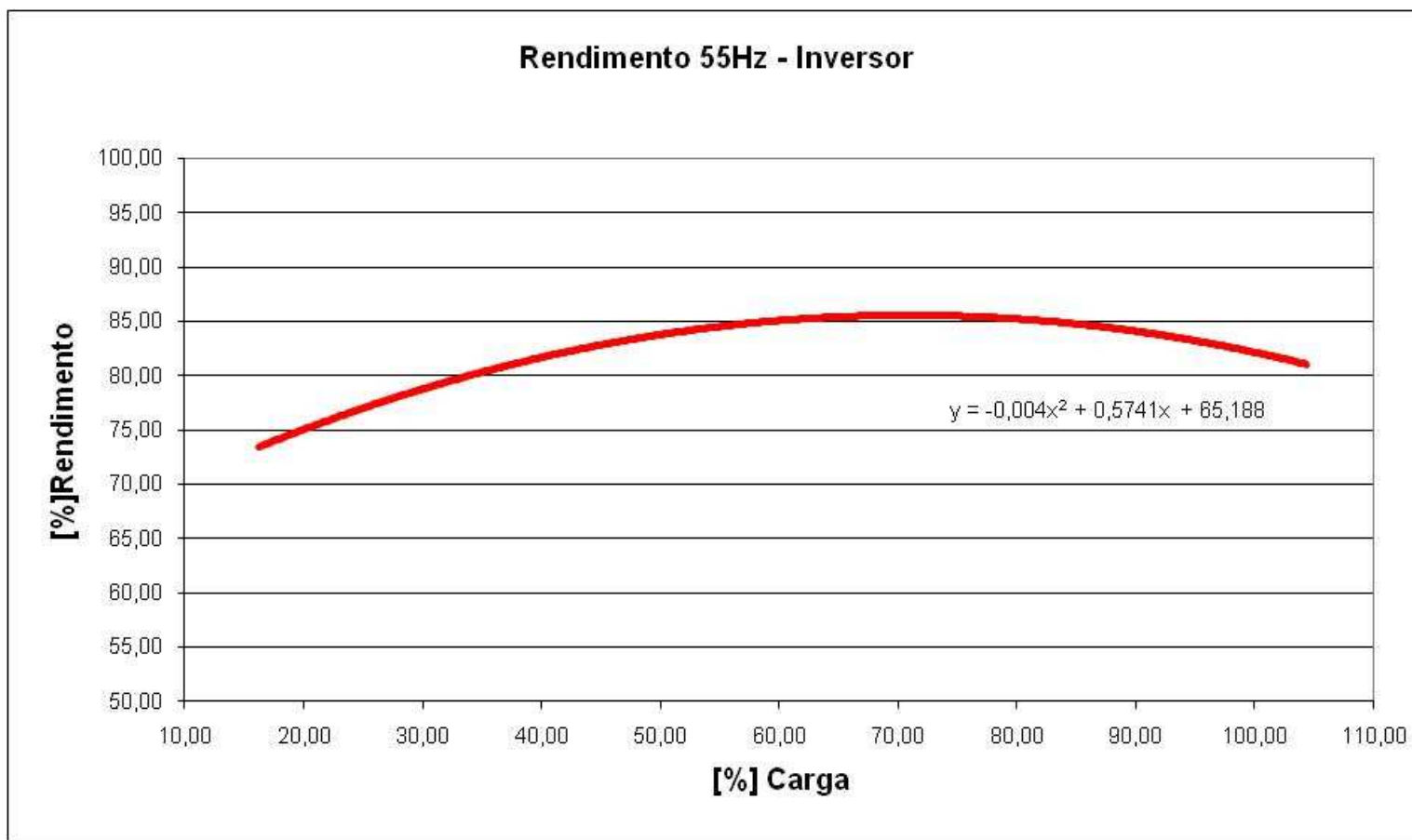


Figura 5.12 - Rendimento obtido para 55Hz com inversor

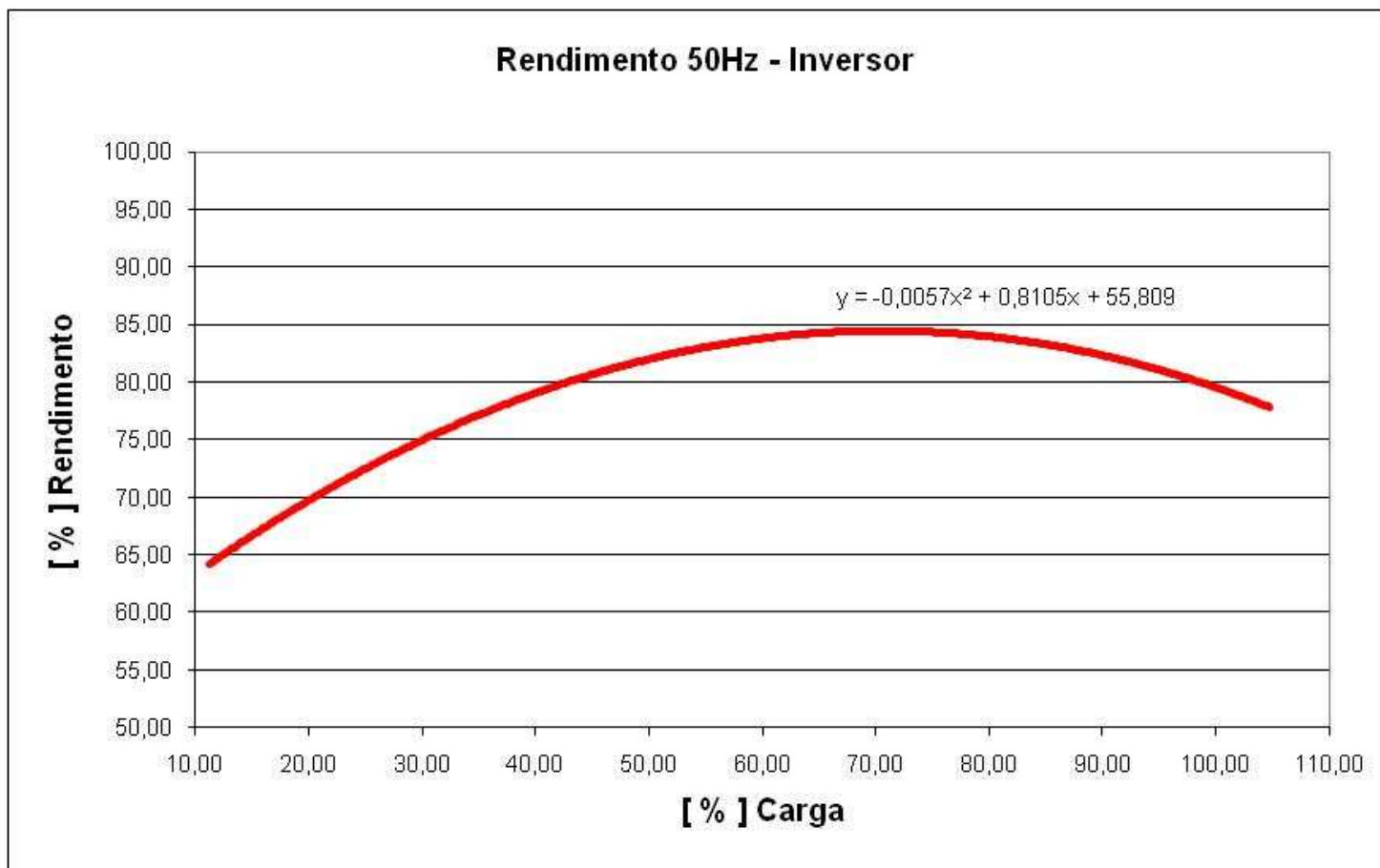


Figura 5.13 - Rendimento obtido para 50Hz com inversor

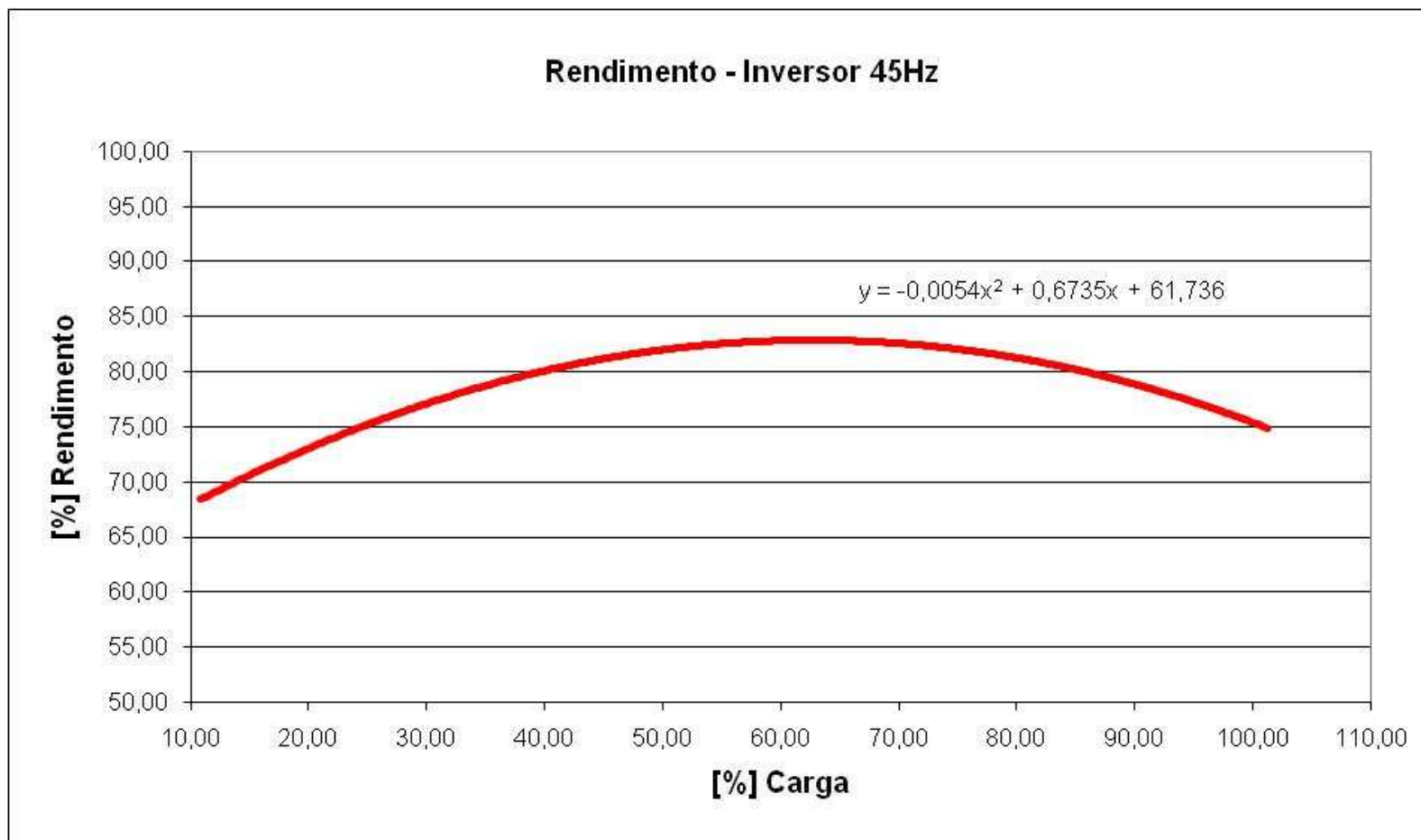


Figura 5.14 - Rendimento obtido para 45Hz com inversor

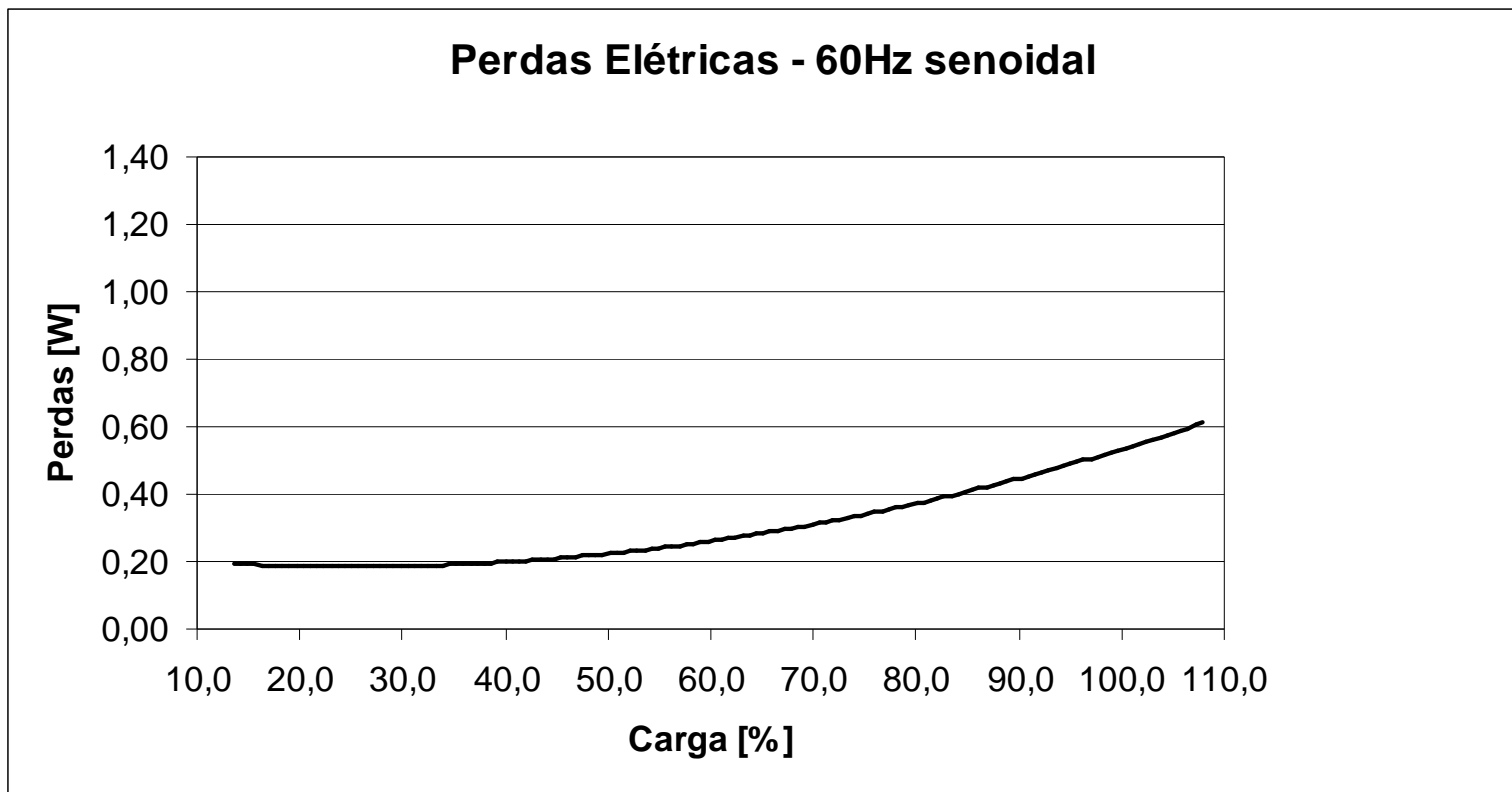


Figura 5.15 – Perdas eléctricas para 60Hz senoidal

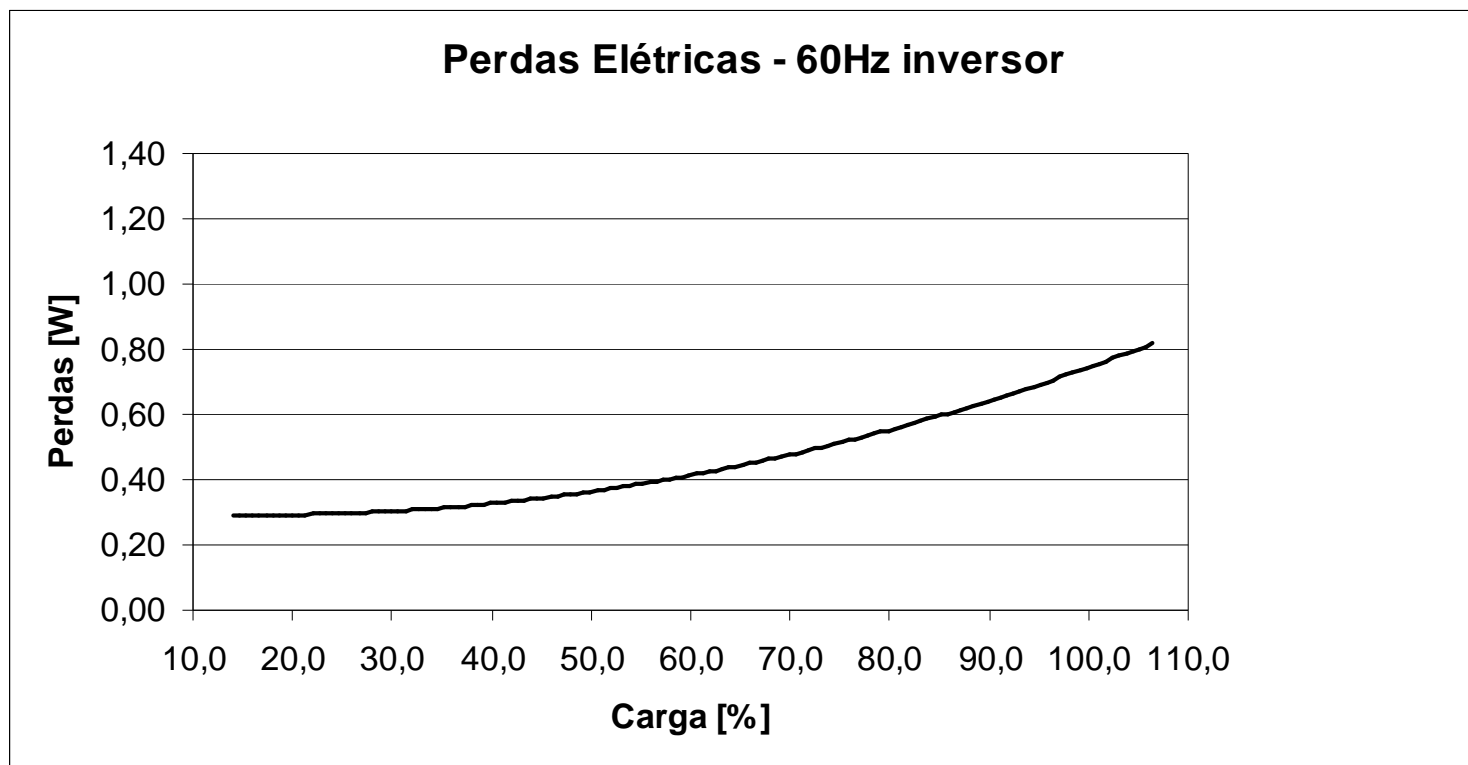


Figura 5.16 – Perdas eléctricas para 60Hz com inversor



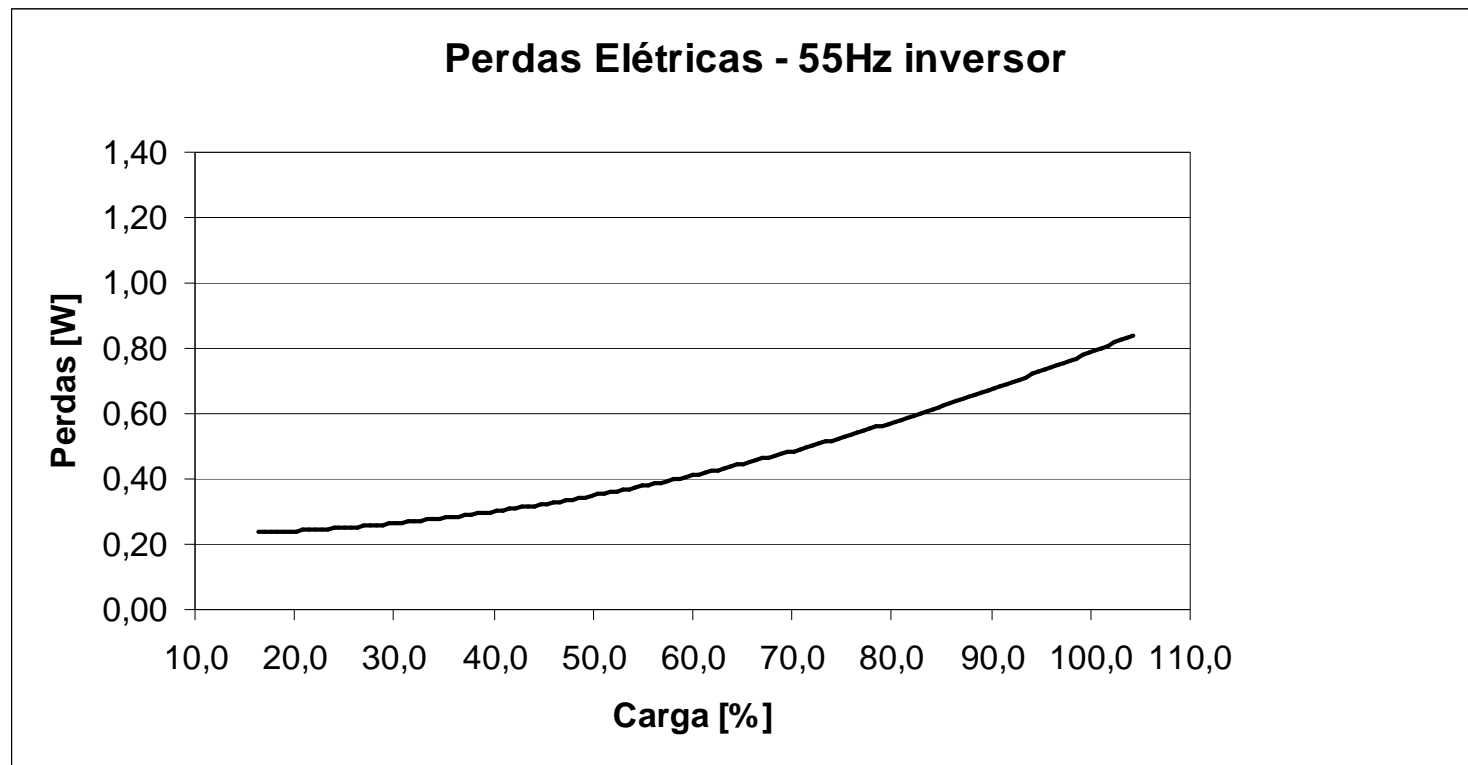


Figura 5.17 – Perdas elétricas para 55Hz com inversor

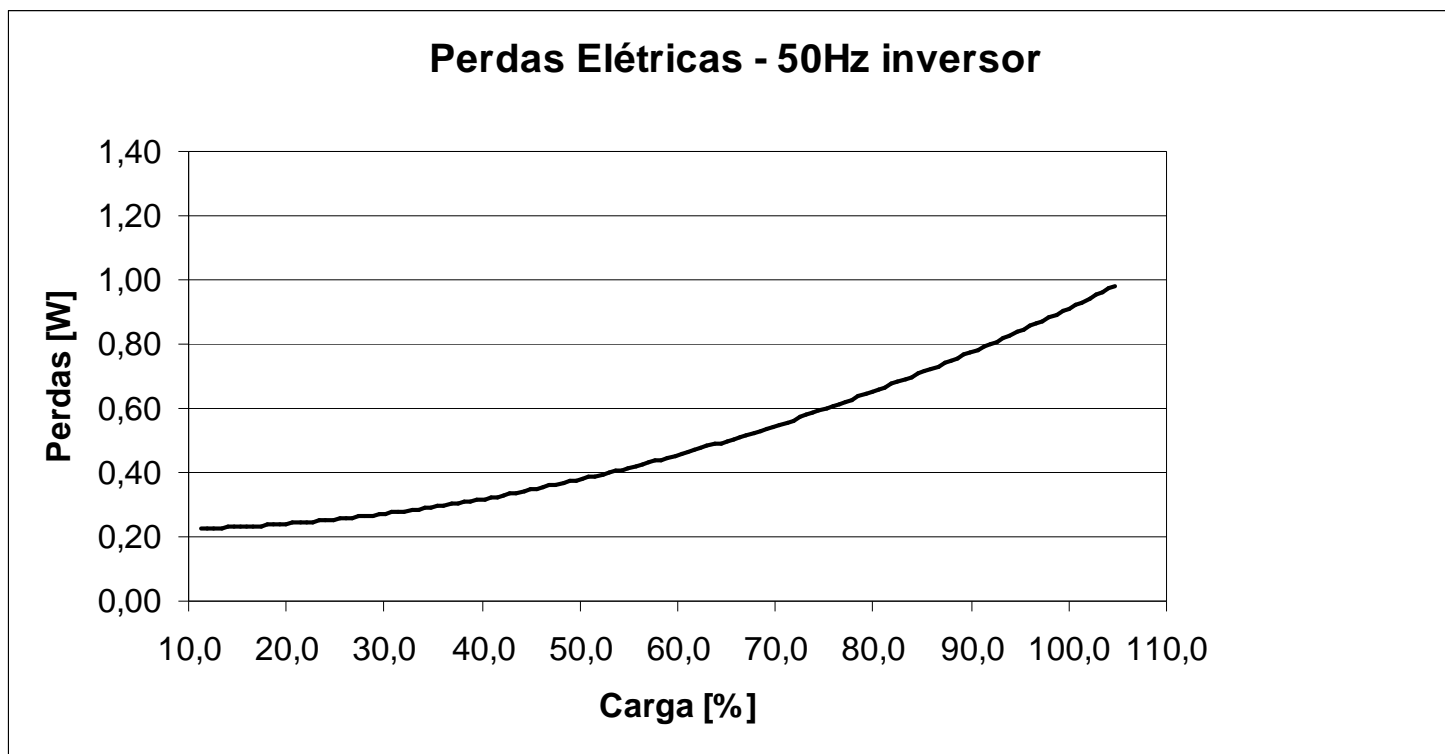


Figura 5.18 – Perdas elétricas para 50Hz com inversor

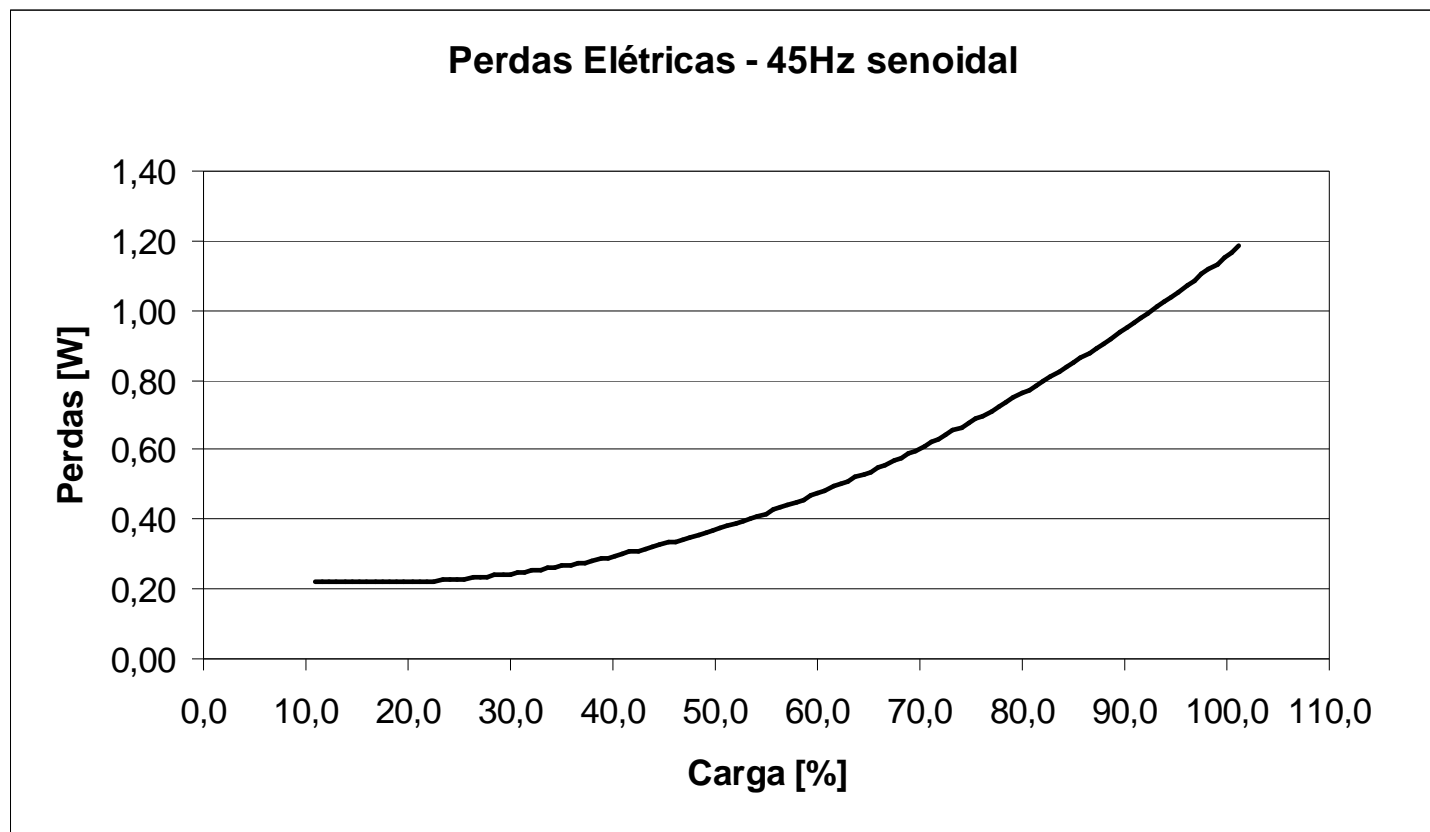


Figura 5.19 – Perdas eléctricas para 45Hz com inversor

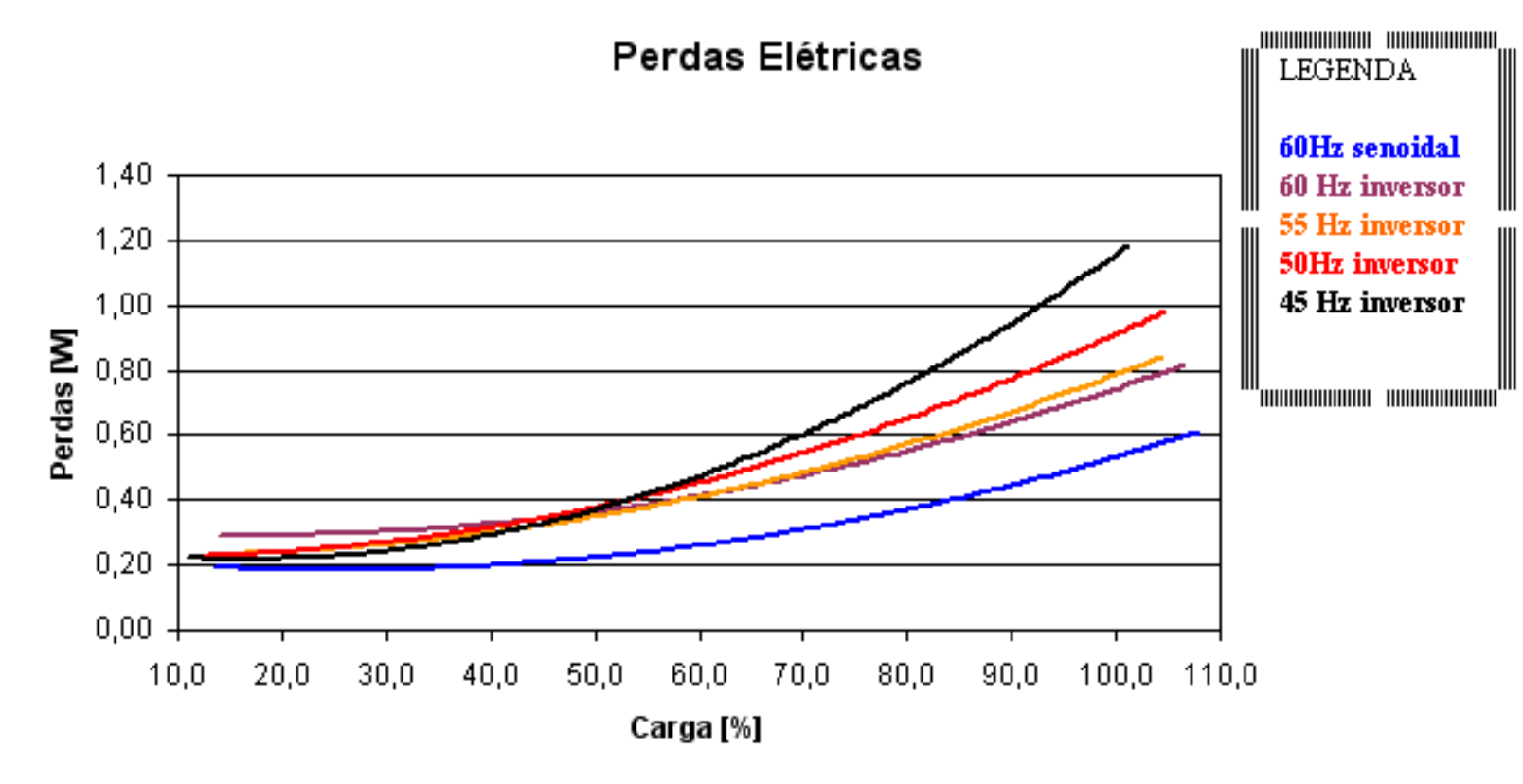


Figura 5.20– Perdas elétricas para todas as situações

Para uma análise mais detalhada do rendimento do motor ensaiado, extraiu-se dos gráficos acima, a tabela 5.1 que irá permitir, de forma quantitativa, comparar desempenho do motor nas mais diversas condições ensaiadas.

Tabela 5.1: Rendimento em diversas condições de carga

	%Carga			
	25	50	75	100
60Hz senoidal	80,73	88,24	90,63	87,89
60 Hz inversor	73,20	83,02	86,21	82,78
55 Hz inversor	77,04	83,89	85,74	82,59
50 Hz inversor	72,51	82,08	84,53	79,86
45 Hz inversor	75,20	82,91	83,87	78,09

## CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 Conclusões

A falta normalização que especifique o procedimento de ensaio para avaliação do rendimento do sistema (inversor + motor) permite que o ensaio seja realizado de diferentes maneiras. Neste trabalho em específico, adotou-se o método da medição direta da potência de entrada e saída, sendo assim, os resultados aqui apresentados podem diferir de outros apresentados em outras literaturas. É importante salientar que devido à complexidade do assunto, muitos aspectos ainda encontram-se em fase de estudos, uma vez que vários fatores podem influenciar o comportamento das perdas.

Cabe ressaltar que as análises se restringem aos motores elétricos de baixa tensão e potência. Analisando o conjunto de gráficos apresentados pelas figuras de 5.10 a 5.20, e auxiliado pela bibliografia disponível sobre o assunto conclui-se

- a) Motores de indução, quando alimentado por um inversor de frequência com modulação PWM, têm seu rendimento diminuído, em relação a um motor alimentado por tensão puramente senoidal, devido ao aumento nas perdas ocasionado pelas harmônicas.
- b) A maior parcela de contribuição para o aumento destas são as perdas no ferro ocasionadas pelas altas frequências presentes na tensão imposta pelo inversor, quando este alimenta o motor.
- c) Abordando mais especificamente os gráficos apresentados nas figuras de 5.10 a 5.14, observa-se que o máximo rendimento é atingido num ponto de menor carga quanto menor é frequência aplicada. Exemplificando, para 60 Hz com inversor, o máximo rendimento fica em torno de 75% da carga nominal e para 45 Hz com inversor, o rendimento máximo fica em torno 60% da carga nominal

## **6.2 Trabalhos futuros**

Na literatura encontram-se referencias citando que motores de alto rendimento, mesmo quando alimentados por inversores de frequência, apresentam rendimentos melhores quando comparados aos motores das linhas Standard alimentados por tensão senoidal. Para estudos futuro, fica a proposição, realizar os mesmos testes, porém com motores de alto rendimento e comparar os resultados com os obtidos neste trabalho;

## **6.3 Publicações associadas da dissertação de mestrado**

[a] A.J.J.Rezek, R.Camargo “Desempenho de motores de indução trifásicos alimentados por inversores de frequência”, VIII Conferencia internacional de aplicações industriais - INDUSCON, 2008.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] A.G.Torres, “Estudo e caracterização de perdas magnéticas em motores de indução” tese de doutorado, UFMG, Belo Horizonte, 2004.
- [2] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr. e A. Kusko, “Máquinas Elétricas - Conversão Eletromecânica da Energia - Processos, Dispositivos e Sistemas”, McGraw-Hill, 1975
- [3] FUPAI - Fundação de Pesquisa e Assessoramento a Indústria, “Motores elétricos”, apostila, Itajubá, 19XX
- [4] ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, “NBR 5383 Máquinas elétricas girantes Parte 1: Motores de indução trifásicos- Ensaios”, Rio de Janeiro, 2002.
- [5] M. Isoni, “Impacto dos conversores de frequência PWM sobre o rendimento dos motores”, Eletricidade Moderna, Maio/2006.
- [6] J.G Rolim, “Materiais elétricos”, apostila, UFSC, Florianópolis, 2002
- [7] M.Gussow, “Eletricidade Básica”, 1ª Edição, Editora McGraw-Hill, São Paulo, 19XX
- [8] I. L. Kosow, “Máquinas elétricas e transformadores”, Editora Globo, Porto Alegre, 1982
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics: converters, applications, and design”, John Wiley & Sons, 2nd Edition, New York, USA, 1995.
- [10] J.A.Pomilio, “Eletrônica de potência”, apostila, UNICAMP, Campinas, 2006.
- [11] T. C. G. Silva “Análise de desempenho de motores de indução trifásicos acionados por inversores PWM” dissertação de mestrado, EFEI, Itajubá, 2000
- [12] WEG Equipamentos S/A, “Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM”, Guia técnico, Jaraguá do Sul, 2009.
- [13] M. Sokola, V. Vuckovic, and E. Levi, “Iron losses in current-controlled PWM inverter fed induction machines” 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, Volume 1, Issue 13-16 May 1996.
- [14] C.A Hernandez-Aramburo, T.C Green, and A.C Smith, “Assessment of power losses of an inverter-driven induction machine with its experimental validation”, 37th Annual Meeting Industry Applications Conference, 2002.
- [15] W. L. Pires, H. G. G. Melo, “Minimização de perdas de motores elétricos de alimentados por conversores de frequência-solução fluxo ótimo”, IEEE PCIC Brasil, 2006.



- [16] A. Boglietti; P. Ferraris; M. Lazzari and F. Profumo, “Iron losses in magnetic materials with six-step and PWM inverter”, IEEE transaction on magnetics, jul 1998
- [17] C.A Hernandez-Aramburo, T.C Green, and A.C Smith, “Losses in grid and inverter supplied induction machine drives”, IEE Proceedings -Electric Power Applications Volume 150, Issue 6, 7 Nov. 2003
- [18] IEC – International electrotechnical commission, “IEC TS 60034-25 – Rotating electrical machines part 25: Guidance for the design and performace of AC motors specifically designed for converter supply”, Genebra, Suiça, 2007.
- [19] IEC – International electrotechnical commission, “IEC TS 60034-17 – Cage induction motors when fed from converters – Application guide”, Genebra, Suiça, 2006.
- [20] NEMA – National electrical manufacture association, “NEMA MG-1 – Motors and generators”, Rosslyn, EUA, 2003.
- [21] A. L. P. Oliveira. Análise técnico econômico do reparo de motores visando a conservação de energia, Iniciação Científica, Universidade Federal de Itajubá, 2000.
- [22] Siemens Aktiengesellschaft, “Simovert Máster Drives – Operation instructions”, Erlangen, Alemanha, 1996.

## **APENDICE**

Apêndice A – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 60Hz senoidal

Apêndice B – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 60Hz com inversor

Apêndice C– Tabela de dados obtido do programa para a condição de 55Hz com inversor

Apêndice D– Tabela de dados obtido do programa para a condição de 50Hz com inversor

Apêndice E– Tabela de dados obtido do programa para a condição de 45Hz com inversor

Apêndice F – Parametrização básica do inversor Siemens

## Apêndice A – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 60Hz senoidal

% Carga	Rot	Tor	P mec	I	Ia	Ib	Ic	Uan	Ubn	Ucn	Uab	P elet	Rendi	Escorr	Perda
13,56	1797,67	2,67	0,50	9,83	10,09	10,12	10,01	129,23	129,80	129,40	224,30	0,70	71,97	0,10	0,20
18,10	1793,00	3,57	0,67	9,77	10,07	10,07	9,97	129,27	129,83	129,50	224,37	0,85	79,07	0,33	0,19
34,08	1783,00	6,75	1,26	9,98	10,37	10,28	10,21	128,93	129,53	129,23	223,83	1,45	87,40	0,87	0,17
37,81	1783,33	7,49	1,40	10,25	10,57	10,54	10,46	129,13	129,67	129,30	224,10	1,61	86,97	0,93	0,21
63,86	1770,00	12,75	2,36	11,61	11,94	11,92	11,83	129,10	129,77	129,33	224,13	2,68	88,13	1,67	0,28
78,11	1761,00	15,67	2,89	12,56	12,97	12,85	12,79	129,10	129,93	129,57	224,37	3,27	88,47	2,20	0,36
95,71	1751,33	19,31	3,54	14,07	14,39	14,34	14,27	128,90	129,53	129,23	223,80	4,03	87,93	2,73	0,49
107,83	1739,67	21,90	3,99	15,16	15,59	15,49	15,41	128,80	129,57	129,30	223,80	4,57	87,33	3,40	0,61

## Apêndice B – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 60Hz com inversor

% Carga	Rot	Tor	P mec	I	Ia	Ib	Ic	Uan	Ubn	Ucn	Uab	P elet	Rendi	Escorr	Perda
14,01	1798,00	2,75	0,52	3,16	4,59	4,12	3,96	128,70	129,23	128,80	223,30	0,78	66,13	0,10	0,27
17,86	1795,33	3,51	0,66	3,90	5,58	5,00	4,83	128,23	128,77	128,23	222,43	0,99	67,07	0,23	0,31
30,75	1787,67	6,08	1,14	5,64	7,51	6,90	6,68	128,83	129,43	128,93	223,53	1,46	77,90	0,73	0,32
37,88	1783,33	7,51	1,40	6,57	8,58	7,96	7,70	128,70	129,20	128,77	223,27	1,71	82,07	0,93	0,33
53,11	1775,00	10,57	1,97	8,75	10,93	10,31	9,99	128,57	129,17	128,63	223,07	2,32	84,73	1,33	0,36
69,55	1766,33	13,91	2,57	11,30	13,70	13,12	12,71	128,40	129,00	128,50	222,80	3,05	84,30	1,90	0,47
81,56	1759,33	16,38	3,02	13,22	15,52	15,03	14,59	128,30	128,77	128,30	222,50	3,58	84,23	2,33	0,56
96,91	1749,33	19,58	3,59	15,59	18,22	17,56	17,12	128,47	129,17	128,57	222,97	4,31	83,27	2,80	0,74
106,42	1741,67	21,59	3,94	17,04	19,55	19,02	18,54	128,40	129,03	128,43	222,73	4,73	83,33	3,27	0,80

### Apêndice C – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 55Hz com inversor

<b>% Carga</b>	<b>Rot</b>	<b>Tor</b>	<b>P mec</b>	<b>I</b>	<b>Ia</b>	<b>Ib</b>	<b>Ic</b>	<b>Uan</b>	<b>Ubn</b>	<b>Ucn</b>	<b>Uab</b>	<b>P elet</b>	<b>Rendi</b>	<b>Escorr</b>	<b>Perda</b>
16,28	1642,33	3,50	0,60	3,43	4,82	4,27	4,17	127,63	128,27	127,73	221,50	0,83	72,53	8,80	0,22
30,61	1632,67	6,63	1,13	5,53	7,40	6,73	6,55	127,70	128,23	127,67	221,47	1,43	79,37	9,30	0,29
39,69	1626,33	8,62	1,47	6,77	8,94	8,22	7,98	127,80	128,40	127,83	221,70	1,78	82,47	9,70	0,30
48,79	1620,00	10,64	1,81	7,91	10,31	9,58	9,27	127,63	128,23	127,67	221,37	2,13	84,77	10,03	0,34
67,30	1605,67	14,81	2,49	10,65	13,38	12,79	12,27	127,60	128,20	127,70	221,40	2,95	84,33	10,80	0,48
79,41	1596,33	17,58	2,94	12,52	15,31	14,75	14,20	127,67	128,40	127,83	221,63	3,49	84,20	11,37	0,55
104,32	1573,33	23,42	3,86	16,29	19,60	19,40	18,44	127,17	128,20	127,57	221,07	4,72	81,77	12,60	0,85

## Apêndice D – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 50Hz com inversor

% Carga	Rot	Tor	P mec	I	Ia	Ib	Ic	Uan	Ubn	Ucn	Uab	P elet	Rendi	Escorr	Perda
11,28	1501,00	2,65	0,42	2,73	4,17	3,56	3,49	127,83	128,23	127,77	221,60	0,66	61,57	16,60	0,22
14,26	1498,33	3,36	0,53	3,21	4,71	4,09	4,00	127,87	128,27	127,80	221,67	0,79	66,80	16,73	0,24
34,88	1486,00	8,29	1,29	6,05	8,07	7,30	7,14	127,77	128,23	127,73	221,60	1,58	81,77	17,43	0,29
57,38	1468,00	13,81	2,12	9,50	11,98	11,15	10,88	127,97	128,53	127,97	221,93	2,58	82,30	18,43	0,44
77,10	1452,33	18,76	2,85	12,51	15,30	14,49	14,10	127,80	128,20	127,80	221,60	3,46	82,33	19,27	0,61
87,95	1442,67	21,54	3,25	14,35	17,21	16,30	15,96	127,83	128,33	127,87	221,70	4,00	81,30	19,83	0,76
104,75	1430,00	25,88	3,88	17,26	20,00	19,39	18,88	127,73	128,27	127,80	221,53	4,86	79,73	20,57	0,98

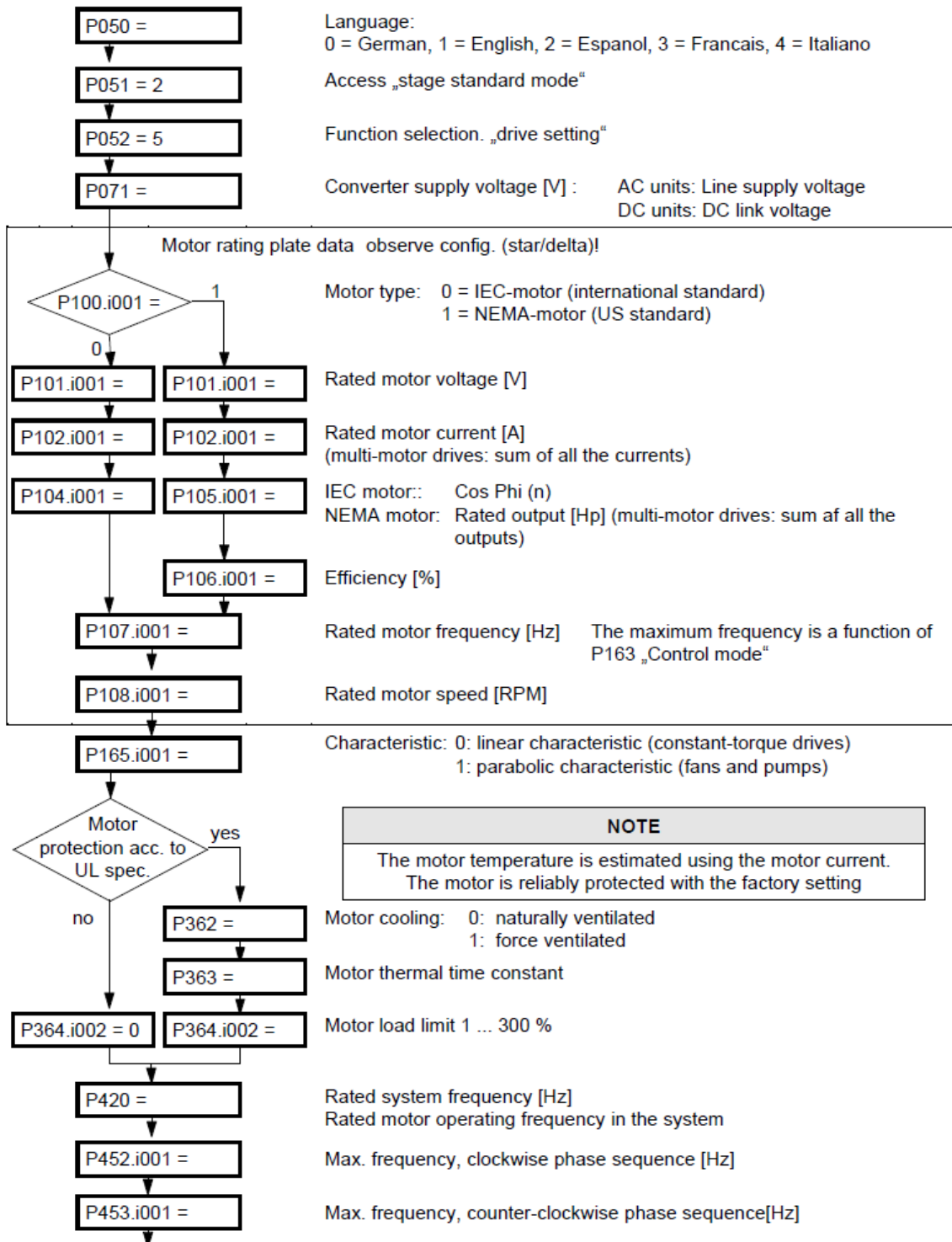
## Apêndice E – Tabela de dados obtido do programa para a condição de 45Hz com inversor

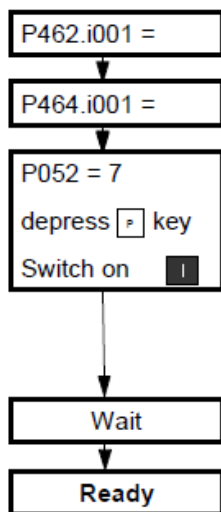
% Carga	Rot	Tor	P mec	I	Ia	Ib	Ic	Uan	Ubn	Ucn	Uab	P elet	Rendi	Escorr	Perda
10,84	1346,67	2,85	0,40	2,31	3,78	3,46	3,18	128,10	128,73	128,17	222,27	0,60	66,73	25,17	0,21
13,51	1343,67	3,55	0,50	2,72	4,30	3,89	3,64	127,93	128,63	128,13	222,07	0,71	70,83	25,30	0,20
26,93	1331,33	7,15	1,00	4,77	6,93	6,40	6,03	127,93	128,63	128,07	222,03	1,30	76,93	26,03	0,26
51,72	1309,33	13,96	1,91	8,14	10,97	10,62	9,91	127,83	128,53	128,07	222,00	2,31	82,97	27,30	0,41
64,53	1295,67	17,60	2,39	10,19	13,17	12,84	12,07	127,77	128,50	128,03	221,90	2,89	82,63	28,03	0,54
78,41	1279,33	21,65	2,90	12,81	15,66	15,26	14,58	127,53	128,37	127,87	221,53	3,60	80,57	28,93	0,68
86,40	1268,67	24,06	3,20	14,15	17,19	16,92	16,09	127,63	128,50	128,03	221,80	4,05	79,00	29,53	0,85
95,51	1255,33	26,88	3,53	15,90	19,16	18,82	17,96	127,60	128,37	127,87	221,60	4,59	76,97	30,30	1,08
101,20	1247,33	28,67	3,74	17,15	20,33	19,80	19,09	127,77	128,33	127,83	221,67	4,93	76,03	30,73	1,20

## **Apêndice F – Parametrização básica do inversor Siemens**



## 4.2.1 Parameterization „Standard application“





Ramp-up time from standstill up to the rated system freq. (P420)

Ramp-down time from the rated system freq. (P420) down to standstill

Function selection „motor identification at standstill“  
(includes „ground fault test“ and „automatic parameterization“)

<b>NOTE</b>
Current flows in the motor and the rotor can align itself

Alarm „A078“ appears after the P key is depressed. The converter must be switched-on within 20 s.

Wait until the converter is again „ready to switch-on“! (operating display: 009). If error „Fxx“, see Chapter 12 „Fault and alarm messages“.