

MON
621.534
5526c
TOM/MEU

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA

CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

**CARACTERIZAÇÃO DAS VIBRAÇÕES MECÂNICAS EM SISTEMAS
COM
MOTORES DE INDUÇÃO ACIONADOS POR INVERSORES**

Dissertação apresentada à
Universidade Federal de Uberlândia por:

MARCELO EURÍPEDES DA SILVA ✕

como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Eng. Mecânica

DIRBI/UFU



1000187867

Aprovada por:

Prof. Dra. Vera Lúcia D. S. Franco – (UFU) – Orientadora

Prof. Dr. Francisco Paulo Lépore Neto – (UFU) – Co-Orientador

Prof. Dr. Manoel Luis de Aguiar – (USP)

Prof. Dr. Domingos Alves Rade – (UFU)

Uberlândia, MG, Brasil, Agosto de 1999



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
COORDENAÇÃO DO CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA MECÂNICA
Av. João Naves de Ávila 2160 Campus Santa Mônica Uberlândia - MG 38408-100
Fone: 0342394149- FAX: 034 2394282

1107
621:534
05860
YES100
27.1

ALUNO: MARCELO EURÍPEDES DA SILVA

NÚMERO DE MATRÍCULA: 5972629-3

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Mecânica dos Sólidos e Vibrações

PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA: NÍVEL MESTRADO

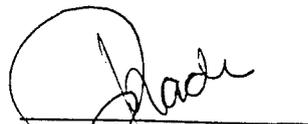
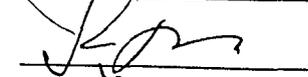
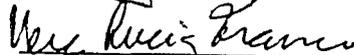
TÍTULO DA DISSERTAÇÃO:

Caracterização das Vibrações Mecânicas em Sistemas com Motores de Indução Acionados por Inversores

ORIENTADOR: Profa. Dra. Vera Lúcia D S Franco

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Francisco Paulo Lépure Neto

A Dissertação foi APROVADA em reunião pública, realizada no Anfiteatro do Bloco 1Q do Campus Santa Mônica, em 27 de agosto de 1999, as 13 horas 30 min, com a seguinte Banca Examinadora:

NOME		ASSINATURA
Domingos Alves Rade, Prof. Dr.	UFU	
Francisco Paulo Lépure Neto, Prof. Dr.	UFU	
Manoel Luis de Aguiar, Prof. Dr.	USP	
Vera Lúcia Donizeti Souza Franco, Profa. Dra.	UFU	

Uberlândia, 27 de agosto de 1999.

A meus pais Eurípedes e Adelina

A minha avó Francisca

A minha tia Zéze

A minha amada Kelly

MEUS AGRADECIMENTOS

A Prof.a. Dra. Vera Lúcia D. S. Franco e ao Prof. Dr. Francisco Paulo Lépore Neto, pela orientação, apoio e incentivo durante todo o trabalho.

A todos os funcionários e professores do DEEME que contribuíram para realização do trabalho, em especial aos técnicos da Oficina Mecânica, pelo auxílio na fabricação das peças da bancada.

Às secretárias da pós-graduação Janete e Marta.

Aos técnicos da sala de projetos pelo auxílio com os desenhos.

A todos os colegas pela amizade e respeito, dedicados durante todo o trabalho. Em especial aos colegas Mechelângelo Vianna Mancuzo e Alexandre Martins Reis pela amizade e apoio na longa jornada.

Ao meu amigo André L. C. Navarro pela amizade sempre presente e sempre disposta a ajudar.

Aos meus avós Cândida Pereira, Francisca e Jairo Cantalogo pelo carinho e pelo apoio constante.

A CAPES – Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pelo apoio Financeiro.

A Deus pela oportunidade da vida.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	ix
Lista de Símbolos	x
Resumo	xii
Abstract	xiii
1 – Introdução	01
2 – Modelos Físicos e Matemáticos	07
2.1 – Representação vetorial das grandezas elétricas	07
2.2 – Modelo do Motor de Indução	09
2.3 – Modelo do Inversor	19
2.4 – Modelo do Gerador	28
2.5 – Modelo do Sistema Mecânico	31
2.6 – Modelo Computacional	32
3 – Projeto da Bancada Experimental	35
3.1 – Apresentação da Bancada Experimental	36
3.2 – Caracterização mecânica da Bancada Experimental	41
3.2.1 – Componentes auxiliares utilizados na medição dos parâmetros físicos	43
3.2.2 – Momento de Inércia do rotor do motor de indução	45
3.2.3 – Momento de inércia do rotor do eixo gerador	47
3.2.4 – Rigidez torcional do acoplamento	48
3.2.5 – Procedimento e resultados dos experimentos de caracterização mecânica da Bancada	52
3.3 – Modos de torção e flexão	58
3.4 – Caracterização eletromecânica do gerador	60
4 – Resultados experimentais e simulados	64

5 – Conclusões Gerais e Perspectivas	82
6 – Referências Bibliográficas	84
7 – Anexo I – Desenhos de Projeto da Bancada	87

Lista de Figuras

FIGURA	PÁGINA
Figura 1.1 – Diagrama de acionamento do motor de indução através de um variador de frequência	02
Figura 2.1 – Projeção vetorial da grandeza Z nos eixos trifásicos	08
Figura 2.2 – Vista em corte da máquina de indução polifásica	09
Figura 2.3 – Condutor movimentando-se em um campo eletromagnético	10
Figura 2.4 – Produção de um campo magnético girando à velocidade síncrona	11
Figura 2.5 – Representação das forças eletromagnéticas nos condutores do rotor	13
Figura 2.6 – Circuito equivalente simplificado do motor de indução	14
Figura 2.7 – Curva característica do motor de indução	18
Figura 2.8 – Circuito equivalente do Inversor trifásico de dois níveis	20
Figura 2.9 – Forma de onda para o inversor trifásico de dois níveis	20
Figura 2.10 – Ilustração do método de modulação PWM	21
Figura 2.11 – Componente fundamental da tensão de saída do inversor	22
Figura 2.12 – Intervalo correspondente a 1 período de uma onda triangular	22
Figura 2.13 – Efeito do controle linear da tensão na curva característica do motor	25
Figura 2.14 – Efeito do controle não linear da tensão na curva característica do motor	26
Figura 2.15 – Modos de controle da amplitude da tensão de referência	26
Figura 2.16 – Ligação em delta das bobinas do estator	27
Figura 2.17 – Tensões de linha geradas pela modulação PWM e ligação do motor em delta ($f_p = 365$ Hz)	27
Figura 2.18 – Deformação da tensão de linha devido a frequência de chaveamento ($f_p = 360$ Hz)	28
Figura 2.19 – Elementos construtivos de uma máquina C.C.	29
Figura 2.20 – Circuito equivalente de um gerador C.C.	30
Figura 2.21 – Diagrama do modelo mecânico do sistema	31
Figura 2.22 – Algoritmo simplificado do programa de simulação	32
Figura 2.23 – Ilustração do programa de simulação	34
Figura 3.1 – Esquema do sistema utilizado para medição do torque elétrico	36
Figura 3.2 – Vista geral da bancada construída para medição do torque elétrico	37
Figura 3.3 – Detalhe do sistema experimental para medição do torque elétrico	37
Figura 3.4 - Esquema da instrumentação utilizada nos ensaios de bancada	39

Figura 3.5 – Diagrama de um experimento para determinação da FRF do sistema	42
Figura 3.6 – Peças auxiliares na determinação dos parâmetros físicos do sistema	43
Figura 3.7 – Experimentos realizados para determinar o momento de inércia da alavanca	44
Figura 3.8 – Experimentos realizados para determinar o momento de inércia do motor	46
Figura 3.9 – Sistema para realização dos ensaios de medição da rigidez torcional do acoplamento	48
Figura 3.10 – Diagrama do modelo físico do motor acoplado ao gerador	49
Figura 3.11 – FRF 1 2 do sistema experimental com a alavanca presa no eixo motor	54
Figura 3.12 – FRF 1 3 do sistema experimental com a alavanca e tarugo presos no eixo motor	55
Figura 3.13 – FRF 1 2 do sistema experimental com a alavanca presa no eixo gerador	55
Figura 3.14 – FRF 1 4 do sistema experimental acoplado com a alavanca presa no eixo motor e excitação através de martelo de impacto	56
Figura 3.15 – FRF 5 6 do sistema experimental acoplado com a alavanca presa no eixo motor e excitação através do equipamento eletro-dinâmico	56
Figura 3.16 – Procedimento para ensaio de flexão do eixo	59
Figura 3.17 – FRF 7 8 obtida para a flexão longitudinal do eixo	59
Figura 3.18 – FRF 9 10 obtida no ensaio de flexão lateral do eixo	60
Figura 3.19 – Sistema experimental para medição dos parâmetros do gerador	61
Figura 3.20 – Variação do torque aplicado no gerador com a corrente gerada	61
Figura 3.21 – Variação do torque do gerador com a rotação	62
Figura 3.22 – Variação da tensão gerada com a velocidade de rotação	62
Figura 4.1 – Comparação entre os torques elétricos - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	65
Figura 4.2 – Comparação entre as correntes elétricas - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	65
Figura 4.3 – Espectro do torque experimental na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	66
Figura 4.4 – Espectro do torque simulado na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	66
Figura 4.5 – Espectro da corrente experimental na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	67
Figura 4.6 – Espectro da corrente simulada na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	67

Figura 4.7 – Espectro do torque experimental na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	68
Figura 4.8 – Espectro do torque simulado na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	68
Figura 4.9 – Espectro da corrente experimental na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	68
Figura 4.10 – Espectro da corrente simulada na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	69
Figura 4.11 – Espectro do torque experimental na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	69
Figura 4.12 – Espectro do torque simulado na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	70
Figura 4.13 – Espectro da corrente experimental na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	70
Figura 4.14 – Espectro da corrente simulada na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz	71
Figura 4.15 – Torque medido no sistema acionado pelo motor C.C. - $f_g = 47,6$ Hz	72
Figura 4.16 – Espectro do torque – acionamento pelo motor C.C. - faixa de 20 kHz - $f_g = 47,6$ Hz	72
Figura 4.17 – Espectro do torque – acionamento pelo motor C.C. - faixa de 1 kHz - $f_g = 47,6$ Hz	72
Figura 4.18 – Espectro do torque – acionamento pelo motor C.C. - faixa de 200 Hz - $f_g = 47,6$ Hz	73
Figura 4.19 – Torque elétrico experimental - $f_s = 5,0$ Hz - $f_p = 16$ kHz	74
Figura 4.20 – Sinal da corrente elétrica experimental - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 2,44$ kHz	75
Figura 4.21 – Sinal da corrente elétrica simulada - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 2,44$ kHz	75
Figura 4.22 – Comparação entre as amplitudes das correntes no regime transiente	78
Figura 4.23 – Comparação entre os valores do torque estático no regime transiente	79
Figura 4.24 – Comparação entre os valores da velocidade de rotação no regime Transiente	79
Figura 4.25 – Comparação entre os torques experimental e ajustado	80
Figura 4.26 – Variação da amplitude da tensão com o tempo e a velocidade	80
Figura 4.27 – Corrente e velocidade resultantes da variação parabólica da tensão	81

Lista de Tabelas

TABELA	PÁGINA
Tabela 3.1 – Parâmetros do Motor de Indução	37
Tabela 3.2 – Ajustes dos condicionadores de sinais	40
Tabela 3.3 – Ajustes para análise no domínio do tempo	40
Tabela 3.4 - Ajustes para análise no domínio da frequência	40
Tabela 3.5 – Parâmetros físicos da alavanca e do tarugo	43
Tabela 3.6 – Parâmetros experimentais da alavanca	53
Tabela 3.7 – Parâmetros físicos da bancada experimental	57
Tabela 3.8 – Frequências naturais de flexão da bancada experimental	59
Tabela 3.9 – Parâmetros do gerador	63
Tabela 4.1 – Comparação entre os resultados experimentais e de simulação para o regime permanente	76

Lista de Símbolos

a, b, c	Fase em um sistema trifásico
O	Ponto neutro de um circuito elétrico
α	Eixo real
β	Eixo imaginário
j	Símbolo representativo do número complexo
Z	Grandeza trifásica genérica
Ψ_{μ}	Fluxo de magnetização
Ψ_r	Fluxo do rotor
Ψ_{σ}	Fluxo de dispersão
u_s	vetor da tensão de alimentação do motor de indução
U_s	Amplitude da tensão de alimentação aplicada ao estator
U_p	Amplitude da onda portadora
U_{nom}	Amplitude da tensão nominal aplicada ao motor de indução
U_0	Amplitude da tensão aplicada ao motor de indução com velocidade nula
V_a	Amplitude da tensão de armadura do gerador
V_{cc}	Amplitude da tensão de campo do gerador
f_p	Frequência de pulsação
f_{ch}	Frequência de chaveamento dos elementos de potência
f_s	Frequência da tensão aplicada ao estator
f_r	Frequência de rotação do eixo rotor
f_{am}	Frequência de amostragem
i_s	Vetor da corrente de linha
i_r	Vetor da corrente no rotor
i_f	Amplitude da corrente de campo no gerador
i_a	Amplitude da corrente de armadura do gerador
i_{μ}	Amplitude da corrente de magnetização
Ω_s	Velocidade síncrona do motor de indução
Ω	Velocidade do eixo rotor do motor de indução
Ω_n	Velocidade nominal do motor de indução
Ω_g	Velocidade do eixo rotor do gerador
ω	Autovalor
s	Escorregamento
ϕ_{ui}	Ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente

F_e	Força eletromagnética
F_t, F_n	Projeções tangencial e normal da força eletromagnética
L_μ	Indutância de magnetização do modelo simplificado
L_σ	Indutância de dispersão do modelo simplificado
R_s	Resistência do estator
R_r	Resistência do rotor do modelo simplificado
R_a	Resistência de armadura do gerador
L_m	Indutância de magnetização fornecida pelo fabricante
L_s	Indutância de dispersão no estator fornecida pelo fabricante
L_r	Indutância de dispersão no rotor fornecida pelo fabricante
P_{mec}	Potência mecânica no eixo do motor de indução
P_e	Potência elétrica de entrada no motor de indução
P_{perda}	Potência dissipada no motor de indução
P_a	Potência acumulada
T_e	Torque elétrico do motor de indução
T_n	Torque nominal do motor de indução
T_g	Torque aplicado ao eixo rotor do gerador
T_o	Torque de atrito nos mancais e escova do gerador
J_r	Momento de inércia do eixo rotor do motor de indução
J_g	Momento de inércia do eixo rotor do gerador
J_a	Momento de inércia da alavanca
K_a	Rigidez torcional do acoplamento elástico
θ, δ	Deslocamentos angulares
Δt	Incremento de tempo
Δf	resolução de frequência
L_b	Distância entre o centro do motor e o ponto de aplicação da força no sensor

Silva, M. E., 1999, "Caracterização das vibrações mecânicas em sistemas com motores de indução acionados por inversores", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, MG, Brasil

Resumo

Os sistemas de acionamento elétrico mais recentes são baseados em motores de indução acionados por inversores. O controle de velocidade dos motores de indução através dos inversores apareceu como uma alternativa aos motores de corrente contínua, uma vez que estes últimos são mais pesados e possuem um maior custo de manutenção. Apesar de tais vantagens, os inversores alimentam o motor com formas de onda não-senoidais, que provocam pulsações no torque elétrico. Tais pulsações podem excitar vibrações torcionais ou de flexão no eixo do rotor, reduzindo a qualidade do acionamento e além disso produzindo fadiga nos componentes mecânicos.

O propósito deste trabalho é analisar o comportamento dinâmico de um sistema vibratório, através de modelos computacional e experimental, composto por um inversor que alimenta um motor de indução. Este por sua vez é acoplado elasticamente a uma carga mecânica. As características dinâmicas experimentais do sistema, devido as vibrações torcionais e de flexão, são determinadas pela análise das funções resposta em frequência da bancada. Nos testes de laboratório, a velocidade de rotação, a corrente e o torque elétrico do motor são monitorados. Os sinais são adquiridos por uma interface analógico-digital. Os dados são analisados em um microcomputador. As avaliações são feitas no regime permanente e durante transientes causados por uma variação repentina da carga.

Palavras-chave: Vibrações, Motores de Indução, Inversores, Torque elétrico

Silva, M. E., 1999, "Characterization of mechanical vibrations in induction motors driven by inverters", M. Sc. Dissertation, Federal University of Uberlandia, MG, Brazil

Abstract

The most recent electrical driver systems are based on electrical induction motors driven by an inverter. Induction motors with speed control through inverters appeared as an alternative to continuous current motors, since the latter are heavier and demand more expensive maintenance costs. Despite these advantages, the inverters supply the motor with a non-sinusoidal waveform, which induces pulsations in the electrical torque. Such pulsation can excite torsional or bending vibrations in the rotor shaft, reducing the drive quality, besides producing fatigue in its mechanical components.

The purpose of this work is to analyze the dynamical behavior of a vibratory system by computational and experimental models, composed by an inverter that feeds an induction motor, which is elastically coupled to a mechanical load. The experimental dynamical characteristics of the system under torsional and bending vibrations are determined by analysis of system frequency response functions. In the laboratory tests, the rotation speed, current and electrical torque of the motor are monitored. The signals are acquired by an analog-digital interface. The data are analyzed in a microcomputer by dedicated software. The evaluations are made on steady state and during transients caused by an abrupt variation of the load.

Keywords: Vibrations, Induction motors, Inverter, Electrical Torque

Capítulo I

Introdução

A modernização dos processos produtivos na indústria tem exigido a implementação de sistemas de acionamento elétrico com variação contínua de velocidade. A grande tendência atual é substituir as máquinas de corrente contínua por motores de indução, devido ao seu baixo custo de manutenção e às suas dimensões menores, para a mesma potência fornecida.

Antigamente o controle da velocidade de motores de indução era possível apenas pelo uso de conversores de frequência rotativos ou redutores acoplados. Com o desenvolvimento de novos dispositivos de eletrônica de potência, especialmente os "tiristores", estes antigos dispositivos foram substituídos pelos conversores estáticos de frequência, menores e mais leves, onde os tiristores funcionam como chaves eletricamente controladas. O surgimento deste tipo de conversor permitiu a utilização do motor de indução em grande parte das máquinas, com economia de custos de investimento e de manutenção.

O presente trabalho pretende investigar a análise dos efeitos provocados pelo acionamento de motores de indução, com as formas de onda não totalmente senoidais, fornecidas pelos inversores, em termos da análise das vibrações torcionais excitadas no equipamento movimentado. Para tanto o trabalho foi dividido em duas partes: a confecção de um programa computacional, baseado nos modelos físicos e matemáticos do sistema, visando a previsão de tais efeitos via simulação, e a construção de uma bancada experimental, objetivando a validação do modelo adotado. O sistema analisado consiste em um inversor alimentando um motor de indução de 0,5 cv acoplado a uma carga através de um acoplamento flexível.

Os variadores de frequência, utilizados para acionar e controlar a velocidade dos motores de indução, podem ser divididos em três blocos funcionais, mostrados na Figura 1. O retificador toma a tensão de linha trifásica e a transforma em uma tensão contínua. O inversor é um equipamento cuja função é transformar a tensão contínua em tensão alternada de frequência variável, para alimentar o motor de indução.

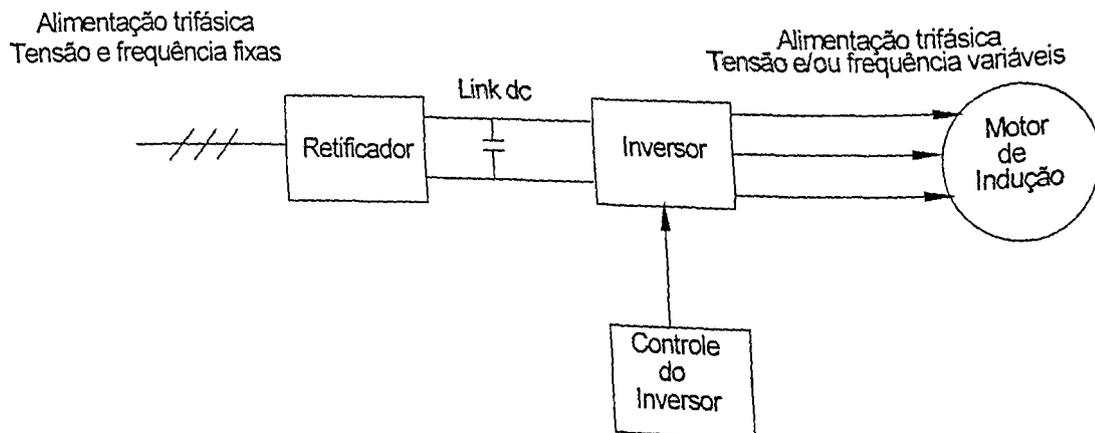


Figura 1.1 – Diagrama de acionamento do motor de indução através de um Variador de Frequência

Murphy e Turnbull (1988) reuniram as principais publicações sobre o tema de variadores de frequência da época, incluindo informações importantes sobre a tecnologia de retificadores, dispositivos semicondutores, modelos de motores de indução e de corrente contínua. Segundo os autores, os primeiros inversores trifásicos operavam fornecendo uma tensão cuja forma de onda era quadrada, de frequência variável conforme a velocidade requerida no motor. A variação da frequência era obtida controlando-se o ângulo de disparo dos elementos de potência (tiristores). O maior inconveniente de tal operação consistia nos harmônicos de baixa ordem gerados na tensão aplicada ao estator, provocando vibrações mecânicas indesejáveis e aquecimento do motor. Entretanto, o avanço na tecnologia da família dos tiristores possibilitou a produção de elementos tais como os IGBT (Insulated Bipolar Transistor) e os GTO (Gate turn-off thyristor) que incorporam a capacidade de fornecimento de potência dos tiristores convencionais, um tempo mínimo de ligamento e desligamento, permitindo assim a operação em altas voltagens, com alta frequência de chaveamento. Tais elementos de potência, unidos à alta velocidade dos microprocessadores, culminaram na produção de inversores com modulação por largura de pulso (PWM – Pulse Width Modulation) cuja estratégia básica é a de fornecer a tensão conectando-se os terminais de saída à linha positiva ou negativa, segundo o ponto de interseção entre uma onda triangular de amplitude e frequência fixas e uma onda de referência de amplitude e frequência variáveis. A vantagem de tal técnica de modulação é de não promover harmônicos de baixa ordem, que são os mais prejudiciais ao motor e ao sistema mecânico acoplado.

A frequência da onda triangular é igual a frequência de pulsação do inversor, correspondendo ao dobro da frequência de chaveamento (Haun e Andresen, 1993).

Conforme a discussão feita por Holtz (1992), existem diversos tipos de PWM, desenvolvidos em função das tentativas de redução dos efeitos dos harmônicos e simplificação do algoritmo de controle de pulsos, comandado pelo microprocessador do equipamento. Uma das técnicas mais utilizadas, devido a relativa simplicidade do algoritmo de comando e boa performance dinâmica, é a do PWM senoidal assíncrono, onde utiliza-se uma onda senoidal como referência para gerar os pontos de chaveamento (Green e Boys, 1982).

A análise dos harmônicos gerados pelo PWM senoidal assíncrono também foi discutida por Murphy (1988) que apresenta a influência da relação entre a frequência da onda triangular e a frequência da onda de referência, ou razão de frequência, sobre a ordem dos harmônicos predominantes na tensão de saída do inversor. Os harmônicos ocorrem, geralmente, em bandas próximas à frequência de pulsação e de seus múltiplos. Assim, quanto maior for a frequência de pulsação, maior será a ordem dos harmônicos presentes na tensão de alimentação da máquina elétrica.

Apesar dos diversos estudos existentes, feitos no sentido de determinar os harmônicos gerados pelos inversores, a análise do conjunto eletro-mecânico sob o ponto de vista de torção ainda é pouco explorada. Recentemente Ran et al. (1996) analisaram as vibrações torcionais em acionamentos com motores de indução durante a partida, considerando o motor ligado diretamente na rede elétrica trifásica. Em sua análise, os autores utilizaram um modelo analítico simplificado para o motor de indução, programado através do Saber™, que é um software já bem conhecido na área de Engenharia Elétrica. O modelo proposto incluiu a rede de alimentação, o transformador de distribuição, o cabo de alimentação, o motor de indução e uma carga rotativa. A validação do modelo foi feita experimentalmente com uma bancada constituída por um motor de 50 Hp e um disco rígido, representativo da carga. A medição do torque elétrico foi feita através de extensômetros elétricos colados no eixo de acoplamento, sendo o sinal coletado através de escovas. O trabalho destes autores demonstrou que a análise de vibrações torcionais, utilizando a relação torque-velocidade em regime permanente, não é adequada, mas a maior importância do trabalho consiste na ênfase dada ao acoplamento entre as partes mecânica e elétrica de um sistema de acionamento convencional, mostrando que a modelagem do sistema não pode ser feita considerando as partes em separado, pois os termos de acoplamento não podem ser desprezados.

Atualmente grande parte das máquinas industriais são acionadas através de motores de indução, cuja alimentação é feita através de inversores. Como as vibrações torcionais, possíveis de ocorrer neste tipo de acionamento, afetam diretamente a qualidade do produto final, uma análise detalhada dos harmônicos existentes no torque elétrico é de fundamental

importância, quando se deseja evitar condições de operação contrárias ao funcionamento suave do sistema. Consequentemente é importante o estudo deste tipo de problema, considerando o acoplamento entre os efeitos dinâmicos do sistema eletro-mecânico.

O modelo teórico do motor de indução é bem conhecido e foi discutido por Fitzgerald et al. (1975). O modelo utilizado neste trabalho baseia-se na teoria dos vetores espaciais, cujos detalhes são extensivamente discutidos por Vas (1992). Nesta formulação as grandezas elétricas senoidais, ou não, são representadas por vetores expressos em referências fixos ao estator ou ao rotor, com a finalidade de simplificar o entendimento das grandezas físicas variáveis e a realização das simulações computacionais. Franco (1996) em sua análise dos harmônicos gerados com baixa frequência de chaveamento, usou um modelo simplificado do motor de indução, onde são desprezados os efeitos de saturação e de "skin", e cujas grandezas vetoriais são referenciadas ao estator. Wade et al. (1997) também implementou o referido modelo em sua análise, trabalhando com o motor de indução acoplado a uma carga e acionado pelo inversor PWM. Wade desenvolveu as equações de forma a obter as derivadas das correntes em função dos parâmetros do motor, obtendo um sistema de equações diferenciais de primeira ordem, cuja solução foi determinada através do método Runge-Kutta de quarta ordem. A ênfase do autor é a de mostrar a facilidade de se trabalhar com tal formulação através do software Matlab, embora a consideração do acoplamento rígido entre o motor e a carga seja um aspecto limitante do trabalho. As referências, deste trabalho, sobre o uso do modelo simplificado do motor de indução mostram resultados satisfatórios, e por isso ele será utilizado nesta investigação.

A modelagem do inversor e a modulação utilizada são baseadas na teoria existente sobre o PWM senoidal assíncrono e no manual de operação do micro Master Driver da Siemens. O inversor utilizado é de dois níveis. Alguns métodos práticos para calcular a onda portadora e as ondas de referência, de forma a se obter os pontos de chaveamento do PWM assíncrono com o mínimo tempo de processamento, foram discutidas por Buja e Nardi (1985). Para a análise foi considerada a influência somente dos principais parâmetros de operação do inversor, ou seja, a frequência da onda portadora, a frequência da onda de referência, determinantes da velocidade do motor, as amplitudes relativas das duas ondas citadas acima, os parâmetros nominais da máquina de indução e o valor r.m.s. da tensão da rede elétrica.

A carga acionada pelo motor de indução é um motor de corrente contínua, funcionando como gerador com excitação independente (campo separado). Fitzgerald et al. (1975) também discutiu a modelagem desta parte do sistema, demonstrando os diversos

configuração de campo separado é o comportamento linear apresentado entre torque requerido e rotação do eixo estator, sendo possível variar a carga exigida no motor de indução simplesmente pela variação da tensão de excitação de campo. No presente trabalho os detalhes do comportamento do gerador não são analisados, apenas a variação do torque do gerador com a velocidade é descrita.

O efeito do acoplamento mecânico também foi equacionado. Para tanto utilizou-se um modelo torcional de 2 Graus de Liberdade sem amortecimento. Considera-se o efeito das inércias dos eixos do motor e do gerador e despreza-se os atritos nos mancais e nas escovas do gerador. Ran et al. (1996) discutiu esse tipo de modelo em seu trabalho. Suas conclusões indicam que a curva de torque, em função da rotação do motor de indução, se torna mais complexa quando se considera o acoplamento como um conjunto inércia e rigidez, ao invés de se considerá-lo simplesmente rígido. Este mesmo o autor também demonstra que apesar da curva característica do motor apresentar uma região inicial de instabilidade, onde o torque cresce com a velocidade de rotação, é possível projetar o rotor do motor de forma a amenizar este efeito.

Diferentemente do trabalho de Ran e colaboradores, citado anteriormente, a medição do torque elétrico neste trabalho foi feita apoiando a carcaça do motor de indução em dois mancais. A rotação da carcaça é restrita por uma alavanca fixada nos "pés do motor", cuja função é pressionar as células de carga estática e dinâmica. A vantagem deste sistema em relação ao de Ran, é a de evitar problemas de interferência das escovas coletoras dos sinais.

Os experimentos foram conduzidos primeiramente no sentido de caracterizar os parâmetros físicos do sistema, ou seja, a inércia do eixo do rotor do motor de indução, a inércia do eixo estator do gerador, e a rigidez torcional do acoplamento, a fim de utilizá-los no programa de simulação.

Outro experimento preliminar realizado foi a medição do torque aplicado no gerador, sua velocidade e a corrente e tensão geradas, objetivando a determinação da variação do torque de carga em função da rotação.

As características dinâmicas do modelo experimental em torção e flexão foram determinadas através da análise das funções de resposta em frequência do sistema. Após a caracterização, os ensaios foram conduzidos de forma a permitir a distinção entre os harmônicos próprios do inversor e aqueles oriundos do sistema mecânico em si.. Para tanto mediu-se a corrente, em uma das linhas entre a saída do inversor e a entrada do motor de indução, e o torque elétrico gerado pelo motor. Bendat e Piersol (1986) apresentam as técnicas necessárias ao tratamento dos dados medidos.

Os detalhes dos modelos do motor de indução, inversor, gerador e acoplamento podem ser encontrados no capítulo II.

O capítulo III apresenta o projeto e a caracterização da bancada experimental e a metodologia utilizada na medição do torque elétrico e da corrente do motor de indução. Os experimentos feitos para caracterização dos parâmetros físicos mecânicos da bancada e seus respectivos modelos são apresentados também.

A apresentação e discussão dos resultados teóricos, é feita paralelamente a apresentação dos resultados experimentais, assim como as suas comparações, destinando-se o capítulo IV para tal.

As conclusões obtidas no trabalho, assim como sugestões para trabalhos futuros, se encontram no capítulo V.

No Anexo I estão incluídos os desenhos de projeto da bancada experimental.

Capítulo II

Modelos Físicos e Matemáticos

O propósito deste capítulo é apresentar a formulação física e matemática utilizada no desenvolvimento do programa de simulação do conjunto motor, inversor e gerador. Estes componentes foram programados e verificados separadamente e após a verificação de seu funcionamento correto, estes foram acoplados para a análise do sistema completo.

Primeiramente considera-se a forma de representação vetorial das grandezas elétricas (tensão, corrente e fluxo magnético), essencial à formulação do modelo do motor de indução. Nesta etapa, visando a simplificação do modelo, as grandezas físicas são referenciadas ao estator. A Figura 2.1 apresenta os vetores espaciais de um sistema trifásico. Em seguida será descrito o funcionamento do motor de indução e de seu modelo simplificado.

No terceiro item discutem-se os fundamentos teóricos de inversores. O modelo do inversor considera todos os elementos de potência ideais, ou seja a resposta das chaves é instantânea.

O equacionamento do gerador, juntamente com os detalhes de funcionamento, encontra-se no quarto item.

No quinto item encontra-se o modelo mecânico torcional do sistema.

O sexto item apresenta o algoritmo do programa de simulação desenvolvido neste trabalho.

2.1 – Representação vetorial das grandezas elétricas

Nos tipos convencionais de motores de indução a alimentação de tensão é trifásica. Na rede trifásica as tensões tem amplitudes iguais e são defasadas de 120 graus no tempo.

O sistema trifásico pode ser representado através do seu diagrama fasorial, mostrado na Figura 2.1. Neste diagrama os eixos a, b e c, representam cada uma das fases e estão deslocados entre si de 120 graus no espaço. Portanto se \vec{Z} é uma grandeza trifásica genérica, ela pode ser representada na forma de vetor espacial, através de suas componentes Z_a , Z_b , e Z_c , relativas aos eixos fasoriais, segundo a definição da equação (2.1). Nesta equação os operandos $e^{j2\pi/3}$ e $e^{j4\pi/3}$ representam o deslocamento espacial de 120 graus ($2\pi/3$ em radianos) e 240 graus ($4\pi/3$ em radianos) das fases b e c em relação a fase a.

$$\vec{Z} = \frac{2}{3} (Z_a + e^{j2\pi/3} Z_b + e^{j4\pi/3} Z_c) \tag{2.1}$$

O vetor \vec{Z} representa o módulo e a posição angular da grandeza Z.

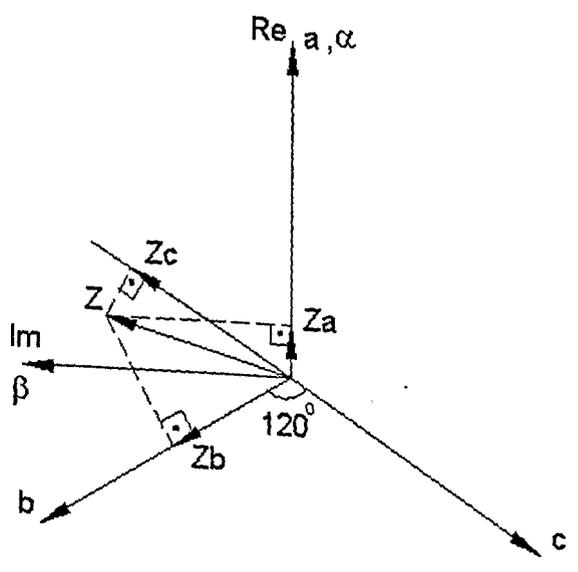


Figura 2.1 – Projeção vetorial da grandeza Z nos eixos trifásicos

O vetor espacial \vec{Z} também pode ser escrito em termos das coordenadas retangulares, representadas pelos eixos real (α) e imaginário (β) (Figura 2.1).

$$\vec{Z} = Z_\alpha + jZ_\beta \tag{2.2}$$

Igualando-se as equações (2.1) e (2.2) obtém-se uma transformação do sistema trifásico para o sistema bifásico, conhecida como transformação de Park (equação 2.3).

$$\begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Utilizando a transformação de Park, pode-se representar a máquina trifásica em termos de uma máquina bifásica equivalente, cujo modelo matemático é mais simples e portanto mais fácil de se trabalhar. É importante citar, neste ponto do texto, que a facilidade de obtenção dos modelos, através dos vetores espaciais, será evidenciada nos próximos itens.

2.2 – Modelo do Motor de Indução

Os motores de indução são tipos especiais de máquinas elétricas. As máquinas elétricas, por definição, são aparelhos destinados a conversão de energia mecânica em elétrica (geradores) ou elétrica em mecânica (motores). As ações motora e geradora ocorrem simultaneamente nas máquinas elétricas girantes. Portanto a mesma máquina pode ser operada tanto como motor, quanto gerador ou ambos (Fitzgerald, 1975).

Os motores de indução podem ser monofásicos ou polifásicos, dependendo de sua tensão de alimentação. No presente trabalho é discutido o motor de indução trifásico, por se tratar de um tipo comum na indústria.

A Figura 2.2 ilustra a forma construtiva geral de uma máquina de indução.

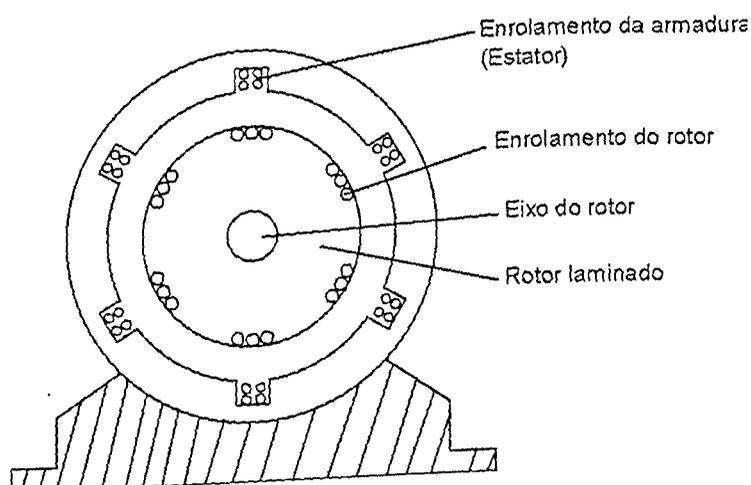


Figura 2.2 – Vista em corte da máquina de indução polifásica

O estator é constituído de bobinas de fio de cobre que estão defasadas entre si de 120° no espaço. O núcleo do rotor de um motor de indução é um cilindro de aço laminado, no qual condutores de cobre ou alumínio são fundidos ou enrolados em ranhuras ou orifícios existentes no núcleo. No rotor gaiola de esquilo, os condutores do rotor estão curto-circuitados em cada terminal por anéis terminais contínuos, caso do motor utilizado neste trabalho.

O princípio básico da conversão de energia mecânica em elétrica baseia-se na lei de Faraday, cuja hipótese foi apresentada em 1831. Segundo Faraday, uma tensão é gerada através de um condutor que se movimenta através de um campo magnético (Figura 2.3).

A tensão gerada foi denominada de tensão induzida e sua magnitude é proporcional à razão de variação das linhas de força que passam através do condutor, ou seja, à variação do fluxo concatenado. Sendo assim, a tensão é gerada somente quando o condutor cruza as linhas de força do campo magnético. Portanto, na Figura 2.3, a amplitude da tensão é máxima quando o condutor se movimenta na direção 1 (perpendicular às linhas

de campo) e nula quando o condutor se movimenta na direção 2 (paralela às linhas de campo). Para os movimentos nas direções 3 (diagonal qualquer às linhas de campo) e 4 (diagonal colinear à direção 3), a amplitude da tensão é igual ou inferior ao valor máximo, já os sinais são contrários, ou seja, a polaridade é invertida.

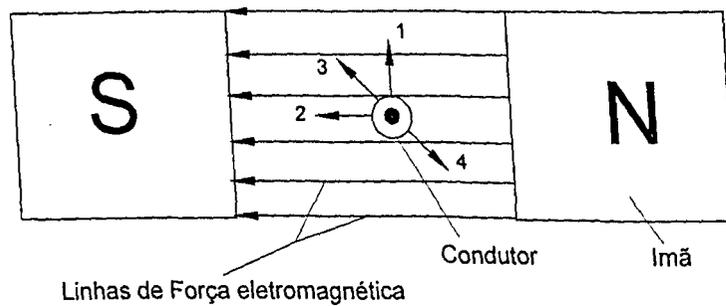


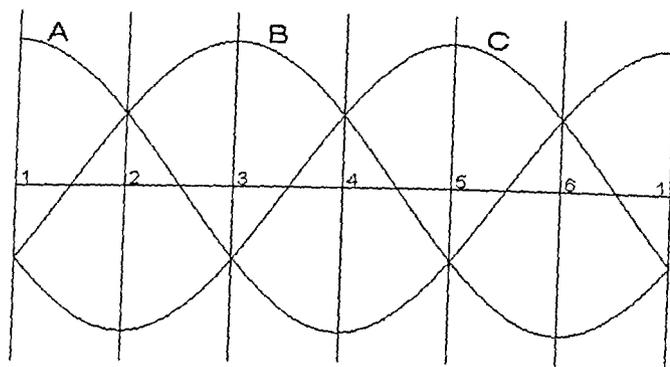
Figura 2.3 – Condutor movimentando-se em um campo eletromagnético

Os fatores que influenciam o valor da força eletromotriz (fem), ou tensão induzida no condutor são o comprimento do condutor dentro do campo magnético, a densidade de fluxo, a velocidade relativa do condutor e o ângulo entre o vetor das linhas de força e da velocidade relativa. O sentido da fem induzida é dado pela Regra de Fleming (Kosow, 1985).

A determinação do sentido da corrente elétrica induzida no condutor é dada pela Lei de Lenz. Segundo esta lei, em todos os casos de indução eletromagnética, uma fem induzida fará com que a corrente circule em um circuito fechado, num sentido tal que seu efeito magnético se oponha à variação que a produziu.

Os princípios discutidos anteriormente ilustram a ação geradora de um condutor em um campo magnético. A ação motora é equivalente, ou seja, se um condutor for introduzido em um campo magnético, uma força eletromagnética existirá entre o condutor e o campo, sempre que o condutor seja percorrido por uma corrente e estiver localizado numa posição tal que haja uma componente do comprimento ativo do condutor perpendicular ao campo. Assim se for inserido um condutor em um campo magnético e uma tensão for aplicada aos terminais deste condutor, de tal forma que nele circule uma corrente, uma força será desenvolvida de forma a movimentar o condutor em relação ao campo ou vice-versa.

O princípio de funcionamento do motor de indução baseia-se na produção de um campo magnético girante, pela aplicação das tensões alternadas trifásicas ao enrolamento de armadura, como é mostrado na Figura 2.4.



(a) - Relação entre as correntes defasadas de 120° no tempo

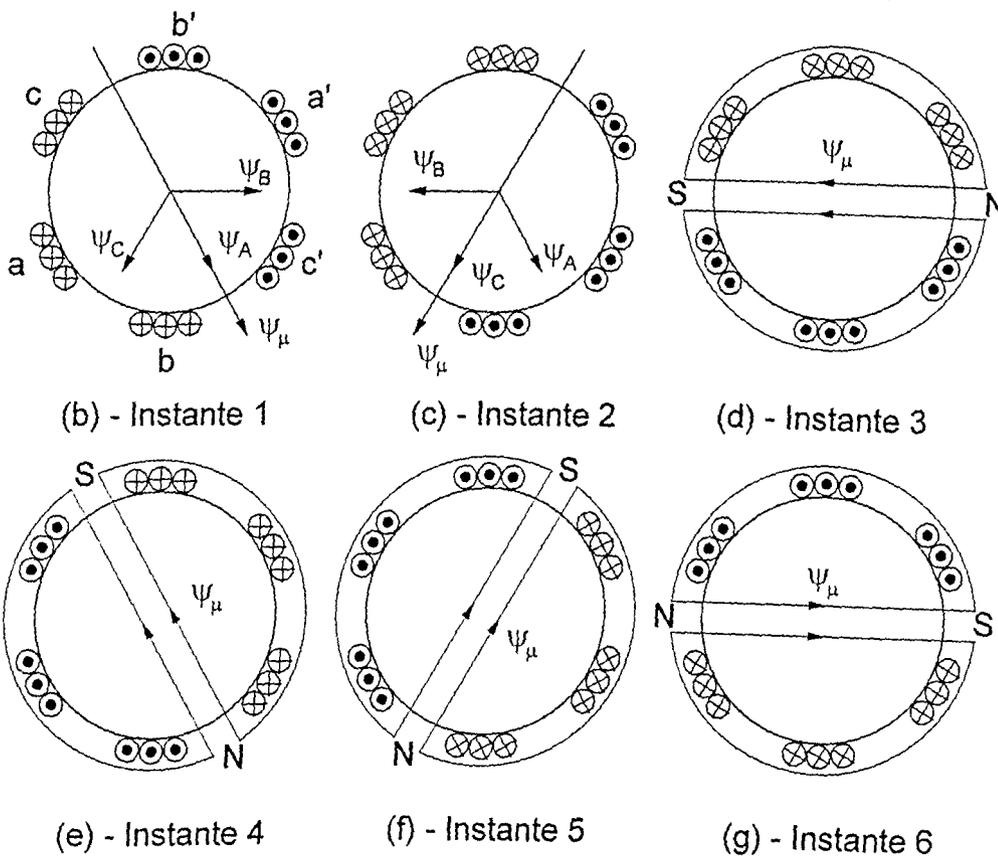


Figura 2.4 – Produção de um campo magnético girando à velocidade síncrona

As formas de onda das correntes do sistema trifásico são representadas por A, B e C, e podem ser visualizadas no diagrama da Figura 2.4(a).

No diagrama apresentado na Figura 2.4(b) as bobinas de cada fase do estator são representadas pelas letras a, a', b, b', c, c'. Os lados a, b e c de cada bobina estão ligados a alimentação elétrica, enquanto os lados a', b', e c' estão ligados a um ponto neutro comum, formando dois pólos para cada fase e representando uma ligação em delta.

Os símbolos (x) e (•), na Figura 2.4, representam o sentido de circulação da corrente, "entrando" ou "saindo" dos condutores, respectivamente.

No instante 1, mostrado na Figura 2.4(a), a corrente da fase A atingiu sua amplitude positiva máxima, enquanto as correntes das fases B e C atingem um valor de 0,5 de sua

amplitude negativa máxima. Neste instante obtém-se a direção e o sentido do fluxo em cada fase ψ_A , ψ_B e ψ_C , aplicando-se a regra da mão direita de Ampère (Macpherson e Laramore, 1981).

As projeções dos fluxos ψ_B e ψ_C na direção de ψ_A somam-se, enquanto as componentes perpendiculares a esta direção são anuladas. Assim determina-se o fluxo resultante ψ_μ mostrado na Figura 2.4(b).

No instante 2, que está distanciado de 60 graus no tempo em relação ao instante 1, as correntes A e B são iguais a 0,5 da amplitude positiva máxima, e a corrente na fase C atinge o valor da amplitude negativa máxima. Observando os mesmos procedimentos para o instante 1, calcula-se o valor do fluxo resultante, mostrado na Figura 2.4(c).

Em relação ao fluxo resultante do instante 1, a direção do fluxo resultante no instante 2 girou de 60 graus espaciais. Os módulos dos vetores em ambos instantes são iguais.

Examinando os diagramas das Figuras 2.4(b) e 2.4(c) pode-se separar o estator em dois lados distintos, um onde todos os condutores carregam corrente "entrando" e o outro onde todos os condutores carregam a corrente "saindo". Assim no instante 3, a direção e sentido do fluxo resultante podem ser determinados apenas aplicando-se a regra da mão direita de Ampère, conforme mostra a Figura 2.4(d).

Aplicando os princípios discutidos nos parágrafos anteriores, obtém-se os fluxos resultantes nos instantes 4, 5 e 6, mostrados nas Figuras 2.4(e), (f) e (g), respectivamente. Nota-se que a variação das correntes de 60 graus no tempo, correspondem a um giro da direção do fluxo elétrico de 60 graus no espaço.

Devido à periodicidade das formas de onda da corrente, o ciclo se repete a cada período, portanto, para a situação ilustrada, onde existe um par de pólos para cada fase, o campo magnético gira à mesma frequência da tensão de alimentação do motor (f), com uma velocidade denominada de velocidade síncrona (Ω_s). A velocidade síncrona é igual à frequência do estator multiplicada pelo fator de 2π . Logo, uma forma de se controlar a velocidade do motor de indução é variando a frequência da tensão de alimentação.

Os pólos magnéticos (S – sul e N- norte), formados no estator (Figura 2.4) pela ação do fluxo, juntamente com os pólos no rotor, são responsáveis pela produção do torque elétrico, como será explicado a seguir.

Quando as bobinas do estator do motor de indução são ligadas na alimentação da rede elétrica, um fluxo de magnetização (ψ_μ) entre o estator e rotor se estabelece, mas nenhuma corrente é induzida no rotor pois, segundo a Lei de Faraday, não há nenhuma variação do fluxo nos condutores do rotor.

Quando o fluxo do estator começa a girar, as linhas de fluxo começam a cortar os condutores do rotor, promovendo uma variação do fluxo de magnetização no rotor, e

consequentemente induzindo uma tensão, nestes condutores. Uma corrente passa a circular agora sobre os condutores do rotor, produzindo também um fluxo (ψ_r). Segundo a Lei de Lenz a corrente induzida tende a produzir um campo cujo efeito tende a se opor ao campo que a originou.

O intervalo de tempo necessário ao começo da indução de tensões nos condutores do rotor, faz com que os pólos magnéticos no rotor (N_2 e S_2) não coincidam com os pólos magnéticos no estator (N_1 e S_1). A ação de repulsão e atração entre os pólos provoca um movimento do eixo rotor, de velocidade Ω , conforme é mostrado na Figura 2.5. A velocidade do rotor (Ω) em rad/s é igual a frequência em Hz do rotor (f_r) multiplicada pelo fator 2π .

Devido à ação motora existem forças eletromagnéticas (F_e) atuando em cada um dos condutores do rotor. Os sentidos e direções destas forças, são mostrados na Figura 2.5, e são obtidos através da regra da mão esquerda (Kosow, 1985)

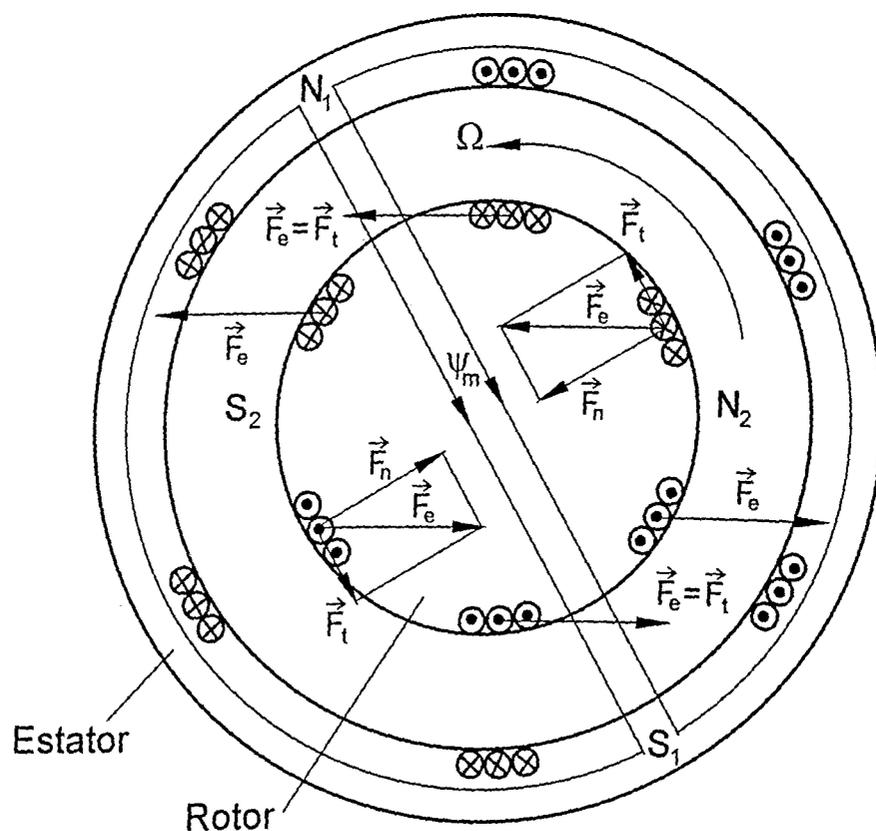


Figura 2.5 – Representação das forças eletromagnéticas nos condutores do rotor

As forças eletromagnéticas podem ser separadas em suas componentes tangencial (F_t) e normal (F_n). Supondo a distribuição das bobinas perfeitamente uniforme, as componentes normais entre dois enrolamentos de uma fase (a e a' por exemplo) anulam-se entre si.

As componentes tangenciais formam binários entre os enrolamentos de cada fase. Estes binários correspondem ao torque elétrico que tende a girar o motor.

Devido à Lei de Faraday, a velocidade de rotação do rotor (Ω) deve ser menor que a velocidade síncrona (Ω_s). Caso contrário os condutores do rotor não iriam cortar as linhas do fluxo de magnetização e, portanto, nenhuma tensão seria induzida nos mesmos, ou seja, não haveria forças agindo nos condutores do rotor, de forma a produzir um movimento de rotação.

A diferença entre as velocidades síncrona e de rotação do rotor é denominada de escorregamento (s), e seu valor normalizado é dado na equação (2.4).

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \tag{2.4}$$

As grandezas físicas, pertinentes ao funcionamento do motor de indução podem ser sintetizadas no modelo apresentado na Figura 2.6.

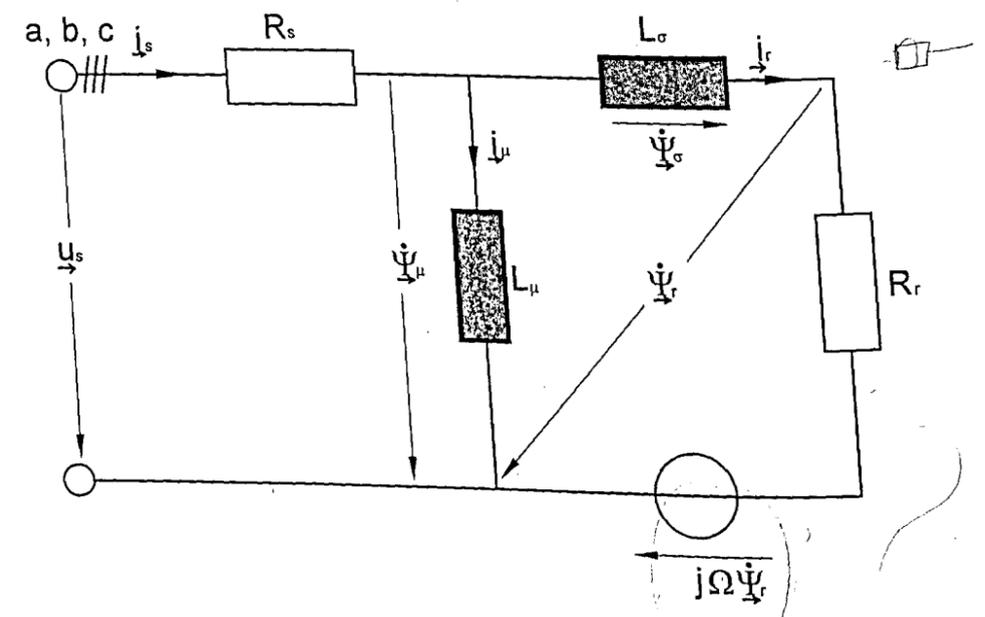


Figura 2.6 – Circuito equivalente simplificado do motor de indução

O circuito elétrico apresentado na Figura 2.6 pode ser compreendido com base nas considerações feitas sobre o funcionamento do motor elétrico e na teoria dos vetores espaciais.

A tensão de alimentação do motor (u_s) produz uma corrente elétrica (i_s) nas bobinas do estator, de resistência R_s . Esta corrente circulando irá produzir um campo de magnetização (ψ_μ) sobre a indutância de magnetização (L_μ).

Segundo a Lei de Faraday uma tensão será induzida nos condutores do rotor, de resistência R_r , e conseqüentemente uma corrente (i_r) irá circular produzindo um fluxo

magnético (ψ_r), que é a diferença entre o fluxo de magnetização (ψ_μ) e as perdas (ψ_σ) na indutância de dispersão (L_σ).

Como as grandezas físicas são referentes ao estator, é necessário introduzir um termo de correção $j\Omega\dot{\Psi}$ no circuito referente ao rotor.

Aplicando as leis de Kirschhoff para o circuito elétrico, pode-se escrever:

$$\dot{\Psi}_{\rightarrow\mu} = u_{\rightarrow s} - i_{\rightarrow s} R_s \tag{2.5}$$

$$\dot{\Psi}_{\rightarrow r} = i_{\rightarrow r} R_r + j\Omega\dot{\Psi}_{\rightarrow r} \tag{2.6}$$

$$\dot{\Psi}_{\rightarrow\mu} = L_\mu (i_{\rightarrow s} - i_{\rightarrow r}) \tag{2.7}$$

$$\dot{\Psi}_{\rightarrow\sigma} = L_\sigma i_{\rightarrow r} \tag{2.8}$$

$$\dot{\Psi}_{\rightarrow r} = \dot{\Psi}_{\rightarrow\mu} - \dot{\Psi}_{\rightarrow\sigma} \tag{2.9}$$

Separando os vetores das equações (2.5) a (2.9) em termos das coordenadas retangulares, resulta um sistema bifásico equivalente ao sistema trifásico original. Esta transformação é muito conveniente, pois simplifica os cálculos (Vas, 1992). Substituindo as equações (2.7) a (2.9) em (2.5) e (2.6), escrevem-se as expressões matemáticas que descrevem o comportamento do motor em função apenas dos fluxos.

$$\dot{\Psi}_{\mu\alpha} = -\left(\frac{1}{L_\mu} + \frac{1}{L_\sigma}\right) R_s \dot{\Psi}_{\mu\alpha} + \frac{1}{L_\sigma} R_s \dot{\Psi}_{r\alpha} + u_{s\alpha} \tag{2.10}$$

$$\dot{\Psi}_{r\alpha} = \frac{1}{L_\sigma} R_r \dot{\Psi}_{\mu\alpha} - \frac{1}{L_\sigma} R_r \dot{\Psi}_{r\alpha} - \Omega \dot{\Psi}_{r\beta} \tag{2.11}$$

$$\dot{\Psi}_{\mu\beta} = -\left(\frac{1}{L_\mu} + \frac{1}{L_\sigma}\right) R_s \dot{\Psi}_{\mu\beta} + \frac{1}{L_\sigma} R_s \dot{\Psi}_{r\beta} + u_{s\beta} \tag{2.12}$$

$$\dot{\psi}_{r\beta} = \frac{1}{L_\sigma} R_r \psi_{\mu\beta} - \frac{1}{L_\sigma} R_r \psi_{r\beta} + \Omega \psi_{r\alpha} \quad (2.13)$$

A expressão do torque elétrico pode ser obtida a partir do balanço de energia no motor elétrico. Assim a potência mecânica no eixo (P_{mec}) é a diferença entre a potência elétrica de entrada (P_e) e as perdas (P_{perda}) devido ao calor dissipado nas bobinas, somada à energia armazenada no sistema (P_a), como é mostrado na equação (2.14).

$$P_{mec} = P_e - P_a - P_{perda} \quad (2.14)$$

A potência total entrando no motor (P_e) é dada pela somatória da potência individual de cada fase (Vaz, 1992). Assim:

$$P_e = \frac{3}{2} (u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (2.15)$$

Considerando a representação em vetor espacial, dada na equação (2.2), tem-se:

$$P_e = \frac{3}{2} \text{Re} \left(\vec{u}_{\rightarrow s} \vec{i}_{\rightarrow s}^* \right) \quad (2.16)$$

A potência armazenada em uma bobina é o produto da variação do fluxo nesta bobina, multiplicada pela corrente circulando sobre a mesma (McPherson e Laramore, 1981). No diagrama apresentado na Figura 2.6 nota-se que a energia é armazenada nas indutâncias de magnetização e dispersão, através da variação dos seus respectivos fluxos, assim:

$$P_a = \frac{3}{2} \text{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow \mu}^* \dot{\psi}_{\rightarrow \mu} \right) + \frac{3}{2} \text{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow r}^* \dot{\psi}_{\rightarrow \sigma} \right) \quad (2.17)$$

Substituindo a derivada da equação (2.9) na Equação (2.17):

$$P_a = \frac{3}{2} \text{Re} \left(\left(\vec{i}_{\rightarrow \mu}^* + \vec{i}_{\rightarrow r}^* \right) \dot{\psi}_{\rightarrow \mu} \right) - \frac{3}{2} \text{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow r}^* \dot{\psi}_{\rightarrow r} \right) \quad (2.18)$$

Do circuito equivalente do motor de indução (Figura 2.6):

$$\vec{i}_{\rightarrow s} = \vec{i}_{\rightarrow \mu} + \vec{i}_{\rightarrow r} \quad (2.19)$$

Substituindo a equação (2.19) na equação (2.18):

$$P_a = \frac{3}{2} \left[\operatorname{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow s}^* \vec{\psi}_{\rightarrow \mu} \right) - \operatorname{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow r}^* \vec{\psi}_{\rightarrow r} \right) \right] \quad (2.20)$$

As perdas no motor são resultado das perdas nas bobinas do estator e do rotor devido ao calor dissipado, mais as perdas de histerese, as perdas de corrente no material magnético e as perdas devidas ao atrito nos mancais. A fim de simplificar os cálculos serão consideradas apenas as perdas devidas ao calor dissipado nas bobinas.

$$P_{perda} = \frac{3}{2} \left(\left| \vec{i}_{\rightarrow s} \right|^2 R_s + \left| \vec{i}_{\rightarrow r} \right|^2 R_r \right) \quad (2.21)$$

Substituindo as equações (2.16), (2.20) e (2.21) na equação (2.14):

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \left[\operatorname{Re} \left(\vec{u}_{\rightarrow s} \vec{i}_{\rightarrow s}^* \right) - \operatorname{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow s}^* \vec{\psi}_{\rightarrow s} \right) - \left| \vec{i}_{\rightarrow s} \right|^2 R_s + \operatorname{Re} \left(\vec{i}_{\rightarrow r}^* \vec{\psi}_{\rightarrow r} \right) - \left| \vec{i}_{\rightarrow r} \right|^2 R_r \right] \quad (2.22)$$

Substituindo as equações (2.5) e (2.6) na equação (2.22), resulta em:

$$P_{mec} = -\frac{3}{2} \Omega \operatorname{Im} \left(\vec{\psi}_{\rightarrow r} \vec{i}_{\rightarrow r}^* \right) \quad (2.23)$$

A potência mecânica também pode ser escrita como o produto do torque pela rotação do eixo:

$$P_{mec} = \Omega T_e \quad (2.24)$$

Igualando as equações (2.23) e (2.24) tem-se que:

$$T_e = -\frac{3}{2} \operatorname{Im} \left(\vec{\psi}_{\rightarrow r} \vec{i}_{\rightarrow r}^* \right) \quad (2.25)$$

Aplicando as relações dadas nas equações (2.8) e (2.9) na equação (2.25), é possível obter o torque elétrico em função apenas dos fluxos:

$$T_e = \frac{3}{2L_\sigma} (\psi_{\mu\beta}\psi_{r\alpha} - \psi_{\mu\alpha}\psi_{r\beta}) \quad (2.26)$$

As indutâncias de magnetização (L_m) e dispersão (L_s e L_r) do motor, podem ser obtidas a partir dos dados fornecidos pelo fabricante.

As indutâncias L_μ e L_σ , bem como a resistência do rotor R_r , estão relacionadas com as indutâncias fornecidas pelo fabricante, segundo as equações (2.27) a (2.28). Estas equações são obtidas quando se transforma o modelo completo no modelo simplificado, conforme a discussão feita por Maischak, 1994.

$$L_\mu = L_m + L_s \quad (2.27)$$

$$L_\sigma = L_r + L_s \left(1 + \frac{L_s}{L_m} + \frac{L_r L_s}{L_m^2} + \frac{2L_r}{L_m} \right) \quad (2.28)$$

$$R_r = R_r' \left(\frac{L_m + L_s}{L_m} \right)^2 \quad (2.29)$$

O motor utilizado neste trabalho, conforme a apresentação no capítulo 3, é da classe A (segundo a classificação da ABNT). Aplicando a tensão nominal da rede elétrica a este tipo de motor, seu comportamento operacional pode ser descrito pela curva de torque em função da velocidade de rotação (Figura 2.7).

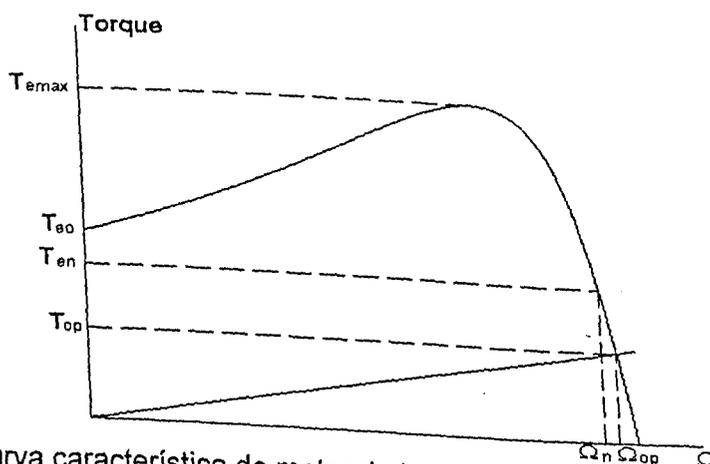


Figura 2.7 – Curva característica do motor de indução

Segundo Kosow (1985) o motor parte com um torque inicial T_{e0} (escorregamento unitário), com a corrente no estator variando entre 5 a 7 vezes a corrente nominal. Isto constitui uma desvantagem desta classe de motores.

À medida que a velocidade de rotação aumenta o torque elétrico aumenta, até atingir o seu valor máximo (T_{emax}). A partir deste ponto, o torque decresce até o valor nulo, quando as rotações do rotor e síncrona se igualarem (escorregamento nulo).

Supondo que o motor seja acoplado a um torque de carga, de variação linear com a rotação, atinge-se a velocidade de operação (Ω_{op}) no ponto de intersecção entre as curvas de torque do motor e da carga (T_{op}).

A velocidade (Ω_n) e Torque (T_n) nominais, correspondem às condições normais de operação do motor. Após o motor entrar em regime, este irá operar em uma faixa aproximadamente linear para qualquer torque de carga menor que o nominal.

Se o torque de carga for aumentado gradualmente, a rotação irá decrescer, e conseqüentemente o torque motor irá aumentar até seu valor máximo. A partir deste ponto, qualquer incremento de carga provocará uma parada no motor.

Se o torque de demanda for constante com a velocidade e superior ao torque máximo do motor, este não irá partir.

2.3 – Modelo do Inversor

Como foi explicado no capítulo introdutório, o inversor é um circuito de potência que converte a energia DC para energia AC, utilizando-se para isso de Tiristores e outros elementos de potência, chaveados sequencialmente. Tal chaveamento promove uma alternância da tensão entre positivo e negativo, resultando em uma voltagem alternada que irá alimentar os motores de indução. A frequência de saída é determinada pela taxa em que os elementos do inversor são levados à condução.

A Figura 2.8 mostra o diagrama de um inversor trifásico de dois níveis. Os elementos de chaveamento, constituintes do inversor, mostrados na figura (representados pelos numeros de 1 a 6) representam os IGBTs (Insulate Gate Bipolar Transistor), modernos dispositivos de chaveamento, projetados para trabalhar em altas frequências de chaveamento com médias ou baixas tensões.

O circuito é composto por três terminais, A, B e C, cada um com duas chaves (1, 4), (3, 6) e (5, 2) respectivamente. Para fins de modelagem, as chaves são ideais, ou seja o tempo de abertura e fechamento é desprezível. Cada uma dessas chaves é ligada ou desligada em intervalos de 180° conectando o seu respectivo terminal de saída na linha positiva ou negativa conforme o comando dado ao inversor. Assim a tensão de saída nos

terminais tem forma de onda quadrada e sua frequência pode ser variada segundo o ângulo de disparo dos tiristores (Figura 2.9).

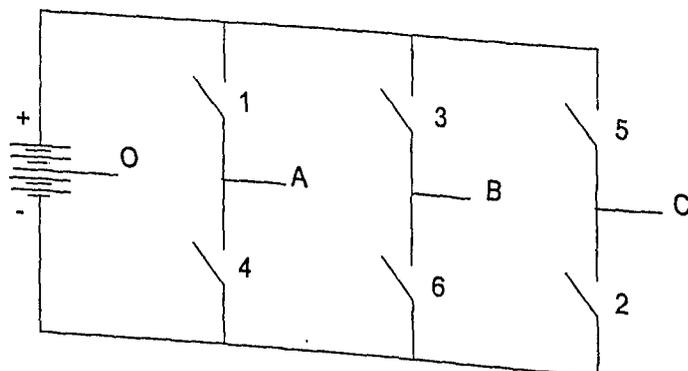


Figura 2.8 – Circuito equivalente do inversor trifásico de dois níveis

Para operar o circuito de forma a gerar tensões trifásicas, cada terminal de saída deve gerar uma tensão defasada de 120 graus em relação aos dois outros, ou seja, deve-se combinar os três terminais para obter o efeito desejado. As voltagens fase-neutro V_{AO} , V_{BO} e V_{CO} entre o terminal de saída e um centro fictício do sistema de suprimento DC, mostradas na Figura 2.9, apresentam tal peculiaridade.

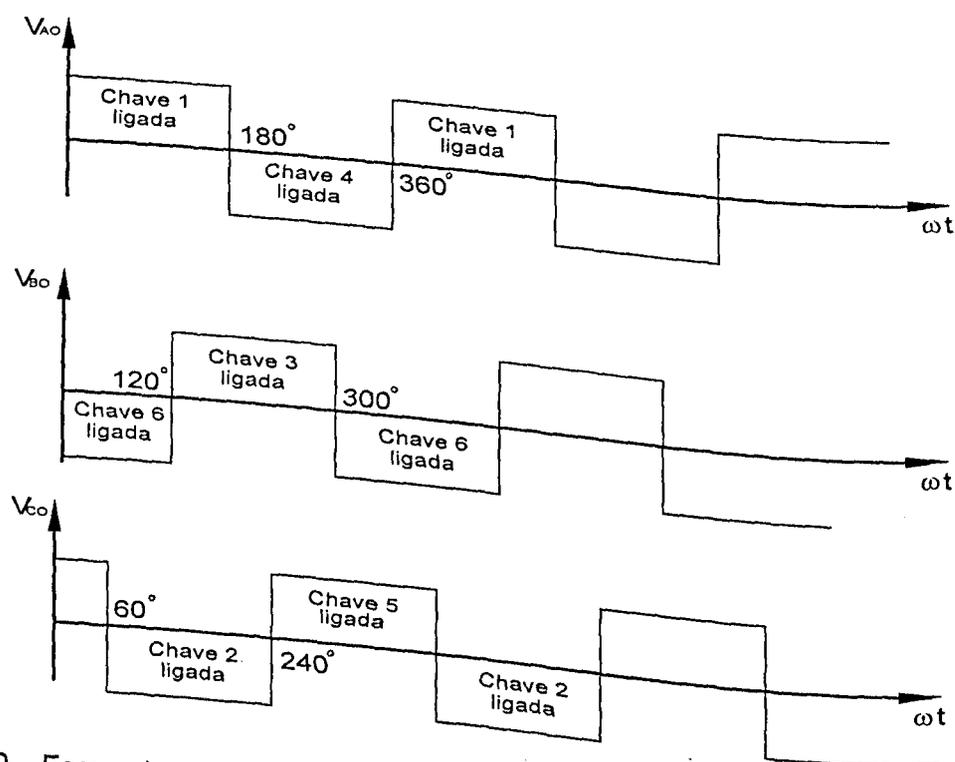


Figura 2.9 – Forma de onda para o inversor trifásico de dois níveis

A operação do inversor trifásico de dois níveis produz todos os harmônicos ímpares múltiplos da frequência da tensão de saída, e estes são harmônicos de baixa frequência, e

portanto, promovem uma operação ruidosa do motor de indução, bem como um torque pulsante, prejudicando assim a qualidade do acionamento (Murphy e Turnbull, 1988).

Com o objetivo de eliminar os harmônicos de baixa frequência produzidos pelo inversor trifásico em ponte foi desenvolvida a técnica do PWM Senoidal assíncrono, ou método subharmônico, discutido por Buja e Nardi, 1985.

Neste método de modulação é utilizado um sinal de referência senoidal, de amplitude (U_s) e frequência (f_s) variáveis, que é comparado com uma onda triangular (portadora), de amplitude fixa (U_p) e frequência fixa igual a frequência de pulsação (f_p).

O pulso de disparo enviado aos tiristores ocorre sempre que houver cruzamento entre as ondas de referência e portadora.

A tensão de saída de cada fase terá nível positivo sempre que a amplitude da onda de referência superar a amplitude da onda portadora e nível negativo quando ocorrer o contrário, como mostra a Figura 2.10.

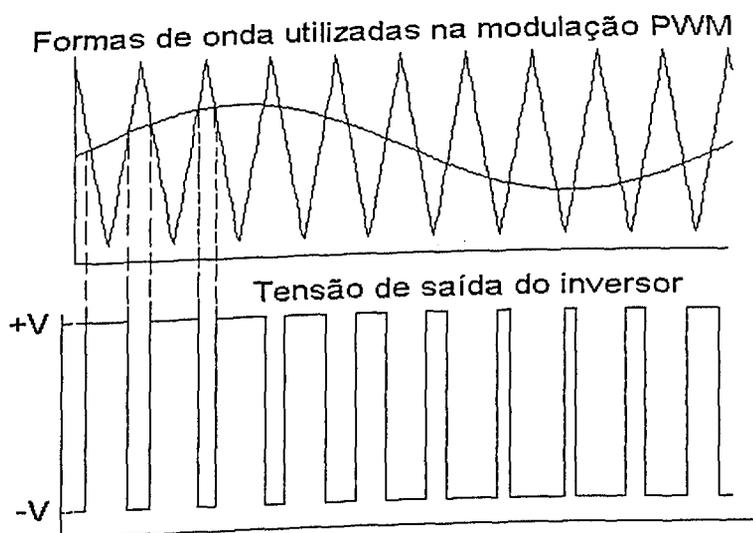


Figura 2.10 – Ilustração do método de modulação PWM

O sinal de referência é preferencialmente senoidal, pois exibe menor distorção harmônica.

O método subharmônico produz uma tensão terminal de saída cuja fundamental tem a mesma frequência e a mesma fase do sinal senoidal de referência correspondente. Sendo assim, para gerar saídas trifásicas basta gerar três ondas de referência defasadas de 120 graus entre si.

A frequência da onda de referência é igual à frequência da rotação do campo síncrono, ou em outras palavras, igual à frequência de rotação desejada, descontando-se obviamente o escorregamento.

A frequência da onda portadora é igual à frequência de pulsação, o que equivale a duas vezes a frequência de chaveamento (f_{ch}) dos elementos de potência (thyristores, IGBT), e portanto é limitada pela qualidade destes elementos.

Modulando o sinal através do método PWM, pretende-se obter um sinal onde a amplitude da componente fundamental da tensão tenha a mesma amplitude da tensão de alimentação da rede elétrica, supondo que o motor estivesse ligado na mesma, como pode ser visualizado na Figura 2.11.

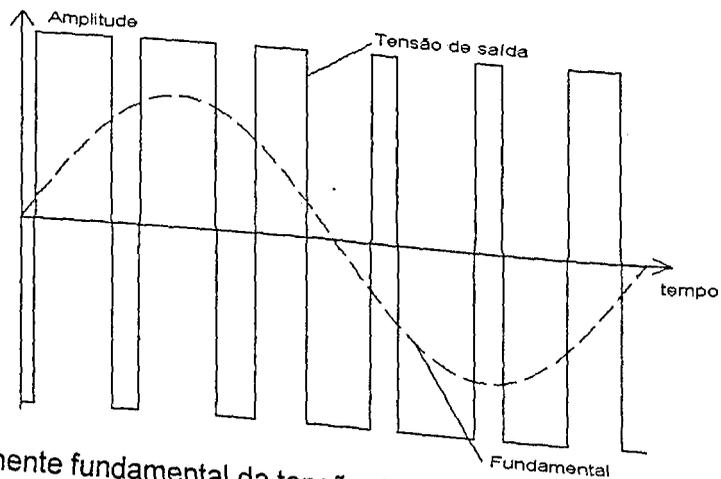


Figura 2.11 – Componente fundamental da tensão de saída do inversor

A equação (2.30) relaciona a variação da amplitude da onda triangular (y_p) no tempo (t) e é válida apenas para o intervalo de zero a T_p (Figura 2.12). Para gerar a onda em intervalos de tempo maiores, repetem-se os pontos do primeiro intervalo, segundo os intervalos de tempo múltiplos do período da onda.

$$y_p = 2 \text{abs} \left(V_c - \frac{2V_c}{T_p} t \right) - V_c \quad (2.30)$$

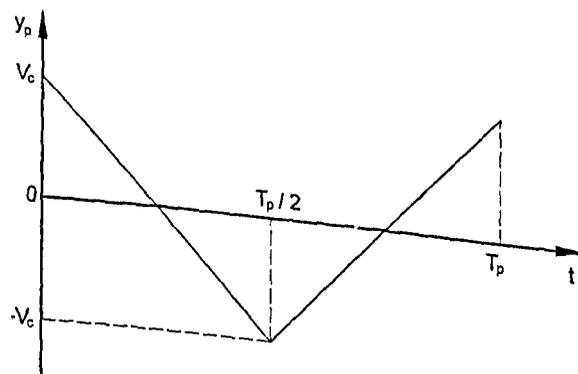


Figura 2.12 – Intervalo correspondente a 1 período de uma onda triangular

A modulação PWM não elimina os harmônicos introduzidos no sinal da corrente de alimentação do motor, e sim faz com que estes harmônicos sejam da ordem da frequência de chaveamento e de seus múltiplos. Assim, quanto maior for esta frequência, menor será a distorção de baixa frequência na corrente (Murphy e Turnbull, 1988).

O circuito de potência do inversor (Grant et al., 1983) impõe duas restrições básicas no processo de modulação. Primeiro, existe um limite superior na taxa de comunicação, o que restringe o número de pulsos (ou ativações de cada chave da Figura 2.4). Este limite é ditado por considerações térmicas. Em cada ciclo os capacitores de comunicação descarregam-se, e neste processo o efeito Joule gera perdas no circuito de comunicação.

A outra restrição no processo de modulação é a existência de um tempo mínimo de espera entre o instante em que determinado tiristor é disparado e o instante em que esse pode ser comutado. Esse tempo, denominado de tempo mínimo de condução (t_{min}), é da ordem de $200\mu s$ (Zubeck et al, 1975). O problema do tempo mínimo se torna mais relevante quando se aproxima do pico da onda de referência, pois o intervalo entre dois pulsos se torna cada vez menor, como pode ser observado na Figura 2.10.

Um inconveniente do método é a variação de fase entre as ondas de referência e triangular, pois as mesmas são geradas de forma digital e seus zeros, em cada período de rotação, podem não coincidir. Conseqüentemente o padrão de pulso não se repete identicamente em cada ciclo. Por esse motivo o processo é denominado de PWM senoidal assíncrono. O efeito desse fator é mais acentuado quando a taxa de modulação é baixa, pois há geração de componentes subharmônicos da voltagem.

Além da função de evitar harmônicos de baixa ordem no sinal da corrente, duas funções importantes atribuídas ao inversor PWM (e aos inversores em geral) são:

- O controle da partida do motor para evitar picos de corrente e torque elétrico, que causam, respectivamente, aquecimento e fadiga nos componentes mecânicos.
- O controle da amplitude das tensões em cada fase, a fim de manter o fluxo magnético constante. Isso evita que a amplitude da corrente no estator supere o valor nominal e seja apropriada ao torque exigido. Outra razão para este controle é operar o motor próximo à saturação, a fim de utilizar a sua capacidade máxima.

A partida é controlada através de uma rampa de aceleração, ou seja, varia-se a velocidade do motor de zero até a frequência de operação, segundo uma função linear, de acordo com o manual de operação do Micromaster 6SE31 da Siemens.

O controle da amplitude da onda fundamental é feito através do controle da amplitude da onda de referência em relação a amplitude da portadora. Assim, uma prática

comum em inversores PWM é manter a onda portadora com amplitude fixa de valor unitário e variar a amplitude da onda de referência, a fim de controlar a amplitude da componente fundamental da tensão.

O controle da amplitude da onda de referência é feito a partir da exigência de manter o fluxo magnético, como é explicado nos próximos parágrafos.

Quando é feita a transformação do sistema trifásico para o bifásico, as tensões e correntes passam a ter uma defasagem de 90 graus. Assim uma forma razoável de se representar os vetores espaciais de tensão e corrente, quando a forma de onda é senoidal, é dada nas equações (2.31) e (2.32).

$$\vec{u}_{\rightarrow s} = -jU_s e^{-j\Omega_s t} \quad (2.31)$$

$$\vec{i}_{\rightarrow s} = -jI_s e^{-j(\Omega_s t - \phi_{ui})} \quad (2.32)$$

Onde U_s é a amplitude da tensão, I_s é a amplitude da corrente, e ϕ_{ui} é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente.

Substituindo as equações (2.31) e (2.32) na equação (2.5) e integrando-se o fluxo:

$$\vec{\psi}_{\rightarrow \mu} = \left(\frac{U_s - R_s I_s e^{j\phi_{ui}}}{\Omega_s} \right) e^{-j\Omega_s t} \quad (2.33)$$

A equação (2.33) é válida somente se a tensão de alimentação no motor for senoidal. O termo entre parênteses representa a amplitude do fluxo de magnetização.

A amplitude do fluxo pode ser dividida em duas parcelas: a primeira ($\psi_{\mu 1}$), devida à influência da tensão de alimentação e a segunda ($\psi_{\mu 2}$) devida à queda de tensão nas bobinas do estator, dada na equação (2.35).

A queda de tensão em baixas rotações deve-se ao comportamento não linear da relação entre o fluxo e o quociente tensão/frequência.

$$\left| \vec{\psi}_{\rightarrow \mu} \right|_1 = \frac{U_s}{\Omega_s} \quad (2.34)$$

$$\left| \psi_{\rightarrow \mu} \right|_2 = \frac{R_s I_s e^{j\phi_u}}{\Omega_s} \quad (2.35)$$

Se a parcela $\psi_{\mu 2}$ da amplitude do fluxo for desprezada, este fica dependendo apenas da razão entre a amplitude da tensão fundamental (U_s) e a velocidade síncrona (Ω_s). Portanto uma forma simples de controle da amplitude da fundamental é manter a razão tensão/frequência constante, obtendo assim um controle linear (Figura 2.15).

Entretanto, quando a operação é feita em baixas frequências (menores que 15 Hz), a queda de tensão na resistência do estator, torna-se significativa em comparação à tensão de alimentação. O torque máximo decresce rapidamente e o motor perde sua capacidade de partida (Figura 2.13).

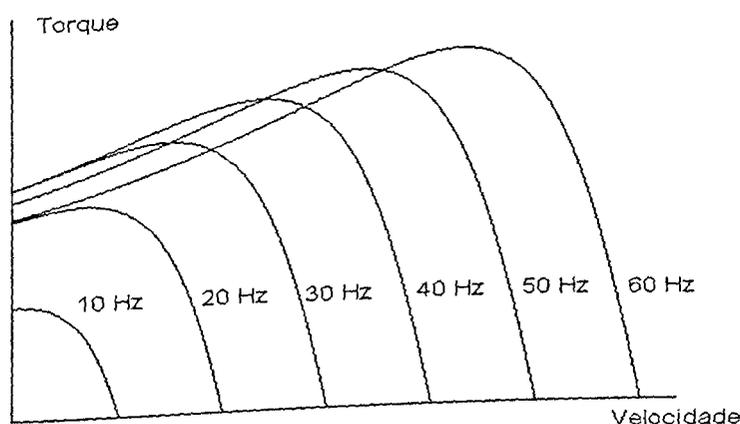


Figura 2.13 – Efeito do controle linear da tensão na curva característica do motor

Para evitar o efeito da queda de tensão existem duas alternativas. Uma delas é aplicar o controle linear com um valor inicial (U_0). Entretanto há um aumento da amplitude da corrente nas frequências maiores que 15 Hz, promovendo aquecimento no motor.

A segunda alternativa é realizada mantendo-se o fluxo de magnetização (ψ_{μ}) constante e igual ao nominal. Com este tipo de controle a relação entre tensão e frequência síncrona passa a ser não linear e uma melhor performance é obtida.

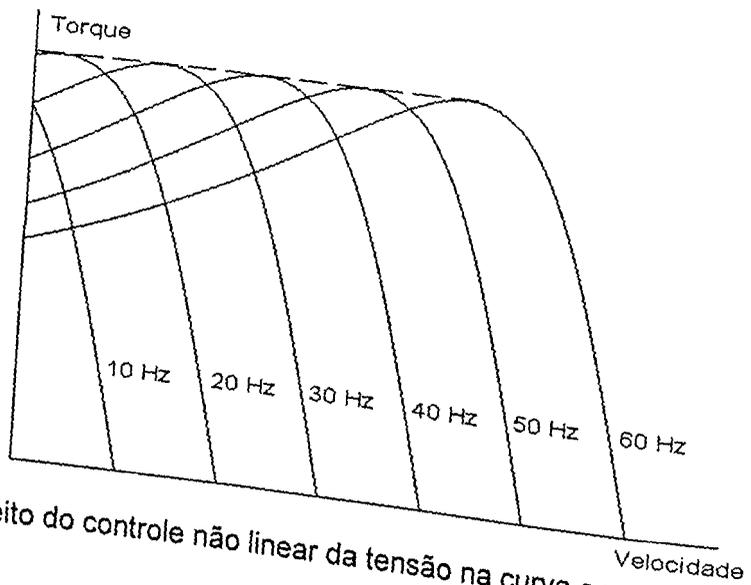


Figura 2.14 - Efeito do controle não linear da tensão na curva característica do motor

No controle não linear (fluxo constante) a curva característica mantém-se a mesma em diferentes tensões de alimentação, mas sofre deslocamentos ao longo do eixo velocidade (Figura 2.14). Esta característica é muito apropriada, pois o motor mantém capacidade de torque em toda faixa de velocidade. Outra vantagem é a capacidade de partida mesmo com torques maiores ao torque de partida nominal.

As três formas de controle são apresentadas na Figura 2.15, onde o símbolo Ω representa a velocidade de rotação nominal do motor.

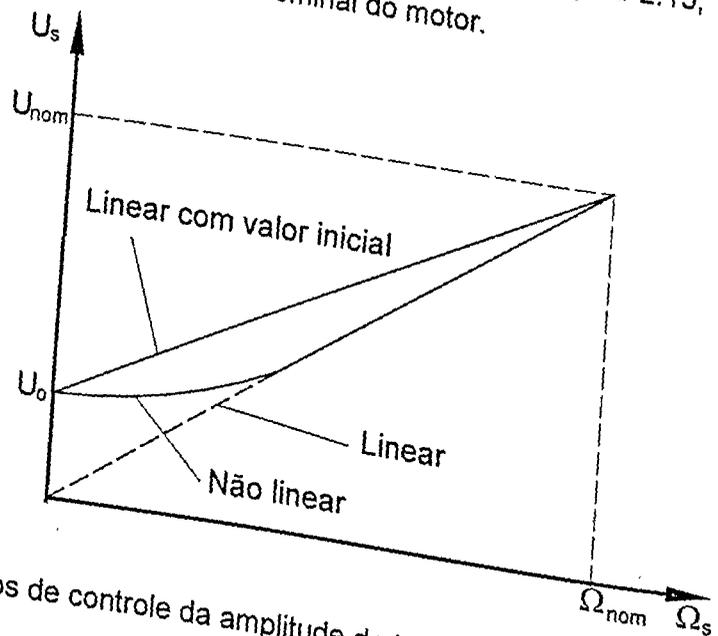


Figura 2.15 - Modos de controle da amplitude da tensão de referência

Foram discutidas as características da modulação PWM, supondo as tensões relativas a um ponto neutro do inversor. Entretanto, a tensão nos terminais do estator depende do tipo de ligação entre as bobinas, que pode ser em delta ou estrela. A ligação em delta, utilizada neste trabalho, é apresentada na Figura 2.16.

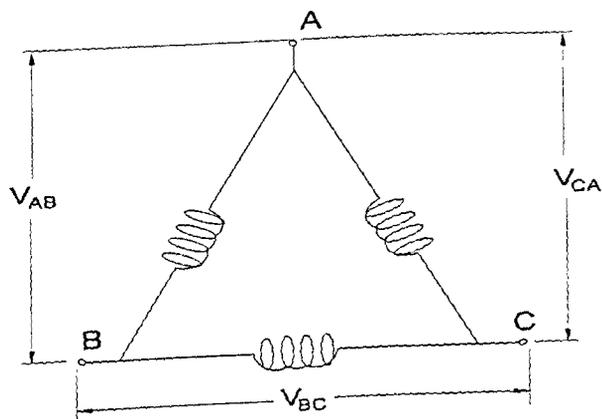


Figura 2.16 – Ligação em delta das bobinas do estator

As equações (2.36), (2.36) e (2.38) definem as relações entre as tensões fase-neutro (V_{AO} , V_{BO} e V_{CO}) e as tensões de linha (V_{AB} , V_{BC} e V_{CA}).

$$V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \quad (2.36)$$

$$V_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \quad (2.37)$$

$$V_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \quad (2.38)$$

A tensão de linha pode ser representada pela forma de onda mostrada na Figura 2.17, onde também é mostrada a fundamental.

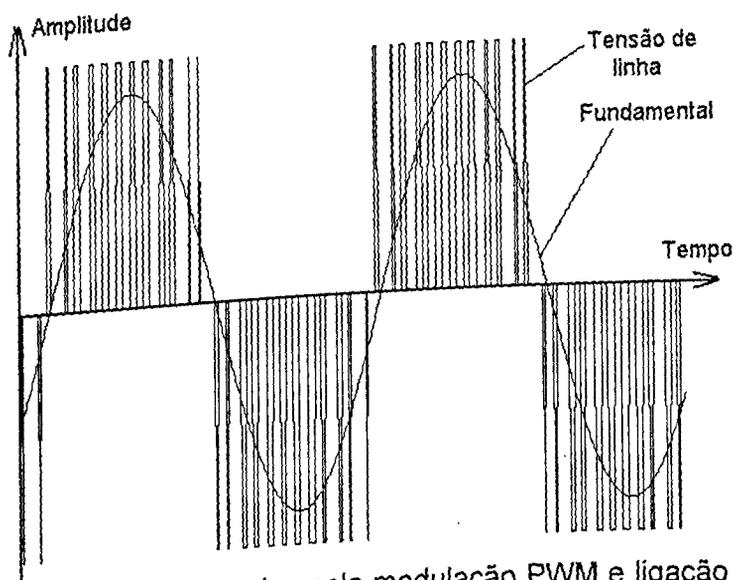


Figura 2.17 – Tensões de linha geradas pela modulação PWM e ligação do motor em delta ($f_p = 365$ Hz)

Um dos problemas que podem ocorrer na tensão de linha é sua deformação, quando se aplica a modulação PWM com uma frequência da onda portadora inadequada. Isso pode ser visualizado na Figura 2.18, onde as tensões fundamental e de linha estão defasadas.

Além disso grandes intervalos de zero de tensão são observados na tensão de linha. Este problema não ocorre na tensão observada na Figura 2.17, onde a frequência da portadora é diferente.

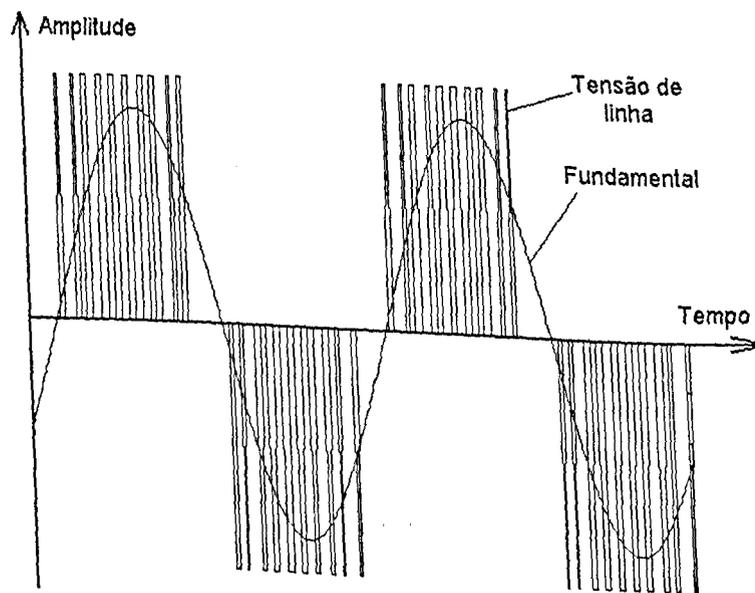


Figura 2.18 – Deformação da tensão de linha devido a frequência de chaveamento ($f_p = 360$ Hz)

2.4 – Modelo do Gerador

A forma construtiva da máquina de corrente contínua é mais complexa quando comparada à da máquina de indução.

Apresenta-se na Figura 2.19 a forma construtiva simplificada de um gerador CC comercial típico.

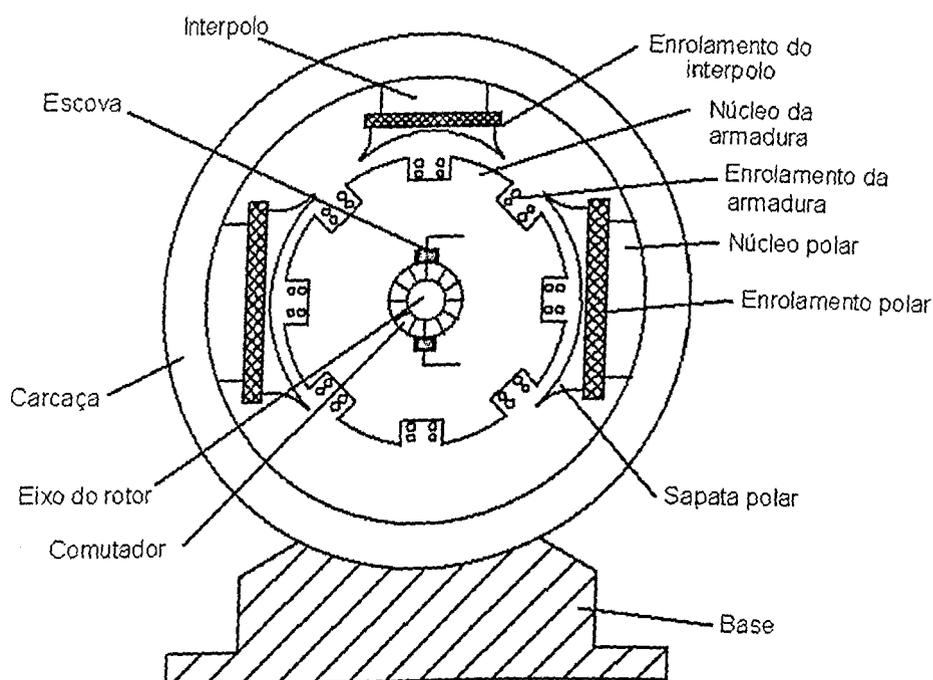


Figura 2.19 – Elementos construtivos de uma máquina CC

O enrolamento da armadura é constituído de bobinas, de resistência R_a e indutância L_a , isoladas entre si e também de seu núcleo. As bobinas são eletricamente ligadas ao comutador, composto de vários segmentos de cobre, individualmente isolados entre si e do eixo rotor.

As bobinas do enrolamento de campo têm resistência R_f e indutância L_f . O campo é alimentado com tensão independente da armadura e portanto o gerador é denominado de gerador de excitação independente.

As escovas, geralmente de carvão ou grafite, são montadas sobre um anel fixo e ligadas aos terminais externos da armadura.

O funcionamento do gerador CC, assim como no motor de indução, baseia-se na produção de um campo eletromagnético entre os enrolamentos da armadura e polar.

O enrolamento polar é alimentado com uma tensão contínua (U_{cc}), que irá produzir um campo eletromagnético entre os dois pólos opostos, mostrados na Figura 2.16. Assim, pela Lei de Faraday, quando o eixo do rotor é movimentado com determinado torque (T_g), uma tensão (E_a) é gerada entre os terminais da armadura e coletada através das escovas.

O circuito equivalente do gerador CC é apresentado na Figura 2.20.

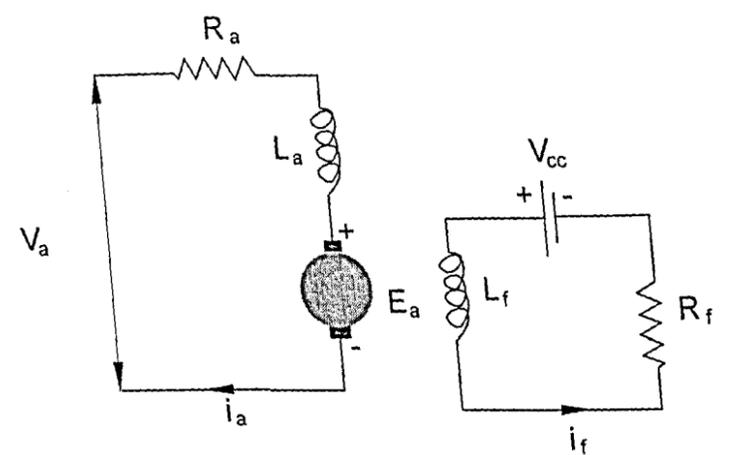


Figura 2.20 – Circuito equivalente de um gerador CC

As equações (2.39) a (2.41) descrevem o comportamento do gerador.

$$T_g = C_m i_f i_a \tag{2.39}$$

$$E_a = C_m i_f \Omega_g \tag{2.40}$$

$$E_a = V_a + R_a i_a \tag{2.41}$$

Os símbolos C_m e Ω_g são a constante do gerador e a velocidade de rotação do rotor, respectivamente. A constante do gerador depende do número de pólos, o número total de condutores no enrolamento de armadura e o número de caminhos paralelos do enrolamento (Fitzgerald et al., 1975).

Se a tensão de alimentação do campo (V_{cc}) for constante, a corrente de campo (i_f) também será e portanto o termo $C_m i_f$ será constante.

Considerando-se a tensão V_{cc} constante e ainda considerando-se o atrito nos mancais:

$$T_g = C_g \Omega_g + T_o \tag{2.42}$$

2.5 – Modelo do sistema mecânico

O sistema mecânico é modelado para representar apenas os movimentos de torção, por duas inércias de rotação J_r e J_g referentes aos rotores do motor e do gerador, conectadas por uma mola torcional K_a , representando a rigidez torcional do acoplamento elástico. As coordenadas θ e δ indicam os deslocamentos angulares dos rotores.

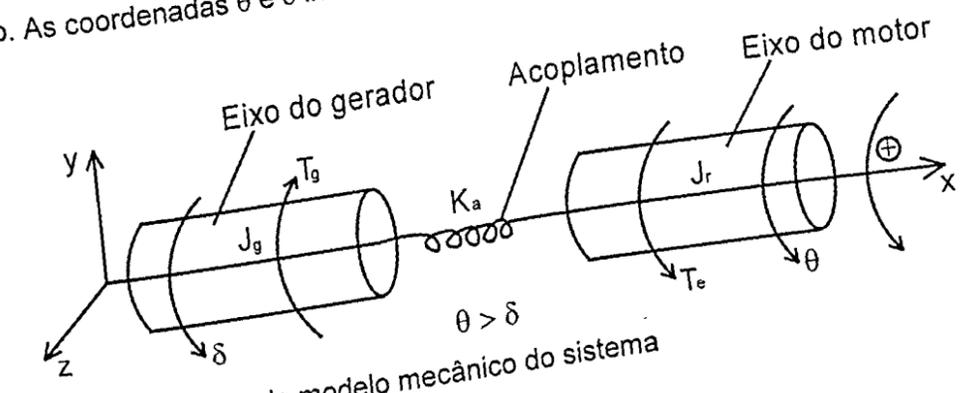


Figura 2.21 – Diagrama do modelo mecânico do sistema

As equações do movimento do sistema, mostrado na Figura 2.21, são obtidas aplicando-se o 2º Princípio de Euler, resultando:

$$J_r \ddot{\theta} = T_e - K_a (\theta - \delta) \tag{2.43}$$

$$J_g \ddot{\delta} = -T_g + K_a (\theta - \delta) \tag{2.44}$$

As derivadas dos deslocamentos angulares (θ e δ), podem ser escritas em função das velocidades angulares (Ω e Ω_g):

$$\dot{\theta} = \Omega \tag{2.45}$$

$$\dot{\delta} = \Omega_g \tag{2.46}$$

Substituindo (2.45) em (2.43) e (2.46) em (2.44), obtém-se:

$$\dot{\Omega} = \frac{T_e - K_a (\theta - \delta)}{J_r} \tag{2.47}$$

$$\dot{\Omega}_g = \frac{-T_g + K_a(\theta - \delta)}{J_g}$$

(2.48)

2.6 – Modelo Computacional

O programa de simulação do conjunto motor-gerador estudado, foi construído em linguagem C, utilizando os recursos de Janela da arquitetura Windows. O algoritmo simplificado é mostrado na Figura 2.22.

A Janela principal do programa é dividida em menus. Estes são apontados basicamente a duas janelas secundárias, uma para início da rotina de cálculos do programa e outra para ajuste das variáveis mais importantes na simulação, listadas a seguir.

- Tempo de simulação (t_s)
- Frequência de amostragem (f_{am})
- Frequência da tensão de saída do inversor (f_s)
- Coeficientes C_g e T_o da equação (2.41)
- Inércias dos eixos do motor (J_r) e gerador (J_g)
- Rigidez torcional do acoplamento (K_a)
- Indutâncias e resistências do estator (L_s e R_s) e rotor (L_r e R_r) do motor
- Indutância de magnetização (L_m)
- Dados de placa do motor: tensão nominal, corrente nominal, potência nominal e rotação nominal
- Frequência de pulsação (f_p)

As principais variáveis são armazenadas em vetores e depois transferidas a arquivos no formato ASCII. O número de pontos de cada vetor (n_p) é calculado através da equação (2.49).

$$n_p = t_s f_{am}$$

(2.49)

O valor mínimo da frequência de amostragem deve ser o dobro da frequência de chaveamento, segundo a regra de Nyquist (Bendat e Piersol, 1986).

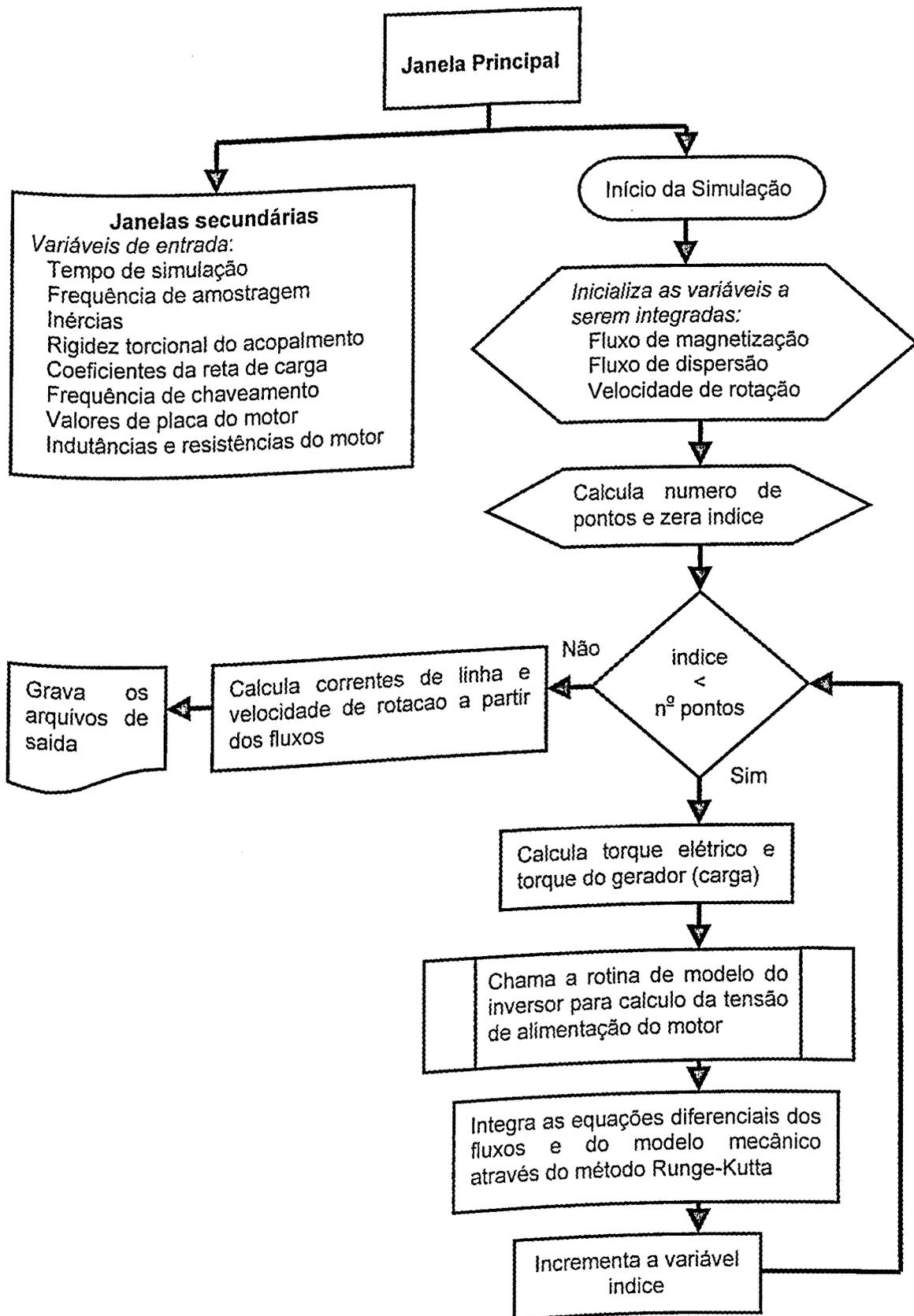


Figura 2.22 – Algoritmo simplificado do programa de simulação

O torque elétrico, as correntes de cada fase e a rotação final do sistema são calculados através de um "loop" de integração das equações (2.10) a (2.13) e (2.45) a (2.48) através do método de Runge-Kutta de quarta ordem (Press et al, 1992).

O espectro dos sinais resultantes da simulação são obtidos com o auxílio dos recursos próprios para cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT – Fast Fourier Transform) do software MATLAB®. Uma explicação detalhada do algoritmo da FFT é dada por Bendat e Piersol, (1986).

A Figura 2.23 contém uma ilustração do programa de simulação, executado em ambiente Windows.

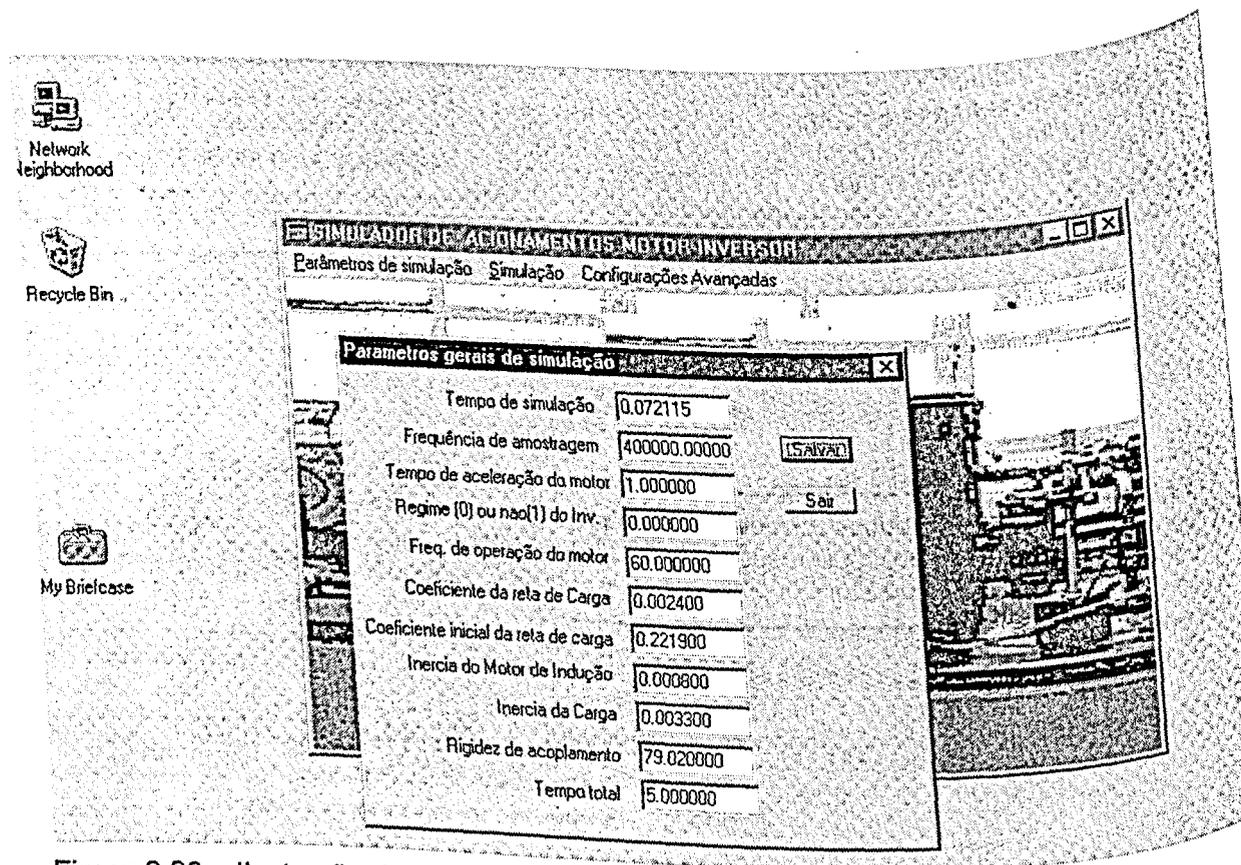


Figura 2.23 – Ilustração do programa de simulação

Capítulo III

Projeto da Bancada Experimental

A corrente de alimentação do motor e a rotação do eixo rotor são derivadas da tensão fornecida pelo inversor. Segundo o relato feito no capítulo precedente, considerando-se as indutâncias de magnetização e dispersão constantes, o torque elétrico é uma função da corrente.

Portanto a caracterização dos harmônicos provenientes do inversor, pode ser realizada através dos efeitos da tensão nas referidas corrente, torque e rotação do eixo., Sendo assim, estas grandezas foram monitoradas nos ensaios de laboratório.

Os ensaios foram realizados em regime permanente e transiente. Este último para averiguar o controle da velocidade de rotação, imposto pelo inversor.

Para comparar os resultados das medições, com os valores calculados através dos modelos, fez-se necessária a caracterização dos parâmetros físicos da bancada experimental.

As inércias dos eixos e a rigidez de acoplamento foram calculadas através da análise das funções resposta em frequência, montando-se experimentos específicos a este fim.

Um dos pontos importantes, observados neste trabalho, foi a interferência do sistema de medição nas grandezas monitoradas. Assim, procurou-se determinar as frequências naturais de torção e flexão da bancada.

O conhecimento da variação do torque de demanda com a velocidade, também é um parâmetro importante na modelagem, e portanto foram realizados experimentos para este fim.

Visando um melhor entendimento, este capítulo será dividido nos seguintes tópicos:

- Apresentação dos elementos constituintes da bancada, o sistema de medição e os procedimentos experimentais
- Caracterização dos parâmetros mecânicos da bancada
- Determinação das frequências naturais do sistema
- Caracterização do comportamento do gerador

3.1 – Apresentação da Bancada Experimental

O princípio da medição do torque elétrico baseia-se na 3ª Lei de Newton, ou seja, a toda ação corresponde uma reação. Sendo assim o torque aplicado no eixo do rotor pela ação dos fluxos magnéticos (ver capítulo II) reage com a carcaça do motor (Figura 3.1).

O sistema experimental foi montado de forma a manter o motor de indução apoiado nas duas pontas do eixo do rotor.

Quando a carcaça gira, a alavanca presa à base do motor, pressiona as células de carga estática e dinâmica. A força medida é multiplicada pelo braço de alavanca (L_b), resultando no torque elétrico.

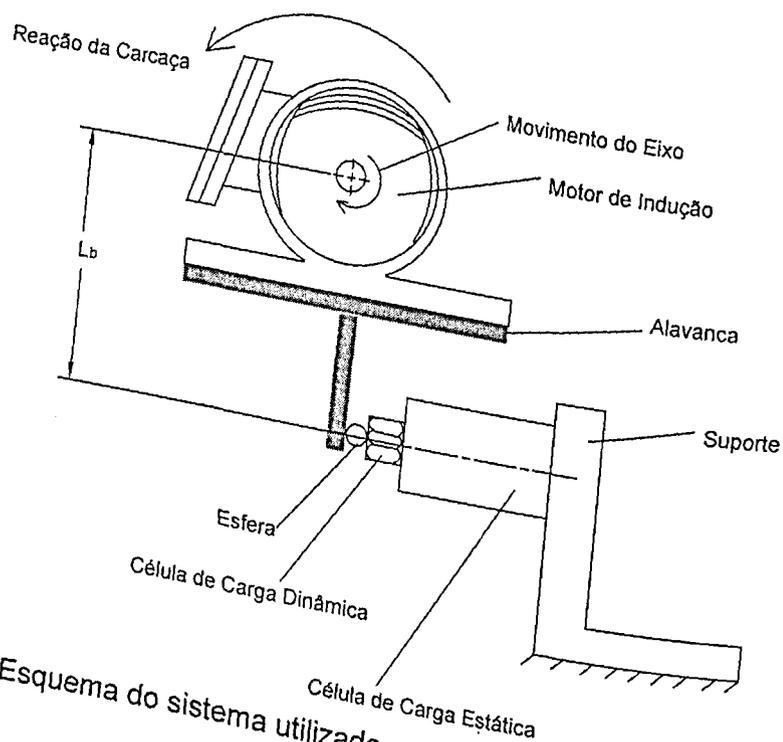


Figura 3.1 – Esquema do sistema utilizado para medição do torque elétrico

Entre a alavanca e a célula dinâmica foi montada uma superfície esférica parafusada em ambas, de forma a compensar os desalinhamentos e assim não danificar os sensores. A bancada experimental (Figura 3.2) foi projetada com o auxílio do programa AutoCad. O desenho de projeto encontra-se no Anexo I. Na Figura 3.3 encontra-se um detalhe do sistema utilizado para medição do torque elétrico.

Os valores das indutâncias, L_{μ} e L_{σ} , e das resistências, R_s e R_r , do motor de indução, foram obtidos a partir dos dados fornecidos pelo fabricante e das equações (2.27) a (2.29), estando resumidos na tabela 3.1. O valor da resistência do estator foi verificada experimentalmente, utilizando-se um ohmímetro.

Tabela 3.1 – Parâmetros do motor de indução

R_s (Ohms)	R_r (Ohms)	L_μ (mH)	L_σ (mH)
15,88	15,23	0,3521	0,0337

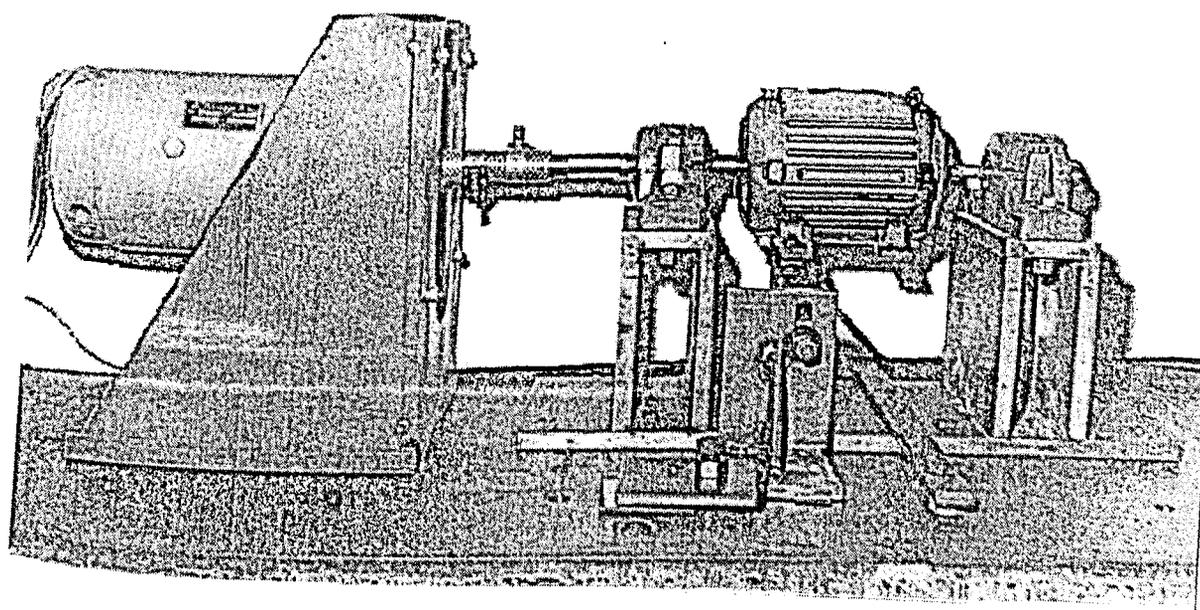


Figura 3.2 – Vista geral da bancada construída para medição do torque elétrico

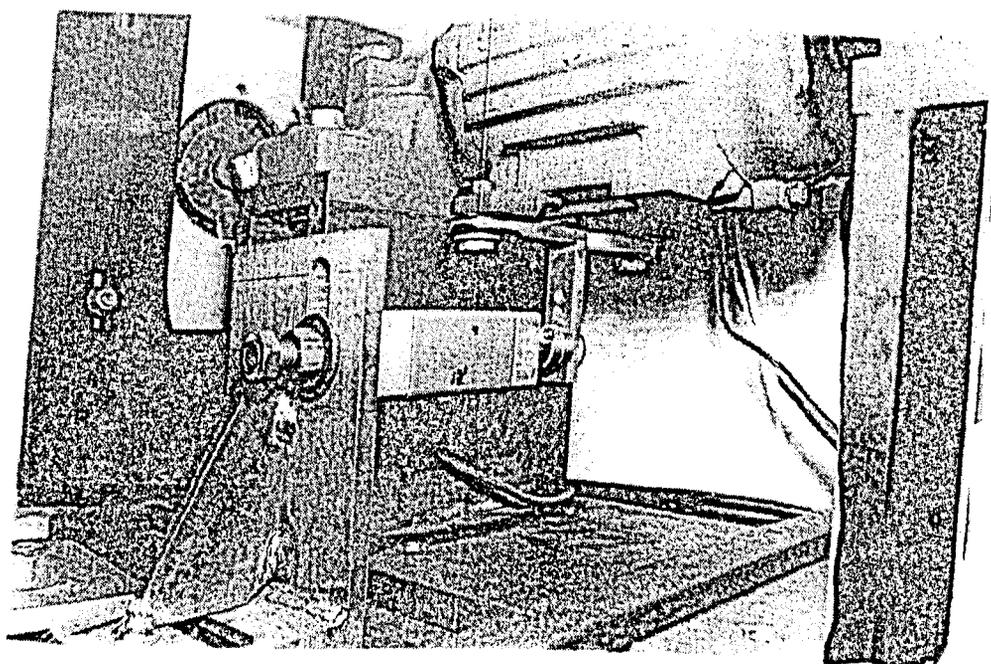


Figura 3.3 – Detalhe do sistema experimental para medição do torque elétrico

O sistema de medição é esquematizado na Figura 3.4 e constitui-se dos componentes principais:

- Motor de Indução trifásico de 370 W (0,5 cv), fabricado pela WEG, carga nominal de 370 W. As características nominais de operação do motor com ligação Δ são: alimentação 220 V – 60 Hz, corrente nominal 1,7 A, rotação nominal 3380 rpm, torque nominal de 0,98 Nm e rendimento 68,4 % de torque elétrico de 0,98 Nm
- Inversor da Siemens, modelo Micromaster 6SE31
- Motor de corrente contínua, marca Maquel, modelo M415K, potência 800 W, tensão de alimentação 220 V e tensão de campo de 160 V
- Reostato de 1000 Watts
- Célula de carga estática da Kratos modelo MM com condicionador de sinais
- Célula de carga dinâmica piezoelétrica tipo 8200 da Bruel & Kjaer
- Condicionador de sinais tipo 2335 da Bruel & Kjaer
- Ponta de Corrente de efeito Hall tipo A6302 da Tektronix
- Amplificador da ponta de corrente tipo AM503 da Tektronix
- Osciloscópio digital de 2 canais tipo TDS310 da Tektronix
- Analisador de espectros tipo SD380 da Scientific Atlanta
- Tacômetro ótico tipo MM0012 da Bruel & Kjaer com condicionador de sinais
- Microcomputador com processador 486 da Intel e placa GPIB

Os demais componentes utilizados, tais como mancais de apoio, suportes do motor, gerador, acoplamento, são detalhados e especificados no desenho de projeto da bancada que se encontra no Anexo I.

A célula de carga estática foi calibrada com o auxílio de massas padrão, cuja sensibilidade resultante é de 2,035 mV/N. A saída do amplificador desta célula é ligada à entrada do osciloscópio, onde é calculado o valor médio.

A saída do condicionador de sinais da célula dinâmica foi conectada ao canal A do analisador de espectros. A sensibilidade do condicionador foi variada segundo a velocidade de rotação do motor, para acompanhar a variação do torque, e é apresentada na tabela 3.2.

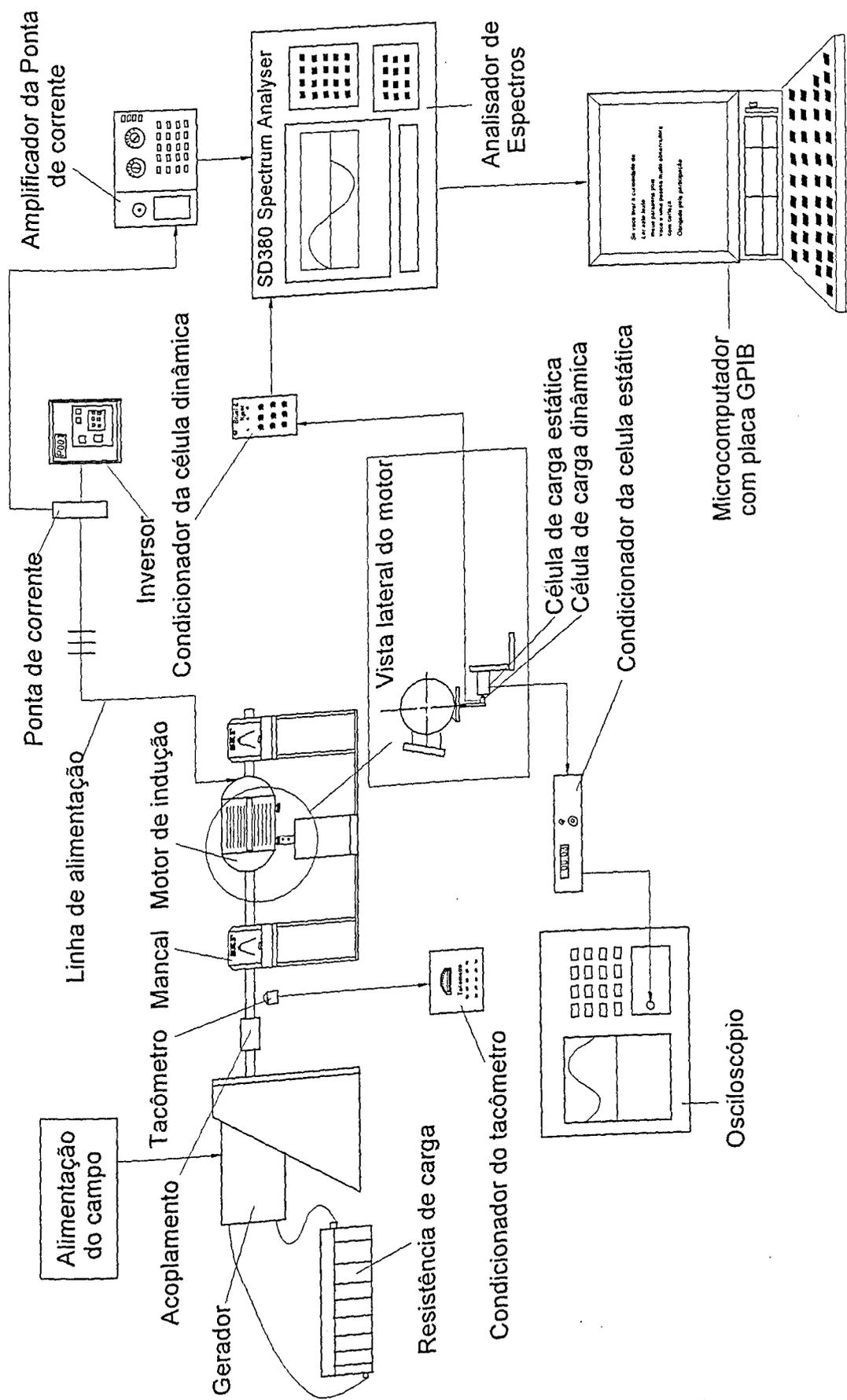


Figura 3.4 - Esquema da instrumentação utilizada nos ensaios de bancada

Tabela 3.2 – Ajustes do condicionador de sinais

Vel. de rotação (Hz)	Sensibilidade (mV/N)
5	100
30	100
50	31,6

O amplificador da ponta de corrente foi calibrado com auxílio de amperímetros de precisão, a sensibilidade resultante é de 9,8314 mV/A.

Foram medidas as correntes nas três linhas de alimentação do motor. Como os resultados obtidos foram semelhantes, este foi considerado simétrico. A saída do amplificador da ponta de corrente foi conectada ao canal B do analisador de espectros.

A aquisição dos sinais no analisador foi feita em diversas faixas de frequência, conforme a velocidade de rotação do motor. Os dados foram analisados no domínio do tempo e da frequência.

As faixas de velocidade, os incrementos de tempo (Δt) e as respectivas frequências de amostragem (f_{am}), para análise do sinal no tempo, encontram-se na tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Ajustes para análise no domínio do tempo

Velocidade do Motor (Hz)	Parâmetros de aquisição	
	Δt (ms)	f_{am} (Hz)
5	0,3906	2560
30	0,0781	12800
50	0,0390	25600

A análise no domínio da frequência foi realizada nas faixas de 20 kHz, 1kHz e 200 Hz para as velocidades de rotação escolhidas. As respectivas frequências de amostragem e resolução de frequência (Δf) são apresentadas na tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Ajustes para análise no domínio da frequência

Faixa (Hz)	F_{am} (Hz)	Δf (Hz)
0 a 20000	51200	25
0 a 1000	2560	1,25
0 a 200	512	0,25

Os pontos adquiridos foram armazenados no analisador de espectros e posteriormente transferidos ao microcomputador através de uma interface GPIB. Os dados foram gravados em arquivos no formato ASCII.

O inversor Micromaster 6SE31 possui diversos ajustes, objetivando o

parâmetros de maior interesse foram a frequência de pulsação e o modo de controle, ou seja, a relação entre a velocidade do motor e a tensão aplicada pelo inversor.

As frequências de pulsação podem ser ajustadas em 2, 4, 8 e 16 kHz. As frequências mais baixas são recomendadas para diminuir a energia consumida com o chaveamento (perdas por chaveamento). Entretanto, a operação do motor torna-se ruidosa. As frequências como 8 e 16 kHz, são ajustadas quando se deseja um melhor desempenho dinâmico.

Existem três tipos de controle da tensão, oferecidos pelo equipamento da Siemens, e são eles o linear, para motores síncronos ou vários motores em paralelo, o quadrático, para bombas e ventiladores, e o controle por corrente de fluxo (FCC), para o qual o manual de operação não fornece a curva de ajuste. Este último é indicado para uma melhor condição de operação, pois consta no manual que o inversor possui um modelo interno, onde é calculada a tensão necessária a uma corrente de magnetização otimizada. Todos estes modos de controle são de malha aberta e realizados segundo curvas de ajuste semelhantes às descritas no capítulo II.

No presente trabalho foi utilizado o FCC, pois a carga do motor não se enquadra nas categorias pertencentes ao uso das curvas de ajuste linear ou quadrático. Os sinais foram analisados nos regime permanente e transiente. O transitório foi aplicado retirando-se a alimentação de campo do gerador C.C., a fim de promover uma queda de carga no gerador.

3.2 – Caracterização mecânica da bancada experimental

Para realizar os cálculos do modelo mecânico do sistema, é necessário conhecer os valores da rigidez do acoplamento e a inércia dos eixos, contidos na bancada experimental. Com o objetivo de medir estes valores foram elaborados e realizados experimentos de torção no sistema.

A resposta de um sistema mecânico é o produto entre a excitação aplicada ao mesmo e sua função resposta em frequência, que depende das propriedades intrínsecas (tais como massa, rigidez, amortecimento e inércias).

Sendo assim, excitando-se o sistema e adotando um modelo físico e matemático, pode-se determinar suas propriedades mecânicas através da medição de suas respostas. Tal técnica é conhecida como análise das respostas em frequência da estrutura (Ewins, resumida no diagrama da Figura 3.5.

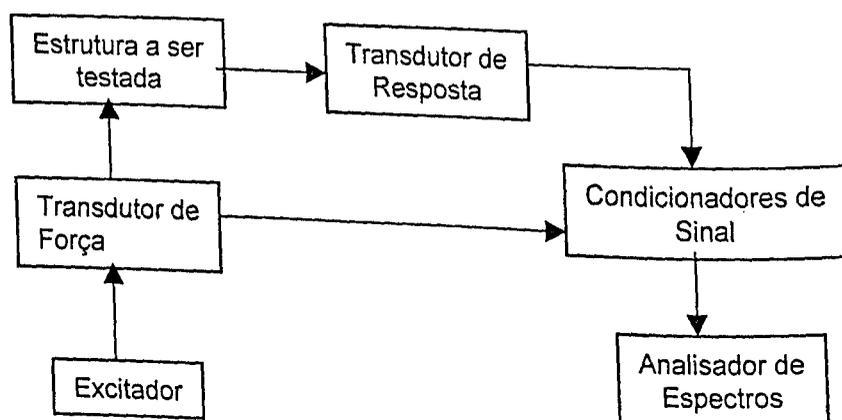


Figura 3.5 – Diagrama de um experimento para determinação da FRF de um sistema

Os transdutores de aceleração e força utilizados neste trabalho foram, respectivamente, acelerômetros e células de carga. A excitação foi feita através de um martelo de impacto e de um shaker. As funções de resposta em frequência (FRF) foram calculadas no analisador de espectros.

As estruturas avaliadas, seus respectivos modelos, bem como a listagem de todos os equipamentos utilizados nos experimentos, serão apresentadas posteriormente neste capítulo.

O parâmetro de FRF utilizado para cálculo das funções de transferência, foi a inércia, que consiste na divisão da aceleração medida no sistema pela força aplicada ao mesmo. Para obter resultados consistentes, é necessário calcular os espectros e tratar estatisticamente os sinais de força e aceleração, antes de realizar o referido quociente (Ewins, 1984).

A identificação das frequências naturais de vibração do sistema é feita através da presença de picos na função transferência, onde há uma defasagem de 90° entre força e aceleração (Thomson, 1973).

Para transformar a força de impacto exercida pelo martelo em torque nos eixos foi projetada e construída uma alavanca. Devido a interação desta peça com o sistema mecânico, foi necessária a caracterização de suas propriedades.

A caracterização mecânica da bancada divide-se nos seguintes tópicos: apresentação dos componentes mecânicos auxiliares (alavanca e molas), modelos físicos e matemáticos dos experimentos, resultados e discussões.

3.2.1 – Componentes auxiliares utilizados na medição dos parâmetros físicos

Os componentes mecânicos auxiliares são: alavanca parafusada em uma peça de fixação para mola, uma mola flexível e um tarugo de aço (Figura 3.6).

O parafuso é utilizado tanto para fixação da mola, quanto para fixação do tarugo de aço.

Maiores detalhes sobre as dimensões da alavanca e da peça de fixação da mola, podem ser encontradas no desenho de projeto (Anexo I).

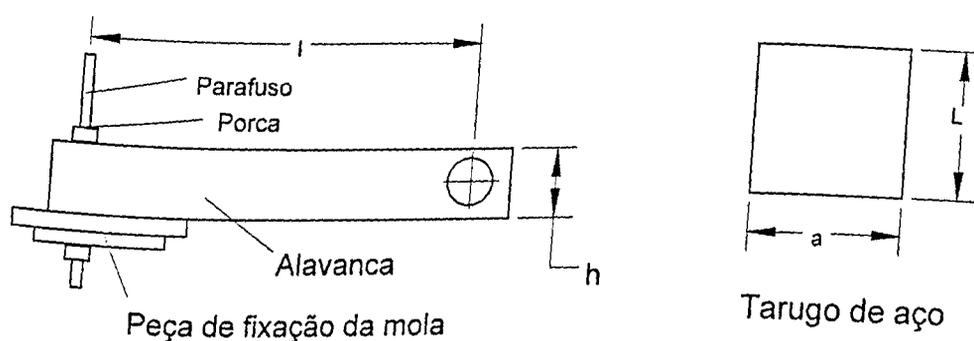


Figura 3.6 – Peças auxiliares na determinação dos parâmetros físicos do sistema

Os parâmetros l , h , a e L , referem-se as dimensões da alavanca e do tarugo de aço, de massa m (Tabela 3.5).

Tabela 3.5 – Parâmetros físicos da alavanca e do tarugo

l (m)	h (m)	a (m)	L (m)	m (Kg)
0,1020	0,0243	0,0316	0,0590	1,442

O momento de inércia da alavanca (J_A), foi determinado através do experimento do pêndulo, mostrado na figura 3.7a.

O momento J_A foi calculado em relação ao centro do eixo longitudinal do motor de indução, ou seja, ao eixo que passa pelo ponto A e é paralelo ao eixo z na figura 3.7a.

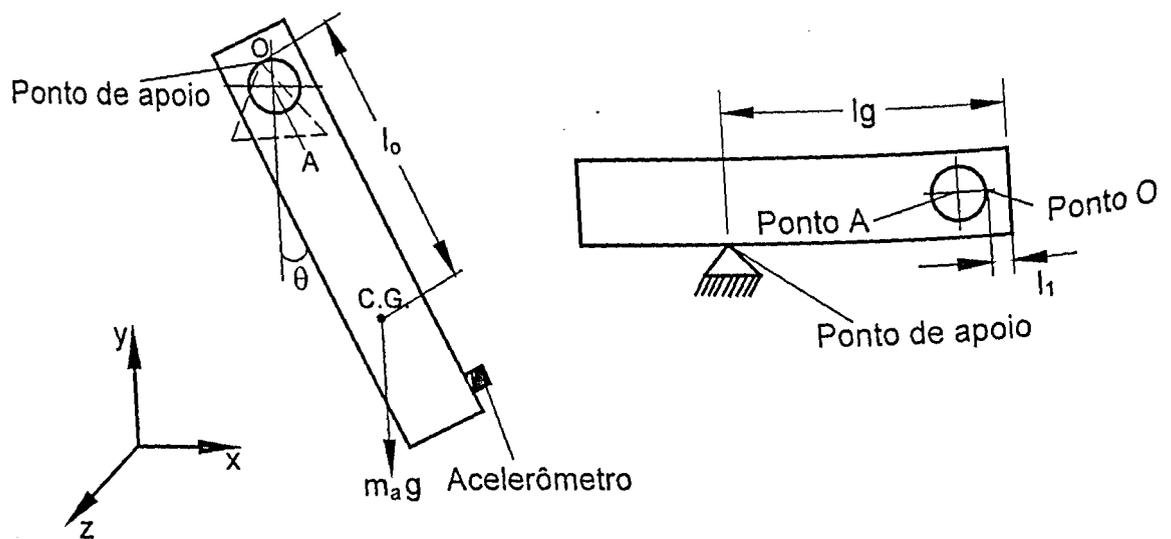
A posição do centro de massa (l_g), foi determinado pela posição de equilíbrio em um ponto de apoio fixo, conforme é mostrado na figura 3.7b.

Aplicando o 2º Princípio de Euler ao movimento pendular da alavanca (Figura 3.7a) e supondo o movimento de oscilação com amplitude pequena ($\sin \theta \cong \theta$):

$$J_o \ddot{\theta} = -m_a g l_o \theta \quad (3.1)$$

A frequência de oscilação da alavanca (ω_a) foi obtida através do autovalor da equação (3.1).

$$\omega_a = \sqrt{\frac{m_a g l_o}{J_o}} \quad (3.2)$$



(a) - Experimento do pêndulo (b) - determinação do C.G.

Figura 3.7 – Experimentos realizados para determinar o momento de inércia da alavanca

A distância entre o ponto O e o centro de gravidade é dado pela equação (3.3).

$$l_o = l_g - l_1 \quad (3.3)$$

Os símbolos m_a , e g referem-se, respectivamente, a massa da alavanca e a aceleração da gravidade.

O momento de inércia J_o , refere-se a um eixo que passa pelo ponto O e é paralelo ao eixo z.

$$J_o = \frac{m_a g l_o}{\omega_a^2} \quad (3.4)$$

Utilizando o teorema de Steiner:

$$J_A = J_{C.G.} + m_a(l_o - d)^2 \quad (3.5)$$

$$J_o = J_{C.G.} + m_a l_o^2 \quad (3.6)$$

Na equação (3.5), d é a distância entre os pontos O e A (Figura 3.7b). O momento de inércia $J_{C.G.}$ refere-se ao centro de gravidade da alavanca (paralelo ao eixo z).

Subtraindo as equações (3.5) e (3.6) e substituindo a equação (3.4) no resultado da subtração:

$$J_A = \frac{m_a g l_o}{\omega_a^2} - m_a d(2l_o - d) \quad (3.7)$$

O momento de inércia do tarugo de aço (J_M) em relação ao eixo longitudinal do motor de indução, pode ser calculado a partir da equação (3.8).

$$J_M = \frac{1}{12} m(3a^2 + L^2) + m \left[\left(\frac{L/2 + h}{2} \right)^2 + l^2 \right] \quad (3.8)$$

3.2.2 – Momento de inércia do rotor do motor de indução

O momento de inércia do motor de indução (J_r) é relativo ao eixo longitudinal do seu rotor (eixo z na Figura 3.8).

Nesta etapa foram realizados dois ensaios com excitação por impacto, pois haviam dois parâmetros desconhecidos: a inércia do rotor e a rigidez da mola. No primeiro ensaio, mostrado na figura 3.8a, utilizou-se a alavanca fixada ao eixo do motor de indução, sem massa extra. Excitou-se o sistema no ponto 1, observando a resposta no ponto 2.

No segundo experimento, mostrado na figura 3.8b, parafusou-se o tarugo de aço na alavanca. Aplicou-se a força no ponto 1, medindo a resposta no ponto 3.

Em ambos experimentos o motor permaneceu desacoplado do gerador. Portanto para a análise torcional utilizou-se apenas 1 grau de liberdade (1 G.D.L.), ou seja, o deslocamento angular do eixo (θ). Com o resultado destes experimentos foram obtidas

duas equações distintas, a partir das quais foram identificados os valores da inércia do eixo rotor (J_r) e da rigidez de torção da mola (K_t).

Supondo o movimento de rotação com pequenas amplitudes, ou seja, $\theta < 10^\circ$, tem-se que:

$$(J_r + J_A)\ddot{\theta} + Kl^2\theta = 0 \quad (3.9)$$

$$(J_r + J_A + J_M)\ddot{\theta} + Kl^2\theta = 0 \quad (3.10)$$

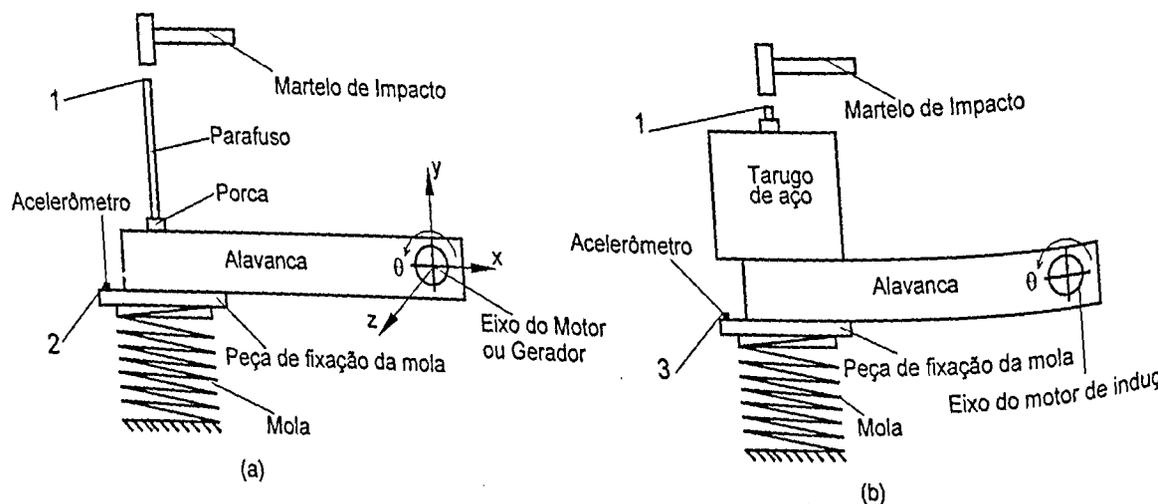
As equações (3.9) e (3.10) são obtidas pela aplicação da 2ª Princípio de Euler aos sistemas apresentados nas figuras 3.8a e 3.8b respectivamente.

Sendo K a rigidez linear da mola, a rigidez torcional equivalente (K_t), é dada na equação (3.11).

$$K_t = Kl^2 \quad (3.11)$$

Somando as inércias do eixo rotor e da alavanca, obtém-se uma inércia equivalente (J_{ar}):

$$J_{ar} = J_r + J_A \quad (3.12)$$



Os autovalores ω_{m1} e ω_{m2} representam as frequências naturais de vibração dos sistemas apresentados nas Figuras 3.7(a) e 3.7(b), respectivamente.

$$\omega_{m1} = \frac{Kl^2}{J_{ar}} \quad (3.13)$$

$$\omega_{m2} = \frac{Kl^2}{J_{ar} + J_M} \quad (3.14)$$

Dividindo as equações (3.13) e (3.14) e substituindo-se a equação (3.12) no resultado da divisão:

$$J_r = \frac{J_M}{\frac{\omega_{m1}^2}{\omega_{m2}^2} - 1} - J_A \quad (3.15)$$

$$K = \frac{\omega_{m1}^2 J_{ar}}{l^2} \quad (3.16)$$

3.2.3 – Momento de inércia do rotor do eixo gerador

O ensaio para medição do momento de inércia do eixo gerador foi semelhante ao realizado para medição do momento de inércia eixo motor.

A alavanca foi presa no eixo do gerador, com o sistema desacoplado. A excitação também foi aplicada no ponto 1, e a resposta medida no ponto 2 (Figura 3.8a).

A inércia do gerador (J_g) pode ser calculada através das equações (3.17) e (3.18).

$$J_{ag} = \frac{Kl^2}{\omega_g^2} \quad (3.17)$$

$$J_g = J_{ag} - J_A \quad (3.18)$$

3.2.4 – Rigidez torcional do acoplamento

A medição da rigidez torcional do acoplamento (K_a) exige que o ensaio seja realizado com o conjunto motor e gerador acoplados (Figura 3.10).

Foram realizados dois ensaios distintos. A necessidade de dois experimentos será justificada mais tarde, no ato da apresentação dos resultados.

No primeiro ensaio excitou-se o sistema com o martelo de impacto (Figura 3.9a), montou-se o motor acoplado ao gerador. A alavanca foi presa no eixo do motor e apoiada sobre a mola. Aplicou-se a força no ponto 1, medindo a resposta no ponto 4.

No segundo ensaio excitou-se o sistema através de um excitador eletro-dinâmico no ponto 5, a resposta foi medida no ponto 6 (Figura 3.9b).

O diagrama do modelo físico pertinente ao sistema experimental apresentado na Figura 3.9a, encontra-se na Figura 3.10. Trata-se de um modelo de vibração torcional, não sendo considerados os efeitos de amortecimento viscoso nos mancais, do amortecimento de Coulumb nas escovas do gerador e do amortecimento presente no acoplamento elástico.

Os efeitos de flexão, principalmente no eixo do motor, também não são considerados na formulação apresentada.

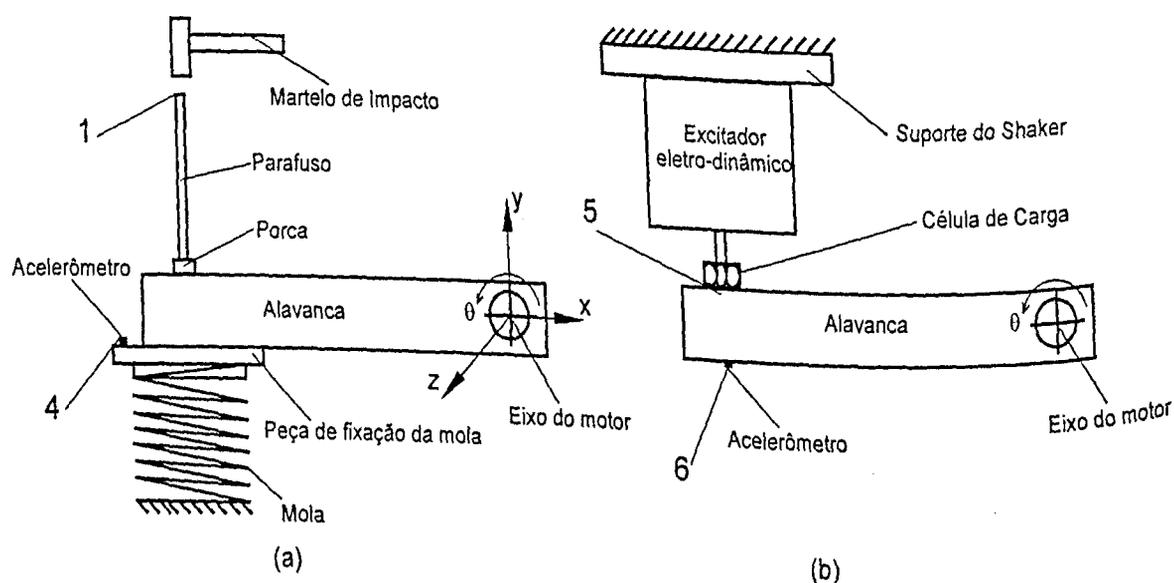


Figura 3.9 – Sistema para realização dos ensaios de medição da rigidez torcional do acoplamento

Referindo-se a Figura 3.10, considerando o sentido horário como sendo positivo e ainda supondo $\theta > \delta$, obtêm-se as equações do movimento do sistema, mostradas a seguir.

$$(J_r + J_a)\ddot{\theta} = -K_t\theta - K_a(\theta - \delta) \quad (3.19)$$

$$J_g\ddot{\delta} = K_a(\theta - \delta) \quad (3.20)$$

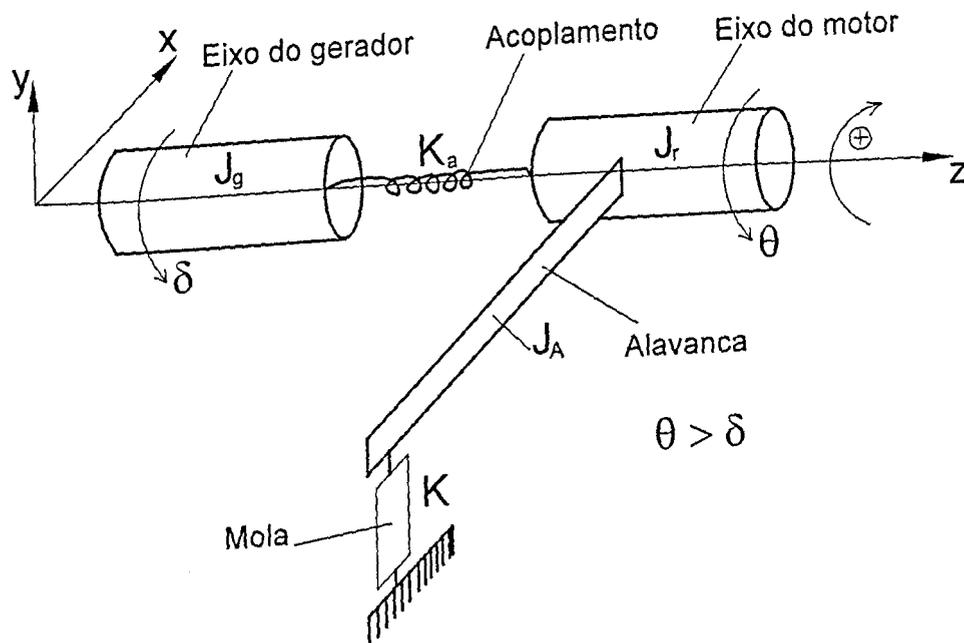


Figura 3.10 - Diagrama do modelo físico do sistema motor acoplado ao gerador

Rearranjando as equações (3.19) e (3.20), e usando a relação (3.12):

$$J_{ar}\ddot{\theta} + (K_t + K_a)\theta - K_a\delta = 0 \quad (3.21)$$

$$J_g\ddot{\delta} - K_a\theta + K_a\delta = 0 \quad (3.22)$$

As equações (3.21) e (3.22) podem ser expressas na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} J_{ar} & 0 \\ 0 & J_g \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\delta} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} K_t + K_a & -K_a \\ -K_a & K_a \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \theta \\ \delta \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (3.23)$$

A solução da equação (3.23) é dada na forma apresentada na equação (3.24).

$$\begin{Bmatrix} \theta \\ \delta \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \theta_c \\ \delta_c \end{Bmatrix} e^{j\omega t} \quad (3.24)$$

θ_c e δ_c são constantes, j é a unidade imaginária, ω é a frequência natural do sistema e t é o tempo.

Tomando a equação (3.24) e sua derivada segunda e substituindo-as na equação (3.23) tem-se:

$$-\omega^2 \begin{bmatrix} J_{ar} & 0 \\ 0 & J_g \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \theta_c \\ \delta_c \end{Bmatrix} e^{j\omega t} + \begin{bmatrix} K_l + K_a & -K_a \\ -K_a & K_a \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \theta_c \\ \delta_c \end{Bmatrix} e^{j\omega t} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (3.25)$$

Realizando-se a soma matricial da equação (3.25):

$$\begin{bmatrix} K_l + K_a - J_{ar}\omega^2 & -K_a \\ -K_a & K_a - J_g\omega^2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \theta_c \\ \delta_c \end{Bmatrix} e^{j\omega t} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (3.26)$$

Fazendo:

$$D = \begin{bmatrix} K_l + K_a - J_{ar}\omega^2 & -K_a \\ -K_a & K_a - J_g\omega^2 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

As soluções não triviais (nulas) são possíveis somente se o determinante da matriz [D] for igual a zero (Meirovitch, 1975). Portanto a equação dos autovalores do sistema pode ser obtida a partir da equação (3.27).

$$J_{ar}J_g\omega^4 - (K_lJ_g + K_aJ_g + K_aJ_{ar})\omega^2 + K_lK_a = 0 \quad (3.28)$$

A equação (3.28) é uma equação do segundo grau em ω^2 , e portanto fornece duas raízes, denominadas de ω_{ma1}^2 e ω_{ma2}^2 , que obedecem às seguintes relações:

$$\omega_{ma1}^2 + \omega_{ma2}^2 = \frac{K_lJ_g + (J_g + J_{ar})K_a}{J_{ar}J_g} \quad (3.29)$$

$$\omega_{ma1}^2 \omega_{ma2}^2 = \frac{K_t K_a}{J_{ar} J_g} \quad (3.30)$$

Isolando a rigidez do acoplamento nas equações (3.29) e (3.30):

$$K_a = \frac{J_{ar} J_g (\omega_{ma1}^2 + \omega_{ma2}^2) - K_t J_g}{J_{ar} J_g} \quad (3.31)$$

$$K_a = \frac{J_{ar} J_g \omega_{ma1}^2 \omega_{ma2}^2}{K_t} \quad (3.32)$$

Para obter a equação da rigidez do acoplamento, usando o modelo que representa o experimento esquematizado na Figura 3.10b, basta fazer $K_t = 0$, nas equações (3.29) e (3.30).

As raízes resultantes da anulação de K_t valem ω_{sa1}^2 e ω_{sa2}^2 e são dadas nas equações (3.33) e (3.34).

$$\omega_{sa1}^2 = 0 \quad (3.33)$$

$$\omega_{sa2}^2 = k_a \left(\frac{1}{J_g} + \frac{1}{J_{ar}} \right) \quad (3.34)$$

Isolando K_a na equação (3.34) tem-se:

$$K_a = \frac{\omega_{sa2}^2}{\frac{1}{J_g} + \frac{1}{J_{ar}}} \quad (3.35)$$

3.2.5 – Procedimento e resultados dos experimentos de caracterização mecânica da bancada

Os procedimentos experimentais são semelhantes a todos os sistemas utilizados na caracterização mecânica da bancada.

Os equipamentos utilizados nos ensaios em laboratório são listados em seguida.

- Analisador de espectros modelo SD380 da Scientific Atlanta
- Acelerômetro piezoelétrico tipo 4375 da Bruel & Kjaer
- Martelo de impacto tipo 8202 da Bruel & Kjaer
- Célula de carga piezoelétrica tipo 8200 da Bruel & Kjaer
- Excitador eletro-dinâmico tipo 4810 da Bruel & Kjaer
- Condicionador de sinal tipo 2335 da Bruel & Kjaer
- Gerador de sinais tipo 1049 da Bruel & Kjaer
- Amplificador de potência tipo 2712 da Bruel & Kjaer
- Paquímetro da Mitutoyo
- Balança Filizola BP6 com resolução de 0,002 Kg
- Placa de aquisição GPIB
- Um microcomputador PC 486

As massas de todas as peças massas foram medidas na balança Filizola.

Os autovalores ω são calculados, multiplicando-se as frequências medidas nos ensaios pelo fator 2π .

O momento de inércia da alavanca (J_A) pode ser calculado através da equação (3.7). Assim mediu-se a frequência de oscilação da alavanca em movimento pendular. É necessário conhecer o centro de gravidade da mesma.

A saída do acelerômetro foi conectada ao condicionador de sinais com sensibilidade de 100 mV/(m/s²). O sinal foi adquirido no canal A do analisador de espectros, onde foi calculada a frequência de oscilação.

A determinação do centro de gravidade da alavanca, ilustrada na Figura 3.7b, foi realizada apoiando a alavanca e marcando a posição de equilíbrio. A distância l_g foi medida utilizando o paquímetro.

O momento de inércia da alavanca foi determinado em duas situações diferentes:

- Situação A: Realizou-se o experimento do pêndulo e determinou-se o C.G. apenas da alavanca.
- Situação B: Realizou-se o experimento do pêndulo e determinou-se o C.G. da alavanca parafusada à peça de fixação da mola.

As frequências de oscilação do movimento pendular da alavanca (Figura 3.7a), obtidas para as situações A e B, foram respectivamente 1,875 Hz e 1,525 Hz. Os resultados desta etapa são apresentados na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 - Parâmetros experimentais da alavanca

	l_g (m)	L_o (m)	M_a (Kg)	ω_a (rad/s)	d (m)	g (m/s ²)	J_a (Kgm ²)
Situação A	0,0692	0,0572	0,200	11,78	0,01	9,81	0,0006
Situação B	0,0879	0,0759	0,314	9,582	0,01	9,81	0,0021

Como era esperado o momento de inércia na situação B é maior que na situação A, devido ao acréscimo das massas do parafuso e da peça de fixação da mola.

Nos ensaios com excitação do sistema mecânico, utilizados para determinar as frequências naturais de vibração torcional, o acelerômetro foi fixado nas posições 2, 3, 4 e 6 indicadas nas Figuras 3.8 e 3.10.

Para os ensaios com excitação através do martelo de impacto o condicionador do sensor para medir a força foi ajustado em 31,6 mV/N e o do acelerômetro em 10 mV/m/s². No ensaio com excitação através do excitador eletro-dinâmico os ajustes foram de 100 mV/N e 31,6 mV/m/s². A banda de análise ajustada no analisador de espectros foi de zero a 100 Hz. As Funções Resposta em Frequência foram calculadas com 30 médias. Os sinais foram adquiridos e processados utilizando-se uma janela do tipo retangular.

A alimentação de tensão no excitador eletro-dinâmico foi feita através do gerador de sinais e do amplificador de potência. O gerador de sinais foi ajustado em uma banda centrada em 50 Hz com largura de 31,6 Hz.

Os sinais dos transdutores de força e aceleração foram amplificados e enviados ao analisador de espectros, onde foi calculada a função transferência (FT), a coerência e a fase entre os mesmos. Os procedimentos para cálculo destes parâmetros e tratamento dos sinais são discutidos por Bendat e Piersol, 1986.

As Funções de Resposta em Frequência (FRF) dos experimentos realizados, são numeradas com a seguinte notação: (ponto de aplicação da força) | (ponto de medição da resposta).

Os resultados obtidos para os experimentos com a alavanca presa no eixo do motor de indução são apresentados nas Figuras 3.11 e 3.12. As frequências encontradas foram respectivamente 23,375 e 7,875 Hz. Os valores de ω_{m1} e ω_{m2} resultaram da multiplicação destas frequências por 2π .

Como resultado experimental é possível observar o baixo amortecimento no eixo do motor em relação ao gerador (apresentado posteriormente). A adição do tarugo provocou uma diminuição do valor da frequência natural do sistema, como era esperado. A coerência dos valores próximo aos picos da função transferência é próxima da unidade e portanto a interferência de ruídos nas medições é desprezível.

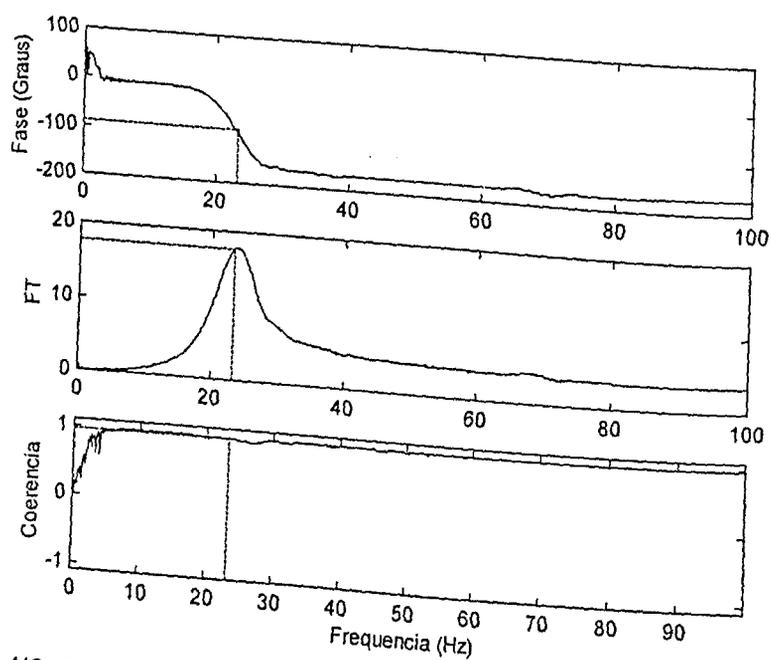


Figura 3.11 – FRF 1|2 do sistema experimental com a alavanca presa no eixo motor

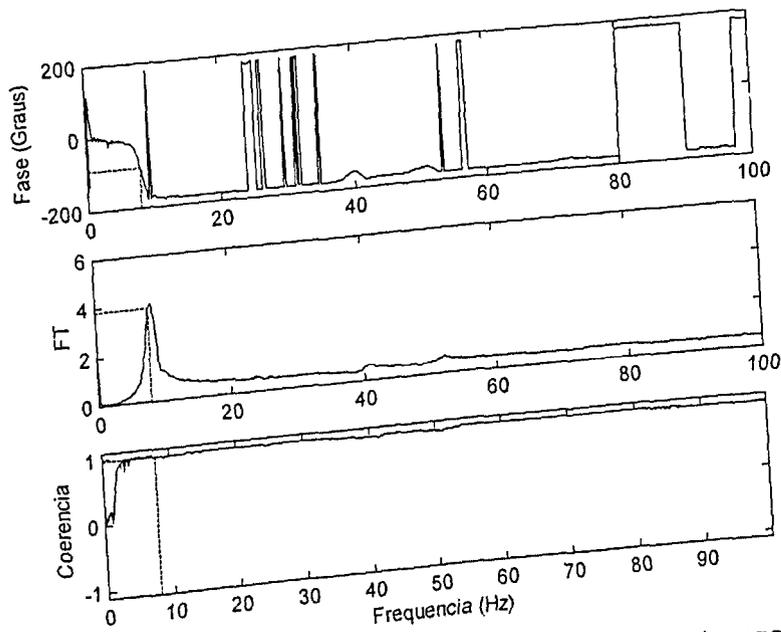


Figura 3.12 – FRF 1|3 do sistema experimental com a alavanca e tarugo presos no eixo motor

No ensaio com a alavanca presa no eixo do gerador, é possível observar um alto amortecimento no eixo, em relação ao motor, pois a frequência natural de vibração se afasta do pico da função transferência (Figura 3.13). Isso pode ser explicado através do atrito seco, existente entre as escovas e o comutador do gerador. O valor de ω_g foi calculado a partir da frequência medida de 16,75 Hz.

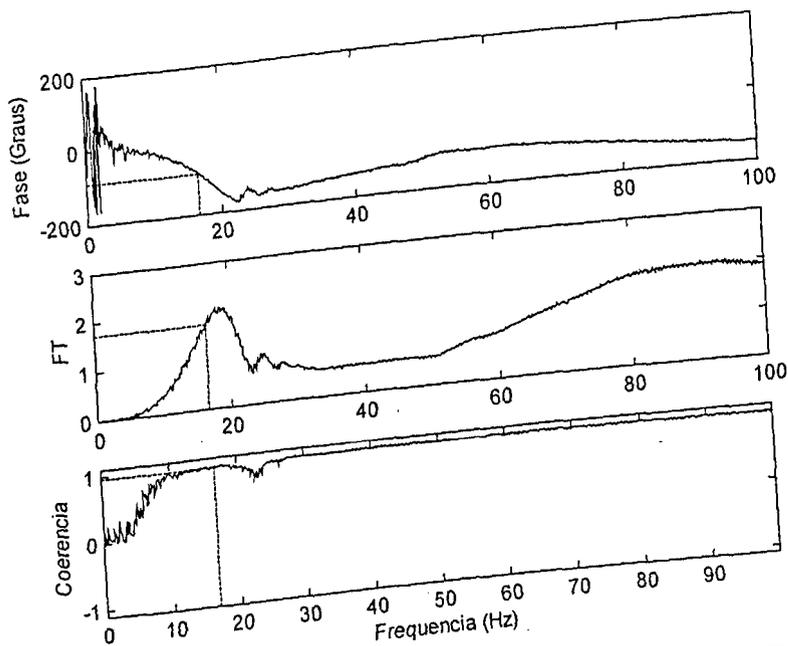


Figura 3.13 – FRF 1|2 do sistema experimental com a alavanca presa no eixo gerador

Nos ensaios realizados com o motor acoplado ao gerador, observa-se um grande amortecimento do sistema (Figuras 3.14 e 3.15) em relação ao encontrado anteriormente. Isso se deve à somatória entre os atritos nas escovas e nos mancais, o que dificultou a determinação das frequências naturais, levando à execução de mais um ensaio, utilizando o excitador eletrodinâmico.

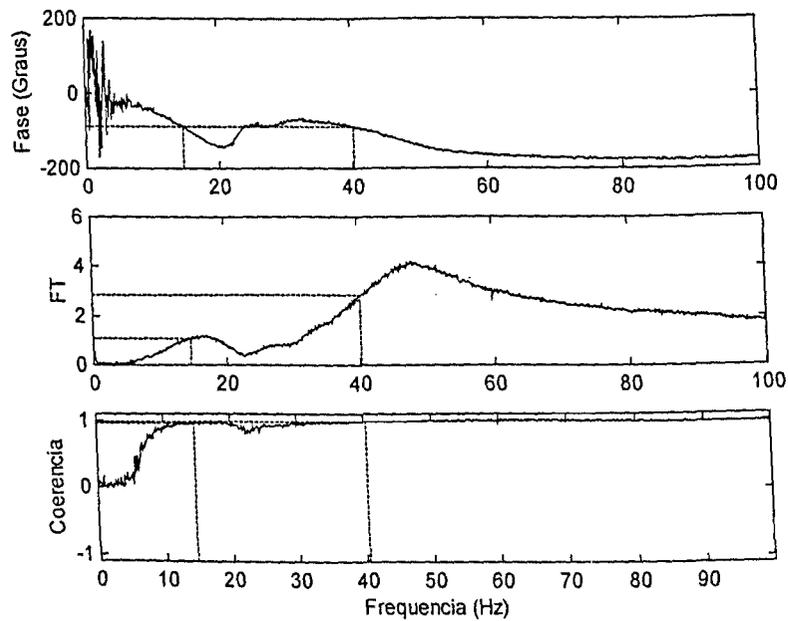


Figura 3.14 – FRF 1|4 do sistema experimental acoplado com a alavanca presa no eixo motor e excitação através do martelo de impacto

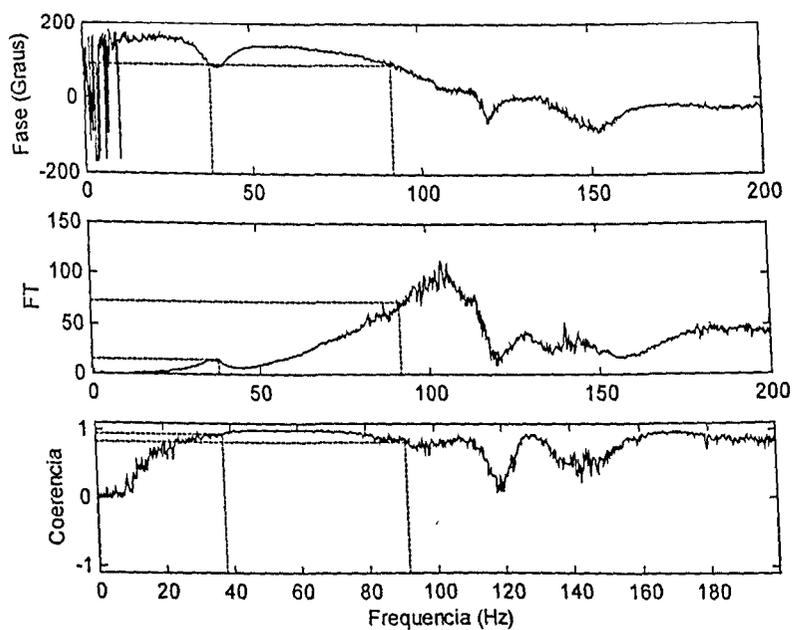


Figura 3.15 – FRF 5|6 do sistema experimental acoplado com a alavanca presa no eixo motor e excitação através do equipamento excitador eletrodinâmico

O excitador eletrodinâmico possui uma capacidade de força máxima de 10 N, portanto no ensaio realizado com este equipamento não foi acoplada à mola na ponta da alavanca. As frequências obtidas neste experimento foram 37,75 e 91,25 Hz. O segundo valor corresponde à faixa das frequências de flexão da bancada, mostradas mais adiante.

O conjunto motor e gerador acoplados apresentou duas frequências naturais, 14,625 e 40,25 Hz (Figura 3.14), correspondentes aos autovalores ω_{ma1} e ω_{ma2} , de acordo com o modelo de 2 graus de liberdade proposto.

A partir dos ensaios discutidos, pode-se calcular as inércias dos eixos motor e gerador através das equações (3.15) e (3.16), respectivamente.

A rigidez de acoplamento pode ser calculada através das equações (3.31), (3.32) e (3.33). No caso da excitação eletrodinâmica, utilizou-se o valor de 37,75 Hz, para calcular o autovalor ω_{sa1} .

Os resultados dos experimentos discutidos anteriormente estão apresentados na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Parâmetros físicos da bancada experimental

Motor		Gerador		Motor e Gerador Acoplados			
ω_{m1} (rad/s)	146,9	ω_g (rad/s)	105,2	ω_{ma1} (rad/s)	91,89		
ω_{m2} (rad/s)	51,84			ω_{ma2} (rad/s)	252,9		
				ω_{sa2} (rad/s)	237,2		
J_r (Kg m^2)	0,00024	J_g (Kg m^2)	0,0025	K_a (Nm/rad)	FRF 1 4		FRF 5 6
					60,93	61,52	35,20

Os valores obtidos para a rigidez torcional do acoplamento, com a FRF 1|4 são muito próximos. Já a FRF 5|6 conduz a um valor errôneo, provavelmente pelo fato da amplitude em 37,75 Hz ser desprezível em relação à amplitude em 91,25 Hz, e portanto, a vibração de flexão da bancada consumiu a maior parte da energia, inibindo a medição do modo de torção. Consequentemente, o resultado para o sistema excitado através do excitador eletrodinâmico foi desprezado.

3.3 – Modos de torção e flexão

O conhecimento dos modos de torção e flexão é importante no sentido de separar os efeitos mecânicos que podem interferir na medição do torque. O fato do motor estar suspenso pelas extremidades de seus eixos, agrava o problema da flexão dos mesmos, modificando as características da resposta, conforme será evidenciado no capítulo de resultados.

Nos sistemas experimentais para identificação das inércias e rigidez de acoplamento, utilizou-se uma alavanca e um tarugo de aço. Sendo assim, as frequências naturais de vibração encontradas não correspondem à vibração torcional do conjunto analisado (Figura 3.2), já que estas peças interferem no comportamento do sistema.

Para determinar a frequência natural de torção da bancada, pode-se utilizar o modelo apresentado na Figura 3.10, onde considera-se K_t e J_A nulos:

$$\omega_t = \sqrt{K_a \left(\frac{1}{J_g} + \frac{1}{J_r} \right)} \quad (3.36)$$

Da equação (3.36), mais os parâmetros apresentados na tabela 3.6, obteve-se uma frequência natural de torção de 84,17 Hz.

As frequências naturais de flexão foram obtidas através de ensaios em laboratório, esquematizados na figura 3.16. Os equipamentos utilizados são os mesmos descritos no item 3.2.

O acelerômetro foi fixado na carcaça do motor, conforme indicado no esquema da Figura 3.16. A vista lateral apresenta duas posições para o acelerômetro, referentes à medição das flexões vertical (7|8) e horizontal (9|10). A excitação foi realizada através do martelo de impacto.

Os sinais foram coletados, amplificados pelos condicionadores e enviados ao analisador de espectros para cálculo da F.R.F. (Função resposta em frequência). Os dados foram posteriormente adquiridos no microcomputador e os resultados obtidos estão apresentados nas Figuras 3.17 e 3.18.

Foram realizados diversos ensaios, onde identificou-se a faixa até 400 Hz como sendo a mais crítica, por conter várias frequências naturais, apresentadas na Tabela 3.8.

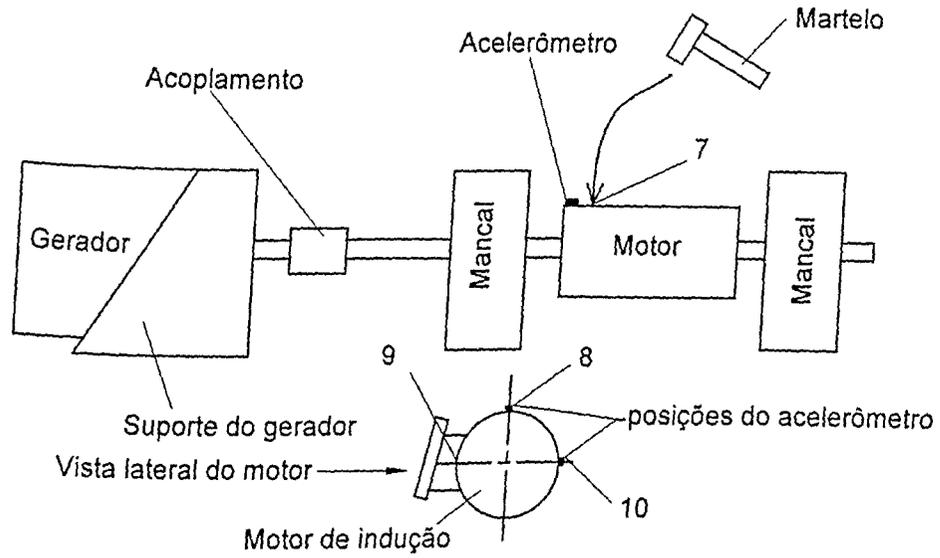


Figura 3.16 – Procedimento para ensaio de flexão do eixo

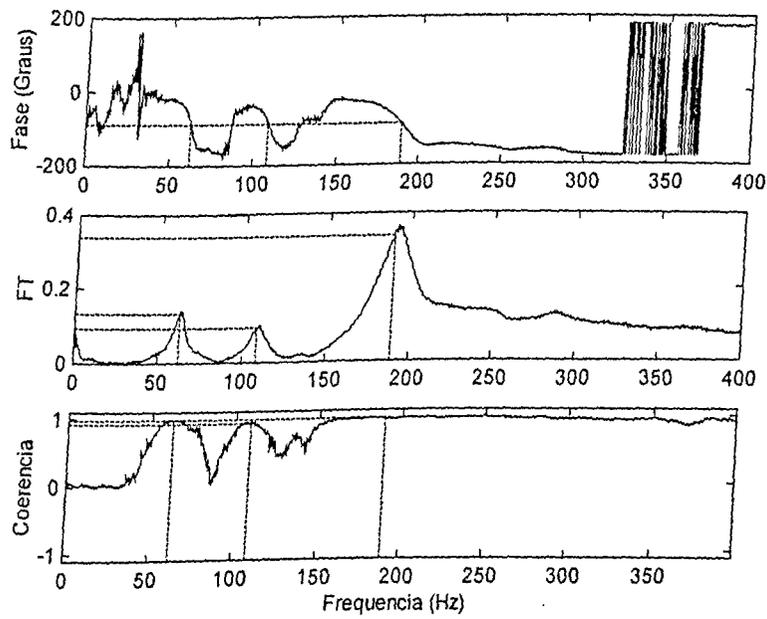


Figura 3.17 –FRF 7|8 obtida para a flexão vertical do eixo

Tabela 3.8 – Frequências naturais de flexão da bancada experimental

Freq. Flexão (Hz)					
FRF 7 8			FRF 9 10		
62,5	109,0	189,5	79,5	200,0	260,0

Conforme a discussão feita por Meirovitch, 1975, o número de frequências naturais de flexão é infinito. Entretanto, neste trabalho, considerou-se que a faixa mais prejudicial ao sistema mecânico é a de zero a 200 Hz.

As baixas frequências de 62,5 e 79,5 Hz possivelmente são resultantes do grande comprimento em balanço do eixo.

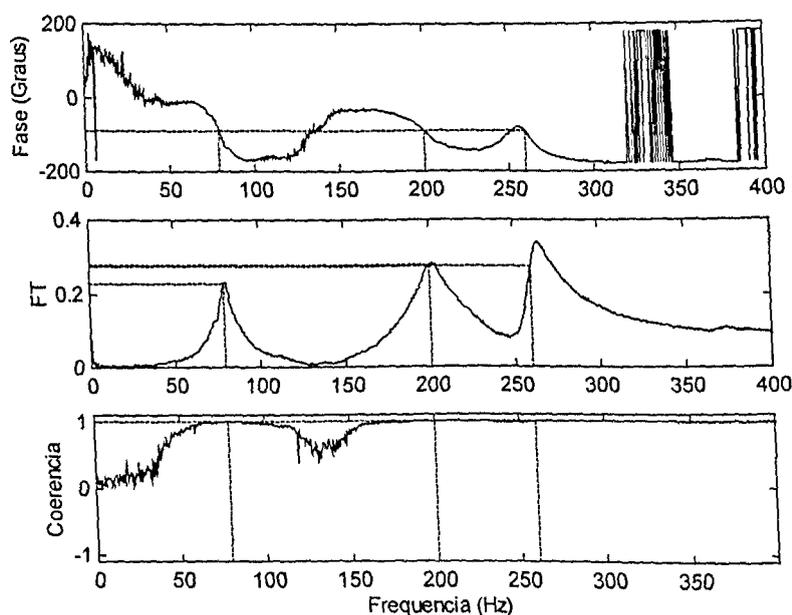


Figura 3.18 – FRF 9|10 obtida no ensaio de flexão horizontal do eixo

3.4 – Caracterização eletromecânica do gerador

Para fins de modelagem, a caracterização do gerador consiste em determinar as constantes C_g e T_o , que descrevem a variação linear do torque de demanda com a velocidade de rotação (ver capítulo II). Entretanto existem outros parâmetros que definem o comportamento do gerador, tais como a variação da tensão e da corrente gerada.

Diversos experimentos foram conduzidos no sentido de caracterizar as constantes do gerador (dadas nas equações 2.38 e 2.39), entretanto não é um dos objetivos do trabalho detalhar a máquina de corrente contínua.

Utilizando a bancada experimental realizou-se o experimento ilustrado na Figura 3.19, para determinar os parâmetros do gerador.

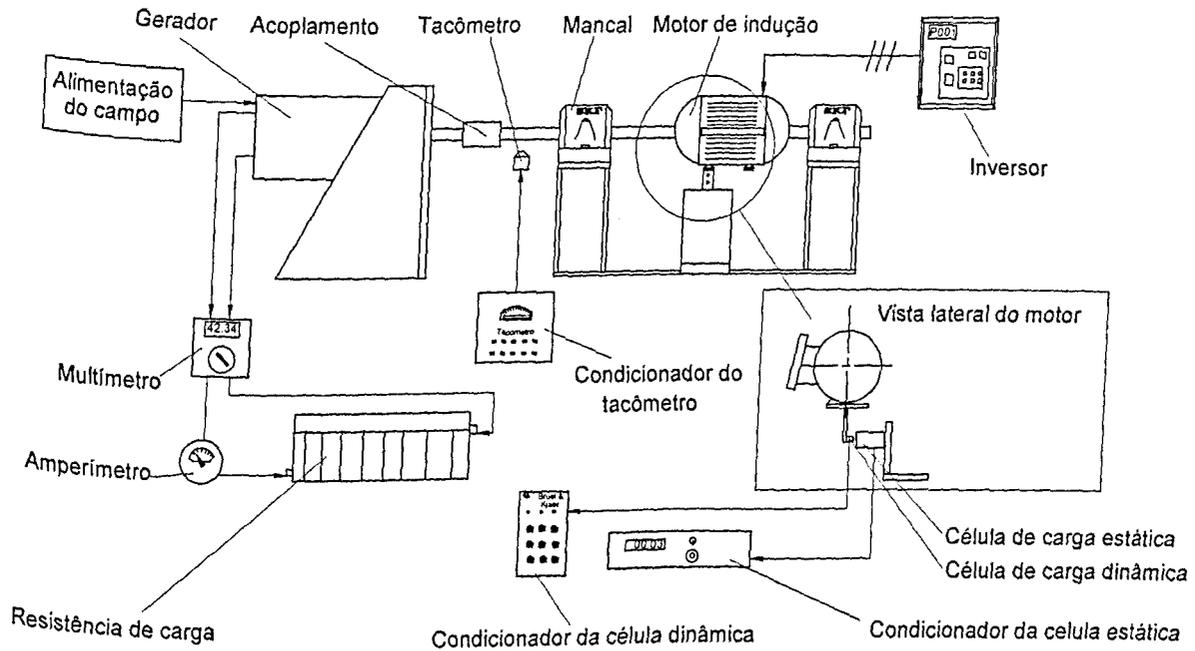


Figura 3.19 – Sistema experimental para medição dos parâmetros do gerador

Os equipamentos utilizados são os mesmos apresentados no item 3.1, acrescentando-se um amperímetro e um multímetro, listados abaixo:

- Amperímetro de precisão classe 3 Elavi 5n da HB Brasil
- Multímetro Digital 8600A da Fluke

O experimento consiste em acionar o gerador através do motor de indução e medir os seguintes parâmetros: corrente de armadura, tensão gerada na armadura, velocidade de rotação e o torque elétrico.

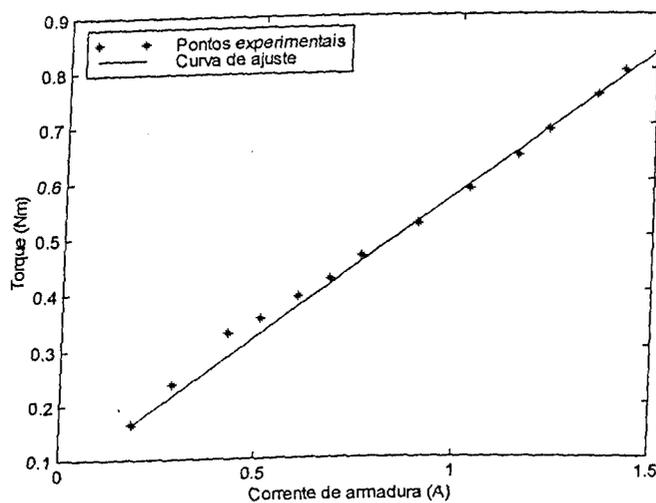


Figura 3.20 – Variação do torque aplicado no gerador com a corrente gerada

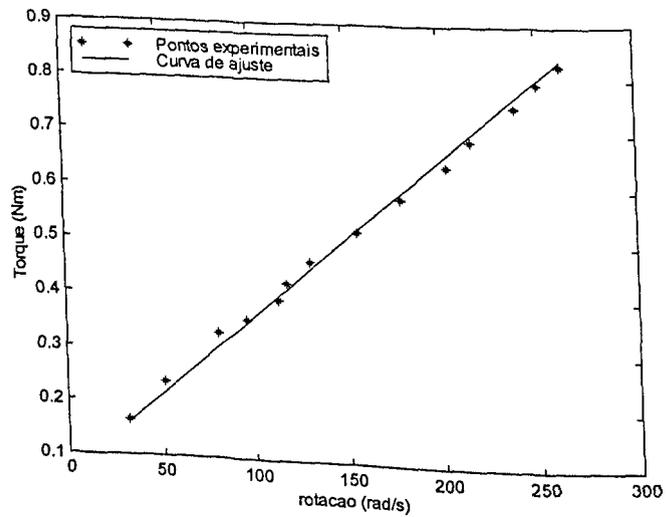


Figura 3.21 – Variação do torque do gerador com a rotação

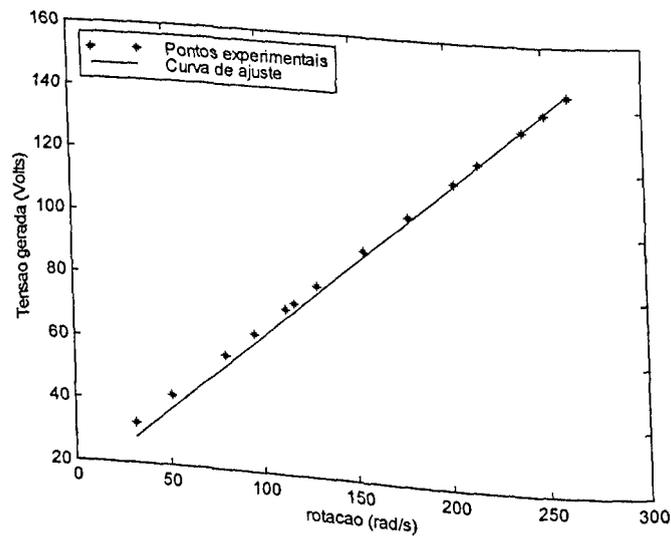


Figura 3.22 – Variação da tensão gerada com a velocidade de rotação

Os resultados (Figuras 3.20 a 3.22) confirmam o comportamento linear previsto pelos modelos (Eqs. 2.38 a 2.40). Os pontos experimentais foram ajustados em curvas, através de regressão linear (Eqs. 3.37 a 3.39).

$$T_g = a_1 i_a + b_1$$

(3.37)

$$E_a = a_2 \omega_g + b_2$$

(3.38)

$$T_g = a_3 \omega_g + b_3 \quad (3.39)$$

Comparando as Eqs. (3.37) a (3.39) com as Eqs. (2.38) a (2.40) obtém-se as constantes C_g e T_o relativas ao gerador estudado. Os resultados são apresentados na Tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Parâmetros do gerador

a_1 (Vs)	a_2 (Vs)	a_3 (Kgm ² /s)	b_1 (Nm)	b_2 (V)	b_3 (Nm)	C_g (Kgm ² /s)	T_o (Nm)
0,5050	0,5064	0,00294	0,0693	12,15	0,0674	0,00294	0,0674

As inclinações das curvas ilustradas nas Figuras 3.20 e 3.22 (a_1 e a_2) são aproximadamente iguais. Este fato se deve à constante C_m do gerador e à tensão de campo constante.

Os termos independentes b_1 e b_3 também são muito próximos, pois representam o atrito existente nos mancais do gerador. Este atrito não foi considerado nas Eqs. 2.38 e 2.39, e consiste em uma diferença com relação aos resultados experimentais.

Capítulo IV

Resultados experimentais e simulados

Este capítulo apresenta uma comparação entre os resultados experimentais e aqueles formulados analiticamente. A comparação é feita no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Os gráficos experimentais apresentados foram obtidos seguindo o procedimento descrito no Capítulo III.

Os resultados de simulação foram calculados a partir do programa desenvolvido neste trabalho, apresentado no Capítulo II.

A resposta do motor, em termos de torque e corrente, é avaliada em regime permanente, e em transitórios onde efetua-se uma variação brusca da carga, no caso retirando-se a alimentação de campo de um gerador de corrente contínua.

Com o objetivo de sintetizar o capítulo, apresentam-se os gráficos para uma frequência de estator, os demais resultados são mostrados em tabela, pois os dados obtidos são numerosos para exposição em gráficos, uma vez que estes são semelhantes para diferentes rotações e frequências de chaveamento.

Para o melhor entendimento do capítulo, primeiramente apresentam-se os resultados e logo a seguir discutem-se os mesmos.

O sinal na base de tempo do torque e da corrente elétrica para a frequência de estator $f_s = 50$ Hz e a frequência de pulsação $f_p = 16$ kHz, são apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2, respectivamente.

Nota-se que embora a simulação tenha aproximado o valor e a forma de onda da corrente experimental (Figura 4.2), com um erro pequeno, os torques elétricos medidos e calculado tem o mesmo valor médio e as formas de onda diferentes (Figura 4.1).

As grandes oscilações observadas no torque medido atingem amplitudes maiores que o torque nominal do motor (0,98 Nm). Este fato ocorreu devido a problemas mecânicos na bancada experimental e será explicado posteriormente neste capítulo.

Para determinar a frequência dos harmônicos existentes no torque elétrico, que provocam a grande ondulação no valor medido, em contraposição à pequena ondulação do torque simulado, calcularam-se os espectros de ambos sinais.

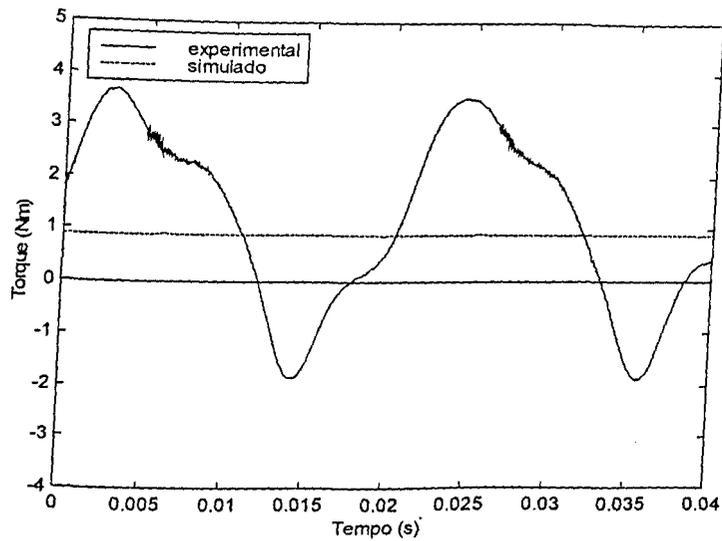


Figura 4.1 – Comparação entre os torques elétricos - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

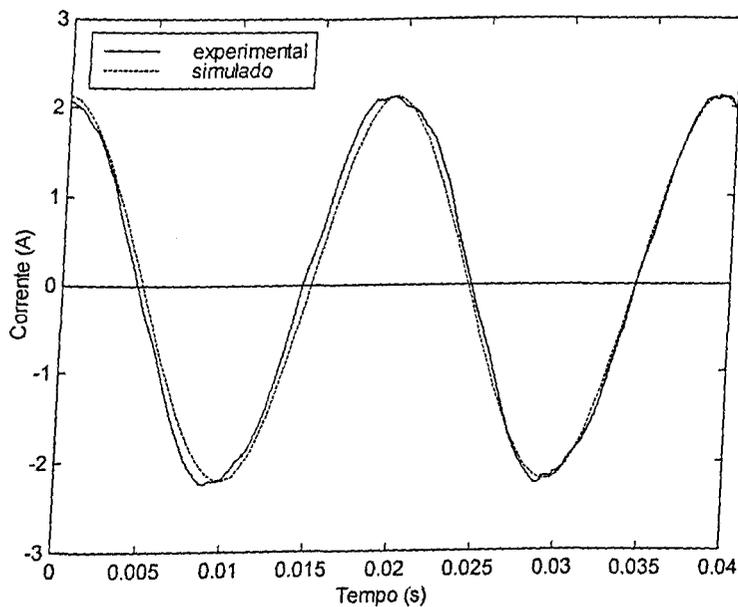


Figura 4.2 – Comparação entre as correntes elétricas - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

O torque experimental, na Figura 4.3, possui todos os harmônicos múltiplos da frequência do rotor (referente a velocidade de rotação do rotor), enquanto o torque simulado apresenta harmônicos múltiplos da frequência de estator, mas de amplitude desprezível em relação aos primeiros.

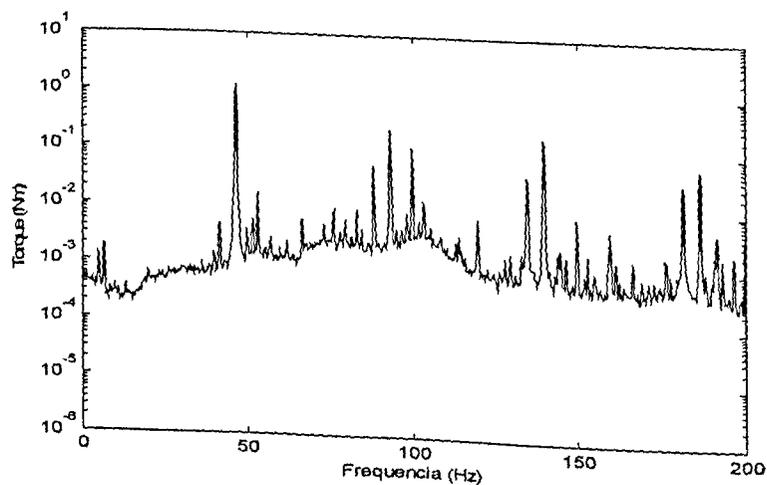


Figura 4.3 – Espectro do torque experimental na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

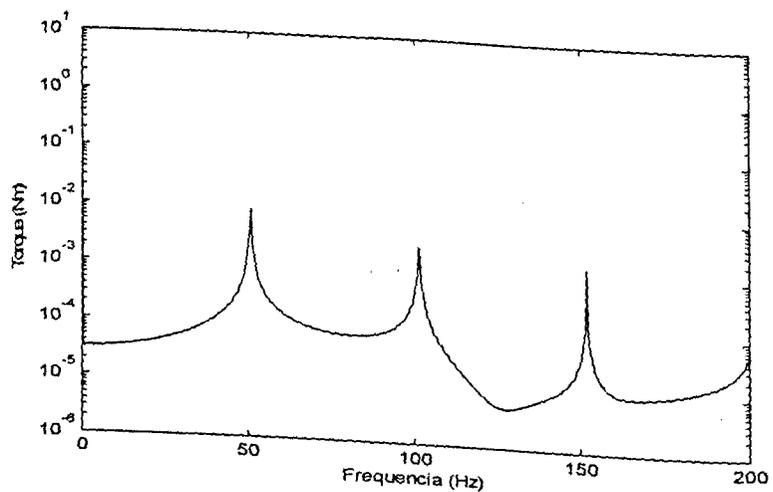


Figura 4.4 – Espectro do torque simulado na faixa de 200 Hz- $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

Na figura 4.3 nota-se que a energia do sinal do torque medido aumenta consideravelmente na faixa de 50 a 120 Hz. Este aumento é resultante das seguintes frequências naturais de flexão da bancada: 62,5 Hz, 79,5 Hz e 109,0 Hz. A excitação das vibrações de flexão é um dos fatores indicativos da interferência do desbalanceamento do sistema mecânico sobre torque medido.

A corrente experimental apresenta uma leve deformação devida ao aparecimento de harmônicos múltiplos da tensão de alimentação (Figura 4.5). Nota-se também que há um nível DC no sinal, devido ao amplificador da ponta de corrente.

A corrente simulada apresenta uma amplitude mais elevada para a frequência da tensão de alimentação, no caso 50 Hz (Figura 4.6).

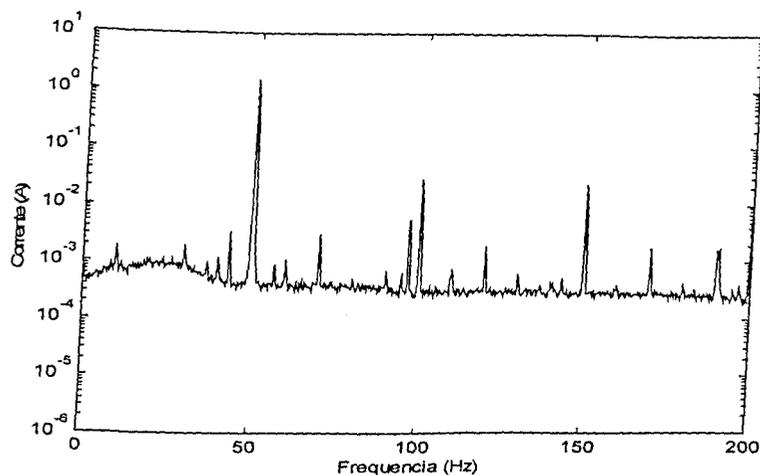


Figura 4.5 – Espectro da corrente experimental na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

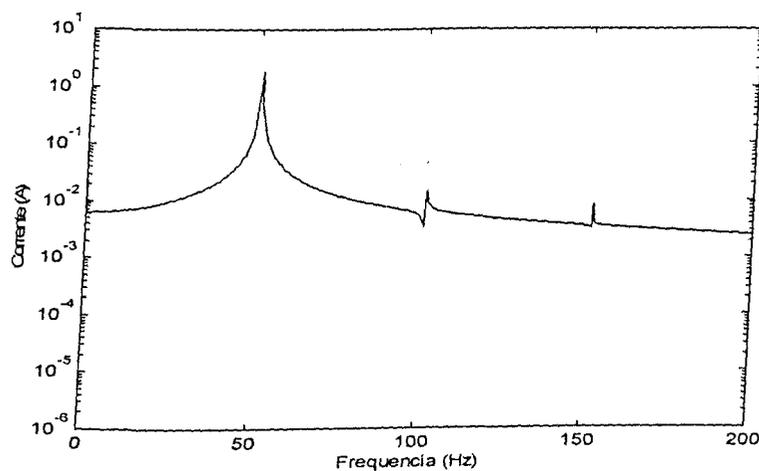


Figura 4.6 – Espectro da corrente simulada na faixa de 200 Hz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

A causa dos harmônicos múltiplos da frequência de estator, que aparecem no espectro experimental da corrente, distintamente do caso simulado, serão evidenciadas posteriormente neste capítulo.

Os sinais também foram analisados na faixa de 1kHz, indicando a ausência de harmônicos no torque simulado (Figura 4.8) nesta faixa. A amplitude mais elevada para a corrente é na frequência da tensão de alimentação (Figura 4.10). Já os valores medidos apresentam os valores múltiplos das frequências de estator e da rotação (Figuras 4.7 e 4.9).

No torque experimental há um aumento da energia do sinal na banda de 900 Hz. Este aumento deve-se à interferência do sistema mecânico no sinal medido.

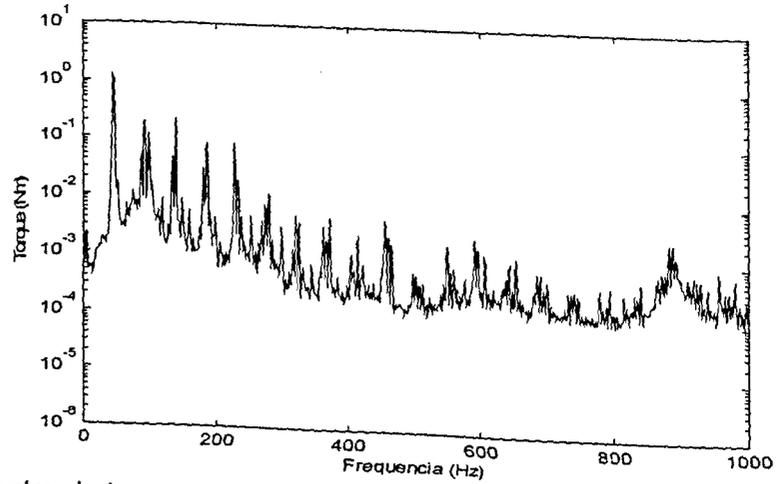


Figura 4.7 – Espectro do torque experimental na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

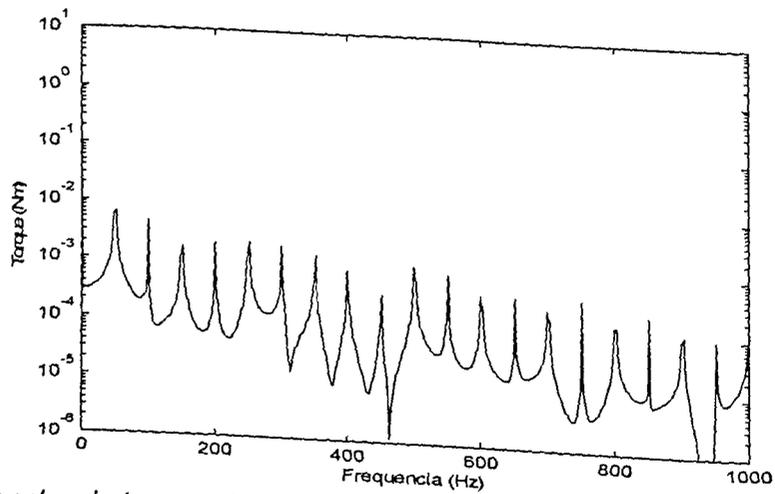


Figura 4.8 – Espectro do torque simulado na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

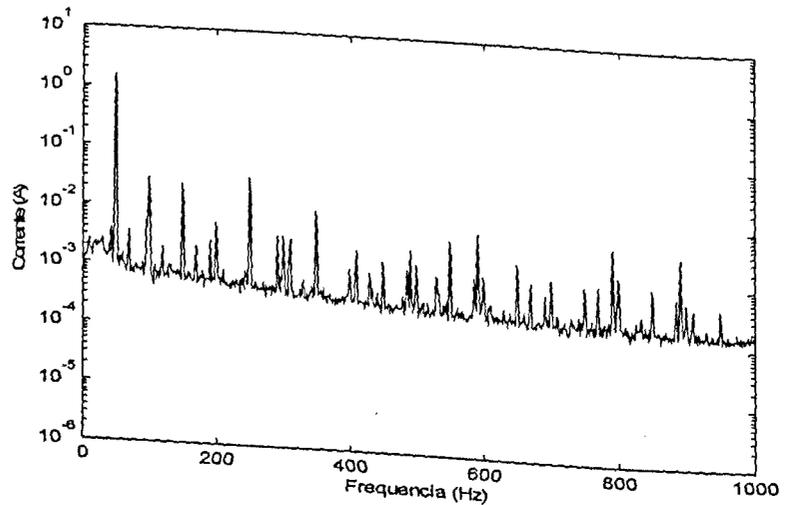


Figura 4.9 – Espectro da corrente experimental na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

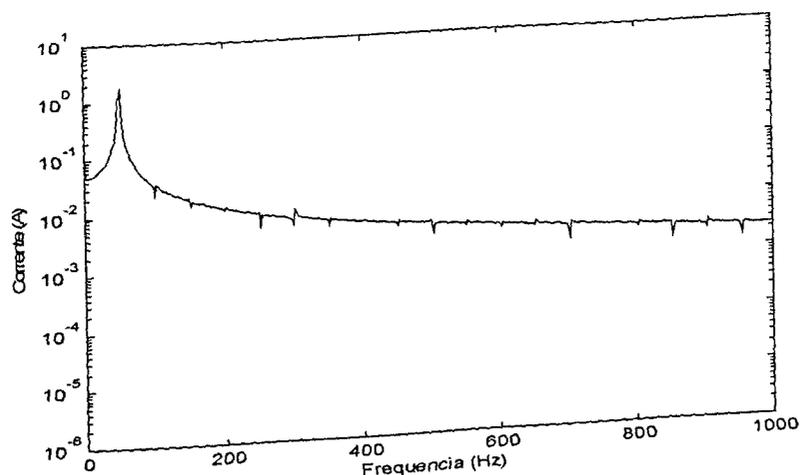


Figura 4.10 – Espectro da corrente simulada na faixa de 1 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

A análise dos resultados na faixa de 20 kHz mostra a presença dos harmônicos associados à frequência de pulsação ajustada no inversor. Estes harmônicos estão presentes nos torques e correntes experimentais e simulados (Figuras 4.11 a 4.14).

Os harmônicos devido a frequência de pulsação são observados em bandas laterais de $\pm 2f_s$ centradas na frequência de pulsação. Este resultado era esperado teoricamente, conforme foi discutido no capítulo II.

No torque simulado os harmônicos de pulsação se destacam, já no torque experimental, estes são inibidos pelos harmônicos que aparecem na banda de 5 a 10 kHz, pois estes últimos consomem grande parte da energia de vibração do sistema. Isto prejudica a comparação entre as amplitudes dos harmônicos simulados e experimentais, resultantes da frequência de pulsação do inversor.

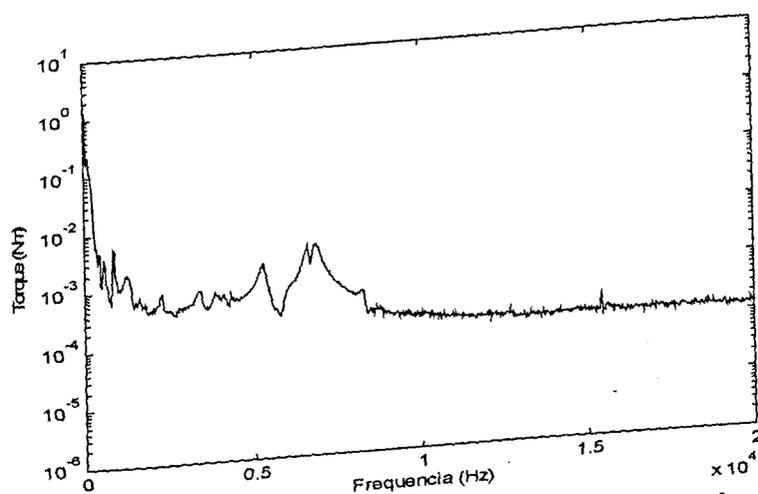


Figura 4.11 – Espectro do torque experimental na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

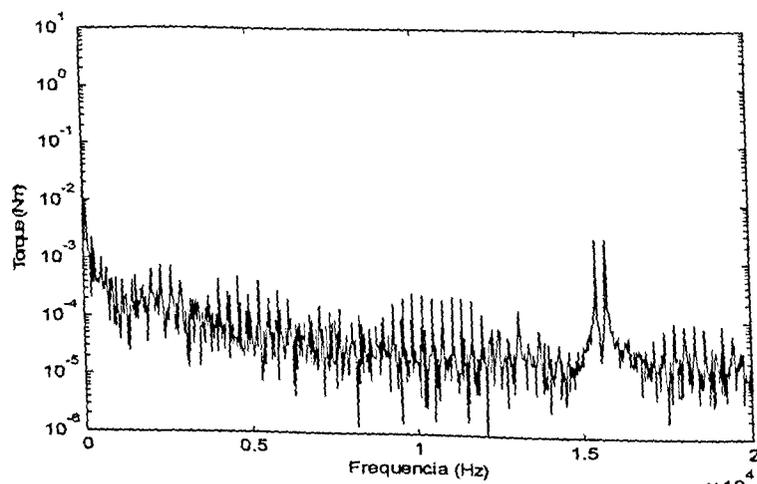


Figura 4.12 – Espectro do torque simulado na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

Nos gráficos de corrente também pode ser observado de forma destacada os harmônicos referentes à frequência de pulsação ajustada no inversor. No espectro experimental as amplitudes são maiores que no caso simulado. Isto pode ser explicado por vários fatores: variação da resistência e indutância das bobinas do motor, erros de medição e ainda erros de cálculo, devidos à discretização dos pontos na simulação.

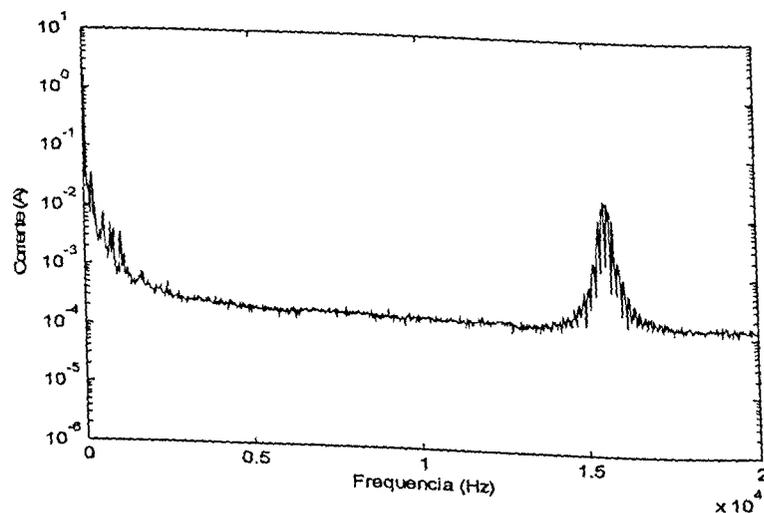


Figura 4.13 – Espectro da corrente experimental na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

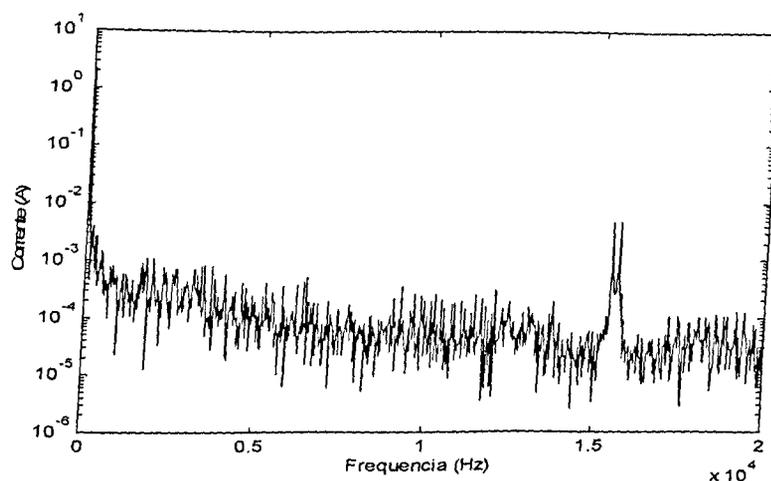


Figura 4.14 – Espectro da corrente simulada na faixa de 20 kHz - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 16$ kHz

Do capítulo II, substituindo as Equações (2.7) a (2.9) na Equação (2.26), obtém-se uma expressão para o torque elétrico em função da corrente do estator e da indutância de dispersão.

Assumindo os parâmetros físicos do motor constantes, o torque elétrico é uma função da corrente. Portanto o comportamento harmônico do torque simulado, onde aparece somente os harmônicos de pulsação, é justificado pelo respectivo comportamento da corrente calculada.

Considerando o fato do torque ser função da corrente e comparando o espectro do torque experimental na faixa de 20 kHz (Figura 4.11), com o respectivo espectro da corrente (Figura 4.13), é possível concluir que os harmônicos medidos no torque, na faixa de 5 a 10 kHz, têm natureza possivelmente mecânica, pois estes harmônicos não são observados na respectiva corrente.

A presença de harmônicos mecânicos no torque medido levou à possibilidade de explicar suas grandes ondulações (Figura 4.1) como sendo de natureza mecânica. Para averiguar esta hipótese realizaram-se experimentos extras com a bancada, onde o gerador foi utilizado como motor C.C. para o acionamento do conjunto. Procedendo desta forma, evitou-se a influência do inversor no sistema. Nestes experimentos ajustou-se a velocidade do motor C.C. (Ω_g) igual às velocidades obtidas para o eixo rotor do motor de indução (Ω), quando acionado pelo inversor. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.15 a 4.18.

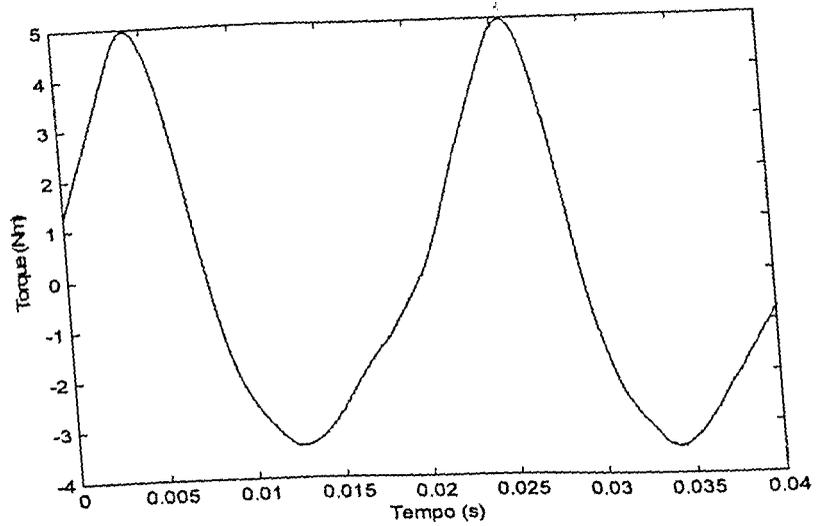


Figura 4.15 – Torque medido no sistema acionado pelo motor C.C. - $f_g = 47,6$ Hz

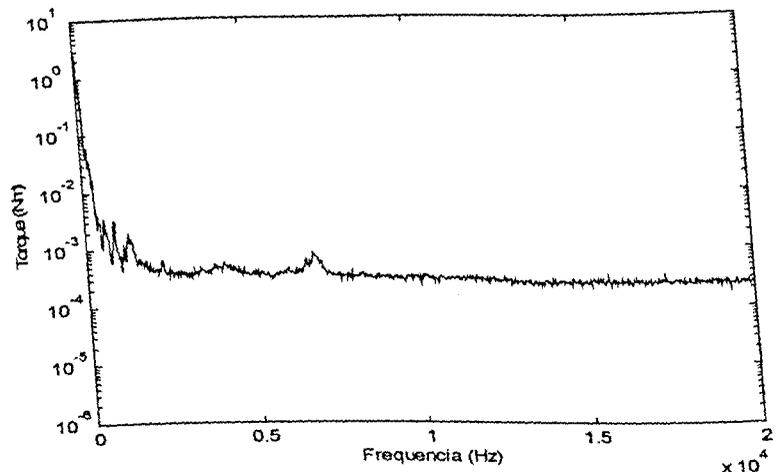


Figura 4.16 – Espectro do torque – acionamento pelo motor C.C. - faixa de 20 kHz - Hz

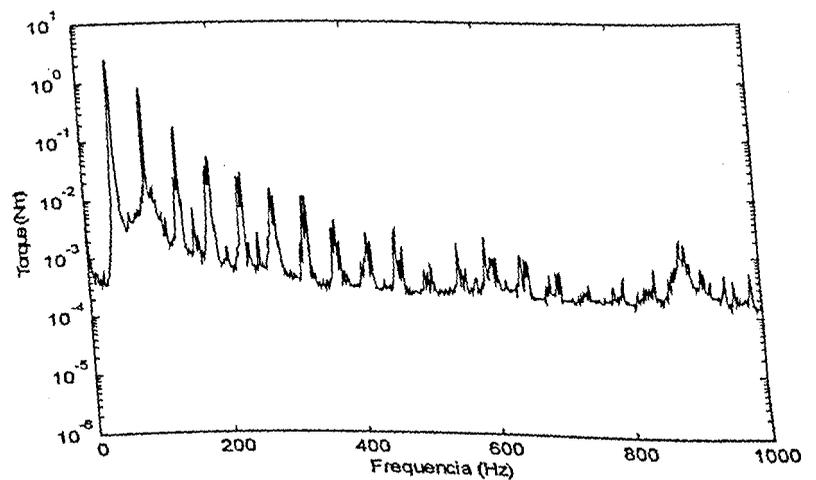


Figura 4.17 – Espectro do torque – acionamento pelo motor C.C. - faixa de 1 kHz - Hz

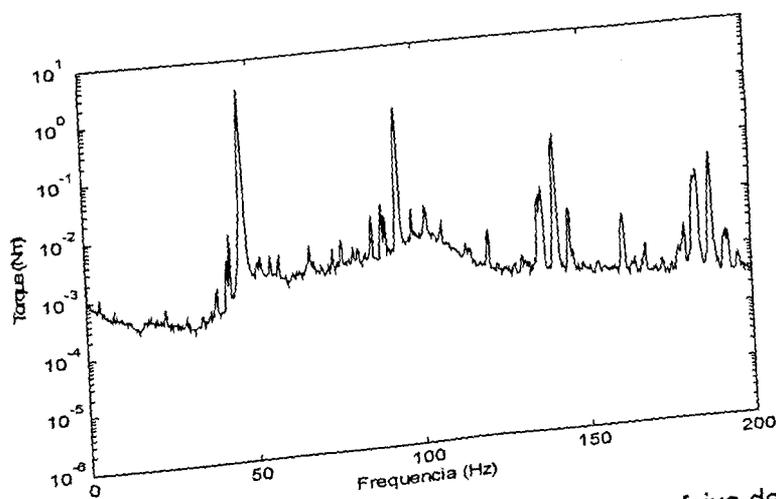


Figura 4.18 – Espectro do torque – acionamento pelo motor C.C. - faixa de 200 Hz - $f_g = 47,6$ Hz

Os gráficos das Figuras 4.15 a 4.18 são semelhantes aos gráficos apresentados para o sistema acionado com o inversor. Em baixa frequência aparecem todos os harmônicos múltiplos da velocidade de rotação, e como o inversor não foi ligado, a hipótese da excitação mecânica no torque medido é confirmada.

Existem diversos tipos de defeito que podem originar frequências múltiplas da frequência de rotação, os principais são: desbalanceamento e desalinhamento (Cameron et al., 1986).

A perda de massa no sistema experimental é uma hipótese remota, pois nenhum componente da bancada foi danificado.

Os defeitos mais comuns nas máquinas rotativas são o desbalanceamento e o desalinhamento, portanto a hipótese mais consistente é a de atribuir a eles a causa da oscilação e dos harmônicos observados no torque medido. A distinção entre os dois fenômenos é complicada, pois ambos excitam harmônicos na velocidade de rotação. Esta distinção não é um dos objetivos do trabalho.

Outro fato que confirma a hipótese anterior é a excitação das frequências de flexão do sistema, promovendo um aumento da energia do sinal na faixa de 50 a 120 Hz, pois este problema ocorre principalmente quando há desbalanceamento das massas girantes.

O último fato consistente com a hipótese do desbalanceamento e desalinhamento é a pequena variação do torque experimental quando a frequência de estator é de 5 Hz. Como a frequência de rotação está distante do primeiro modo de flexão em 61,75 Hz, a amplificação do sistema mecânico é muito menor, provocando uma oscilação muito pequena do torque elétrico (Figura 4.19).

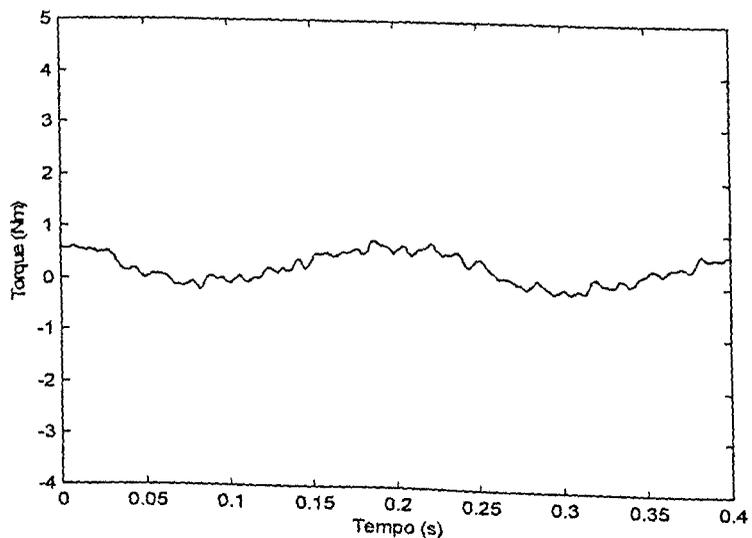


Figura 4.19 – Torque elétrico experimental - $f_s = 5,0$ Hz – $f_p = 16$ kHz

As oscilações do torque, visualizadas no sistema acionado pelo motor C.C., são maiores quando comparadas às oscilações observadas no sistema acionado pelo inversor. Nos espectros também nota-se esta atenuação. Possivelmente o acoplamento entre a carcaça e rotor, promovido pelo fluxo magnético, modifica o amortecimento entre estes elementos constituintes do motor, promovendo uma atenuação maior das vibrações mecânicas.

Outras fontes de harmônicos, são os rolamentos, contidos nos mancais, geradores e motor. Defeitos em suas pistas causam o aparecimento de frequências na faixa de 1 a 2 kHz. O sistema composto pelas células de carga e a alavanca, utilizadas na medição do torque elétrico, também geram harmônicos de alta frequência. Sendo assim, a presença de picos na faixa de 5 a 10 kHz pode ser explicado por estes fatores. Além disso os harmônicos nesta faixa, têm uma amplitude desprezível, quando o sistema é acionado pelo motor C.C., o que é mais uma evidência da hipótese anterior, pois no acionamento do sistema pelo inversor existe o torque reativo da carcaça do motor de indução como consequência própria montagem da bancada.

O harmônico na banda de 900 Hz, também apareceu neste último experimento, confirmando a sua origem mecânica.

Seguindo a discussão feita nos parágrafos anteriores, pode-se dizer que os harmônicos múltiplos da frequência de estator, presentes no sinal da corrente medida, são consequentes da variação do "gap" do motor de indução (distância entre as bobinas do estator e do rotor) devido às vibrações mecânicas presentes no sistema.

A banda de análise do sinal no tempo para $f_s = 50$ Hz foi de 10 kHz. Conforme a discussão feita por Bendat e Piersol (1986), para evitar o aparecimento de harmônicos fantasmas na medição, recomenda-se a aplicação de um filtro passa-baixa com corte na máxima frequência da banda. Logo os sinais de torque e corrente foram filtrados em 10 kHz.

O procedimento de filtragem impede a visualização, no domínio do tempo, do efeito dos harmônicos de pulsação. Este efeito consiste em ruídos no sinal da corrente elétrica, apresentada na Figura 4.20, onde foram ajustados $f_p = 2,44$ kHz e uma banda de 10 kHz. Portanto a frequência de pulsação não foi filtrada.

A vantagem da aplicação do filtro é a de permitir uma comparação melhor dos sinais no domínio do tempo (como os mostrados na Figura 4.2).

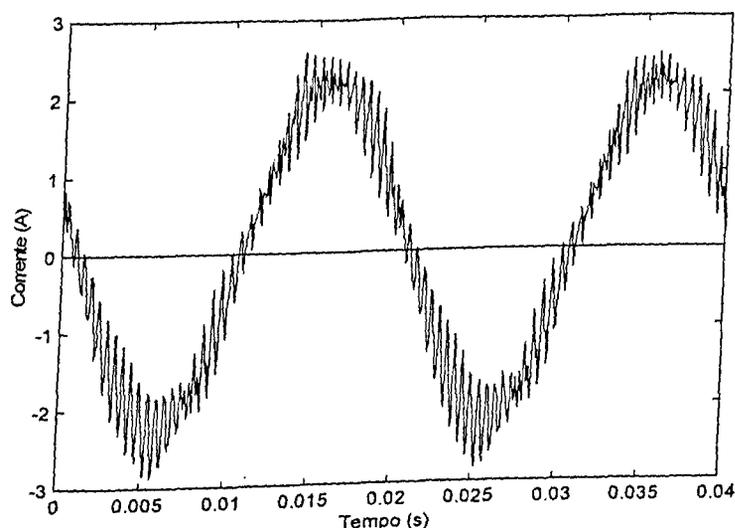


Figura 4.20 – Sinal da corrente elétrica experimental - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 2,44$ kHz

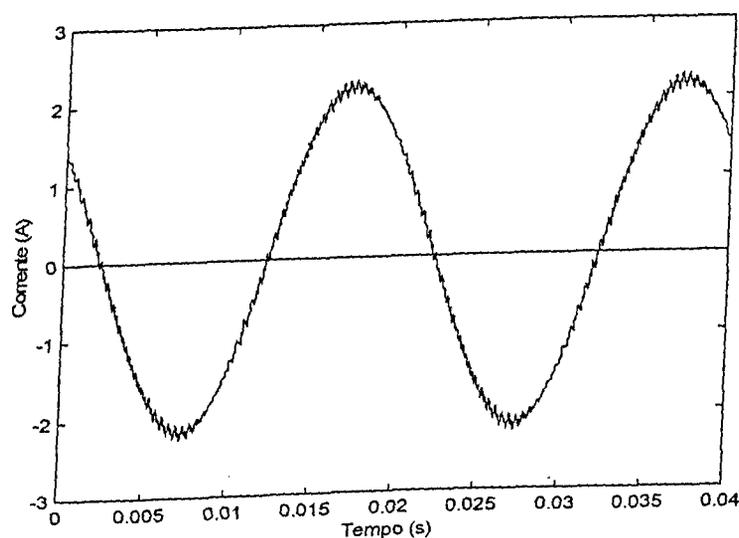


Figura 4.21 – Sinal da corrente elétrica simulada - $f_s = 50$ Hz e $f_p = 2,44$ kHz

A corrente simulada também apresenta o mesmo comportamento ruidoso da corrente medida, como pode ser observado na Figura 4.21. Para redução da amplitude destes ruídos, basta elevar a frequência de pulsação do inversor, aproximando a corrente da forma de onda senoidal.

Nas Figuras 4.20 e 4.21 nota-se que o efeito dos harmônicos de pulsação são maiores no torque obtido em laboratório. Este efeito pode ser consequência da variação da indutância e resistência dos condutores com a temperatura, e também com o efeito de "skin" (Andresen e Haun, 1993).

Na tabela 4.1 apresenta-se a comparação entre os diversos resultados obtidos para o regime permanente.

Tabela 4.1 – Comparação entre os resultados experimentais e de simulação para o regime permanente

f_s (Hz)	f_p (kHz)	I_{rms} (A)			T_m (Nm)			Ω (Hz)		
		Simulado	experim	Diferença (%)	Simulado	Experim	Diferença (%)	Simulado	experim	diferença (%)
50	16,00	1,533	1,567	2,170	0,8892	0,8913	0,2356	44,56	44,62	0,1389
	8,00	1,546	1,615	4,272	0,8918	0,8913	-0,0561	44,64	44,62	-0,0448
	4,00	1,537	1,567	1,915	0,8893	0,8913	0,2244	44,51	44,62	0,2465
	2,44	1,543	1,590	2,956	0,8908	0,8913	0,0561	44,59	44,62	0,2510
30	16,00	1,320	1,254	-5,263	0,5642	0,5458	-3,371	26,78	26,35	-1,615
	8,00	1,338	1,316	-1,672	0,5621	0,5458	-2,986	26,80	26,35	-1,723
	4,00	1,341	1,283	-4,325	0,5615	0,5458	-2,877	26,80	26,35	-1,704
	2,44	1,327	1,298	-2,185	0,5645	0,5458	-3,426	26,78	26,35	-1,628
5	16,00	1,211	1,298	6,703	0,1459	0,1472	0,8832	4,242	4,322	1,851
	8,00	1,307	1,473	11,27	0,1473	0,1472	-0,0680	4,325	4,322	-0,0694
	4,00	1,235	1,388	11,02	0,1462	0,1472	0,6794	4,266	4,322	1,296
	2,44	1,216	1,442	15,67	0,1455	0,1472	1,155	4,230	4,322	2,129

Os símbolos I_{rms} e T_m representam os valores rms e médio da corrente e torque elétrico, respectivamente. As diferenças percentuais entre os resultados são calculadas em relação aos valores experimentais.

O torque elétrico e a frequência de rotação apresentaram pequenas divergências, quando se comparam os valores simulados e medidos, mas com relação a corrente elétrica, esta diferença é maior, porém mantém níveis aceitáveis.

03169/99

Existem dois fatores que induzem a erros entre os dados medidos em laboratório e os calculados. São eles: variação dos parâmetros elétricos com a temperatura e o ajuste da reta do torque de demanda.

Os erros encontrados entre os valores de corrente, para as frequências de estator de 50 Hz e 30 Hz, são aceitáveis. Já para 5 Hz, os erros são aceitáveis quando a frequência de pulsação é 16 kHz, mas para frequências de pulsação menores, na faixa de 2,44 a 8 kHz, este erro aumenta significativamente. Esta discrepância pode ser explicada pela distorção da corrente, resultante da frequência de pulsação ajustada. Embora a frequência de pulsação seja o principal fator determinante, o efeito é mais acentuado em baixas frequências de estator, quando a largura dos zeros de tensão são maiores, provocando assim picos de corrente mais elevados. Estes picos de corrente distanciam a forma de onda da corrente da forma senoidal (ideal) e também são responsáveis pela variação da temperatura do motor.

Comparando as diferenças encontradas para 50, 30 e 5 Hz, em uma mesma frequência de pulsação, nota-se que o erro é maior nas duas últimas. Há duas explicações possíveis para este problema. Primeiramente, o torque de demanda contém erros devido ao ajuste de sua dependência com a velocidade de rotação. Em segundo lugar, o controle da variação da tensão com a frequência do estator pode ser diferente do pressuposto na simulação, levando a maiores ou menores tensões e conseqüentemente a distintas amplitudes de corrente.

O controle da amplitude de tensão, utilizado no inversor da bancada experimental, foi o FCC, conforme explicado no capítulo III. Para este tipo de controle a Siemens não fornece nenhuma informação no manual de operação do Micromaster. Sendo assim, nas simulações variou-se a tensão com a frequência mantendo-se o fluxo de magnetização constante.

As diferenças nas amplitudes de corrente, inferem em desigualdades na resistência e indutância do estator, que são medidas pelo inversor e portanto estão sujeita a erros.

A medição do torque, corrente e rotação, para o regime transiente, foi realizada utilizando o mesmo procedimento aplicado ao regime permanente (ver capítulo III). Os resultados são apresentados nas Figuras 4.22 a 4.27. O regime transiente foi analisado mantendo-se uma frequência de estator de 50 Hz e uma frequência de pulsação de 16 kHz.

A variação do torque de carga foi realizada retirando a alimentação do campo do gerador. A alimentação do campo passa por um capacitor. Assim a tensão não caiu para zero instantaneamente e portanto a carga sofreu uma variação suave. Na simulação foi imposta uma variação degrau na carga. A comparação entre os torques experimental e simulado encontra-se na figura (4.22).

A simulação foi realizada em duas etapas. A amplitude da tensão de alimentação do motor foi mantida constante na primeira etapa, sofrendo uma variação degrau na segunda etapa. Para o segundo caso o valor final da amplitude da tensão foi calculada segundo a curva característica do motor: tomou-se o valor final do torque de carga, manteve-se a velocidade de rotação constante e determinou-se qual a curva referente a este ponto.

Os gráficos correspondentes a corrente e a velocidade de rotação em regime transiente são apresentados nas Figuras 4.23 e 4.24.

O aumento da velocidade de rotação pode ser previsto a partir da curva característica do motor de indução (torque e velocidade de rotação), onde uma vez atingido o regime, a queda do torque de carga provoca o aumento da velocidade (Figura 4.24), que pode ser maior ou menor dependendo da tensão de alimentação do estator.

Como o torque elétrico fornecido pelo motor é proporcional à corrente, esta também diminui proporcionalmente à queda de carga (Figura 4.23).

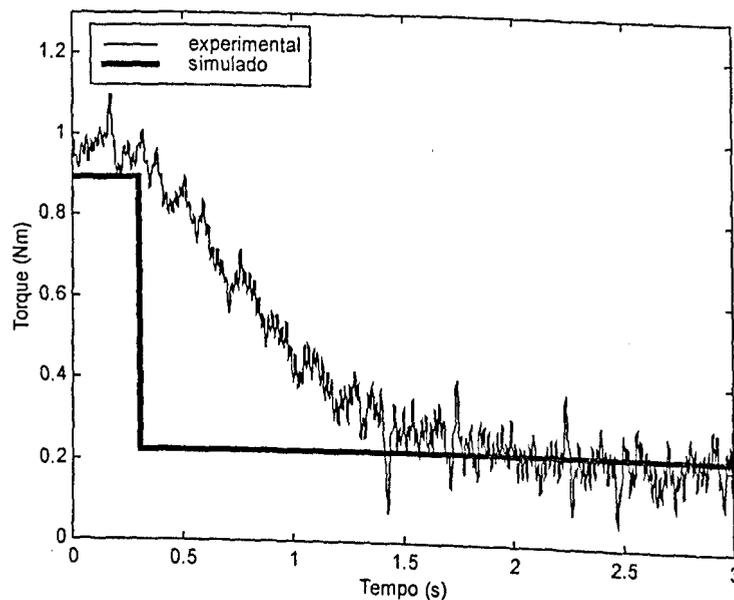
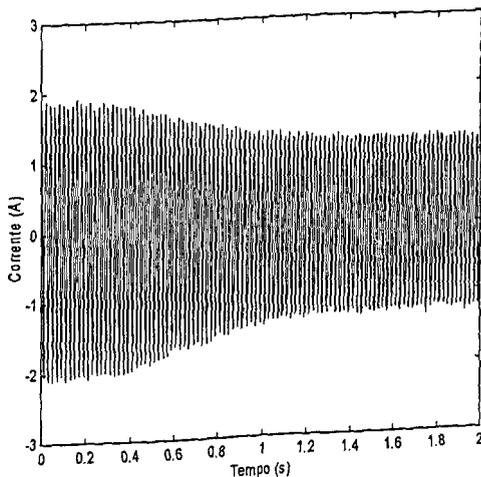
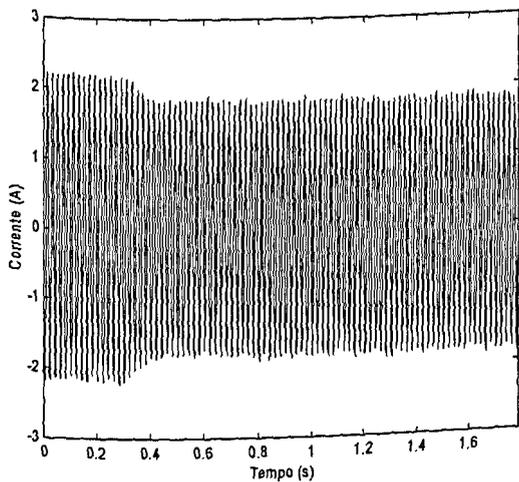


Figura 4.22 – Comparação entre os valores do torque no regime transiente

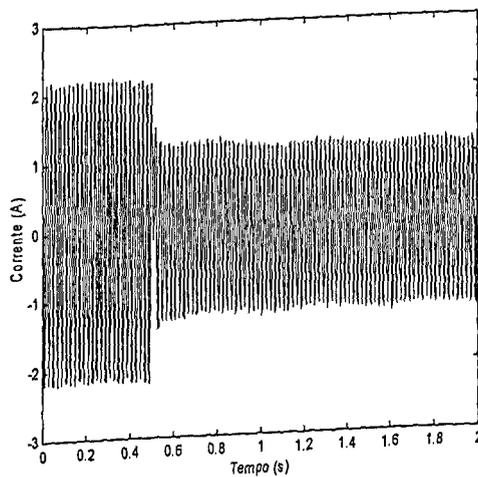
Na simulação, onde a amplitude da tensão é mantida constante, a amplitude da corrente e a velocidade de rotação finais diferem do valor medido (Figuras 4.23b e 4.24a). Já com a variação degrau os valores finais foram coerentes e ainda a variação da velocidade foi menor (Figuras 4.23c e 4.24b). Tal resultado confirma um dos objetivos do controle do inversor, que é de manter a velocidade de rotação final constante. Para isso o inversor varia a amplitude da tensão de alimentação do motor.



(a) – Corrente experimental

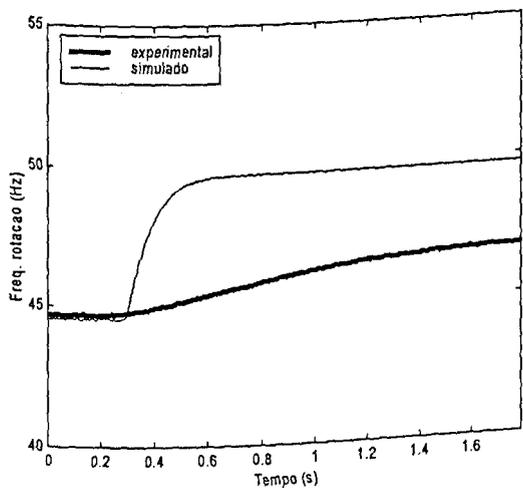


(b) – Corrente simulada – tensão constante

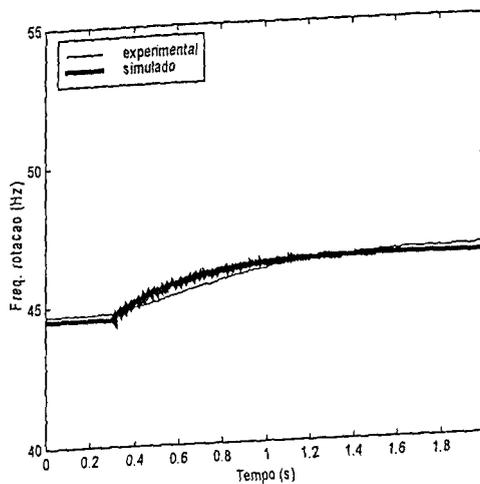


(c) – Corrente simulada – tensão com variação degrau

Figura 4.23 - Comparação entre as amplitudes das correntes no regime transiente



(a) – Tensão constante



(b) – Tensão com variação degrau

Figura 4.24 – Comparação entre os valores da velocidade de rotação no regime transiente

A variação da velocidade no caso experimental não deveria ocorrer, esta é devida a erros cometidos no controle do inversor, pois este possivelmente estima os parâmetros físicos do motor (resistências e indutâncias) para realizar seus cálculos internos.

Com o objetivo de determinar o controle, realizou-se uma simulação onde a curva do torque experimental foi ajustada através de uma função exponencial decrescente (Figura 4.25). A tensão foi variada de forma parabólica e decrescente (Figura 4.26). A corrente e velocidade resultantes são apresentadas na Figura 4.27.

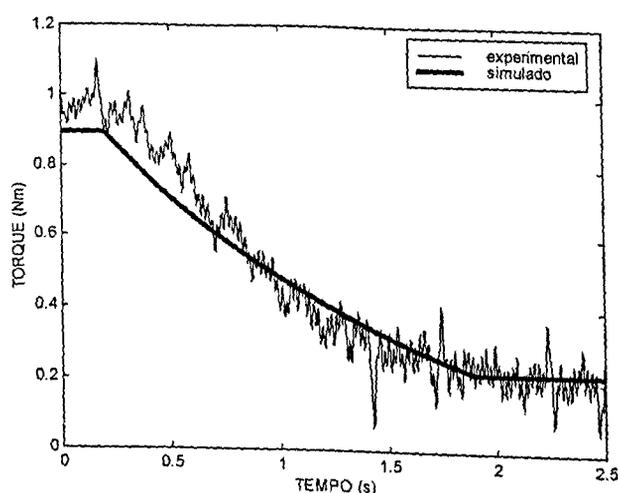
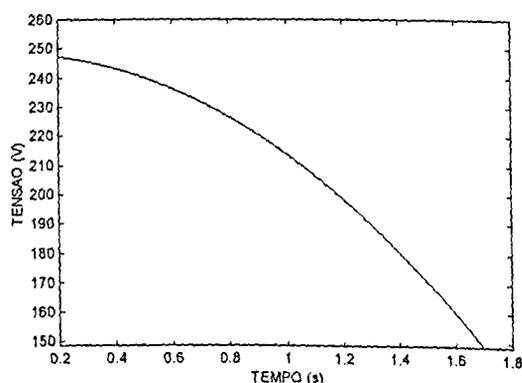
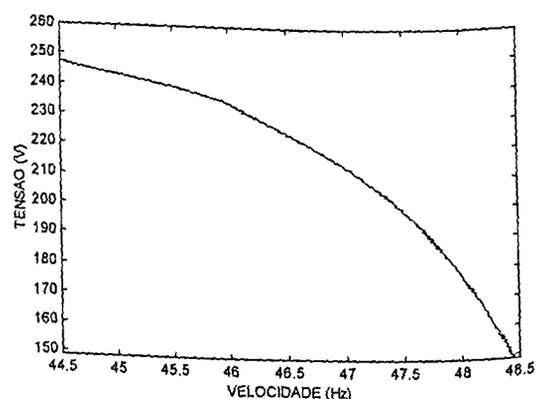


Figura 4.25 – Comparação entre os torques experimental e ajustado

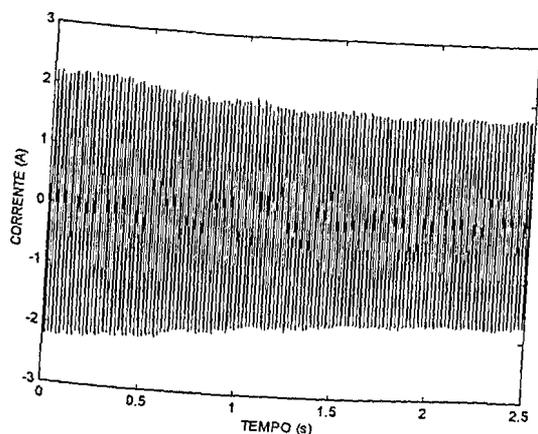


(a) – Variação com o tempo

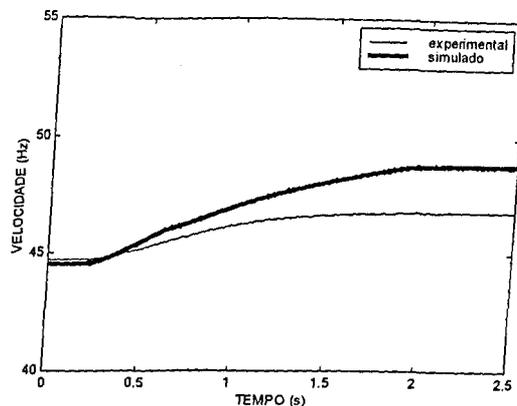


(b) – Variação com a velocidade de rotação

Figura 4.26 – Variação da amplitude da tensão com o tempo e com a velocidade



(a) - Corrente simulada



(b) - Comparação entre as velocidades

Figura 4.27 - Corrente e velocidade resultantes da variação parabólica da tensão

Observando os gráficos apresentados na Figura 4.27, nota-se diferenças nos valores finais da amplitude da corrente e da velocidade de rotação com relação aos valores medidos, embora o tempo gasto para estabilização dos valores tenha sido semelhante. Sendo assim o inversor não variou a amplitude da tensão seguindo a parábola mostrada na Figura 4.26.

Comparando os resultados apresentados para o regime transiente pode-se concluir que o inversor aplica uma variação na tensão segundo a velocidade de rotação, embora não tenha sido possível determinar uma curva de ajuste para estas duas grandezas, ou a lei de controle utilizada.

O valor do fluxo de magnetização depende da relação entre a tensão e a frequência de alimentação. Como esta relação se alterou, o referido fluxo também se modificou. Como consequência, o controle FCC, do inversor Micromaster, não foi realizado mantendo-se o fluxo de magnetização constante.

De uma forma geral, aceitam-se as diferenças entre os resultados da simulação e os experimentos, pois os percentuais de diferença são razoáveis e há uma grande variedade de parâmetros analisados, o que estatisticamente resulta em uma probabilidade maior de erros.

Capítulo V

Conclusões Gerais e Perspectivas

Os resultados de simulação e os experimentais deste trabalho indicam que o inversor PWM senoidal assíncrono, com frequências de pulsação de 2, 4, 8 e 16 kHz, não produz harmônicos de baixa ordem e de amplitude significativa nos sinais de torque e correntes elétricos, na banda de zero a 200 Hz. Os harmônicos gerados pelo inversor são da ordem da frequência de pulsação e seus múltiplos.

Apesar do inversor não gerar harmônicos de baixa frequência, através da análise dos sinais medidos detectou-se a presença dos mesmos no torque e na corrente de alimentação. Estes harmônicos resultaram do desalinhamento e desbalanceamento das massa rotativas, que também provocaram excitações das frequências naturais de flexão, de forma a aumentar o nível de energia do sinal na banda entre 50 e 120 Hz.

As vibrações mecânicas provocaram uma variação no "gap" do motor, gerando múltiplos da frequência de estator, no sinal da corrente.

Em altas frequências, os harmônicos de origem mecânica na faixa de 5 a 10 kHz, impediram a perfeita visualização dos harmônicos da frequência de pulsação no sinal do torque elétrico. Já para a corrente este problema não aconteceu, podendo-se observá-los perfeitamente.

A respeito do nível de vibração observado, onde as amplitudes de oscilação do torque atingem valores de até 3 vezes o torque nominal do motor de indução, nada pode ser concluído sobre a existência dos mesmos níveis em outro acionamento qualquer, pois o fato de se fixar o motor através de sua base, por exemplo, alteraria as características do sistema mecânico, mudando assim as frequências de flexão. Os níveis de desalinhamento e desbalanceamento também seriam alterados para diferentes eixos com seus respectivos acoplamentos.

O modelo físico e matemático do motor de indução, mostrou-se adequado e eficaz na análise dos problemas elétrico e mecânico, acoplados, embora não tenham sido consideradas a saturação e as variações de resistência e indutância, pelo efeito de "skin".

O modelo matemático do inversor mostrou-se eficiente, mesmo considerando-se os elementos de potência ideais.

O modelo físico e matemático do sistema mecânico não pode prever as grandes oscilações observadas no torque medido, uma vez que não foram consideradas as

vibrações de flexão, provocadas por desalinhamento e desbalanceamento do sistema, que se acoplam magneticamente com o estator.

As diferenças percentuais entre os resultados simulados e os experimentais para o torque elétrico médio, a rotação do eixo e o valor r.m.s da corrente são aceitáveis, em vista do grande número de variáveis do sistema.

Visando uma análise mais detalhada do conjunto elétrico e mecânico acoplados, e também para evitar os problemas encontrados neste trabalho, estudos futuros devem considerar os seguintes tópicos:

- Modelo dos eixos rotativos em flexão.
- Modelos das massas rotativas considerando os efeitos de desbalanceamento e desalinhamento.
- Modelos do motor de indução considerando os efeitos de temperatura e de "skin" na variação dos parâmetros de resistência e indutância.
- Medição do torque elétrico fixando-se a base do motor e utilizando torquímetros, diretamente fixados no eixo.

Embora o estudo tenha sido realizado com o inversor ajustado para controle em malha aberta, este oferece o tipo de controle em malha fechada, utilizando sensores de rotação. Além disso com o avanço da tecnologia, existem atualmente diferentes tipos de inversores PWM, onde são utilizadas novas técnicas de controle. Trabalhos futuros também podem ser feitos no sentido de avaliar estes equipamentos.

Referências Bibliográficas

- Almeida, J. L. A. , 1986, "Eletrônica de Potência", Livros Érica Editora LTDA., S. P., Brasil
- Baader, U., Depenbrock, M. and Gierse, G., 1992, "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, no. 3, pp 581-588
- Bate, H. Glenn, Bruel & Kjaer Application Notes nº BO 0269-12
- Bendat, J. S. and Piersol, A. G., 1986, "Random Data – Analysis and Measurement Procedures", John Wiley & Sons, Inc., N. Y.
- Broeck, H. W. and Skudelny, H. C., 1988, "Analytical Analysis of the Harmonic Effects of a PWM AC Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, no. 2, pp 216-223
- Broeck, H. W., Skudelny, H. C. and Stanke, G. V., 1988, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, no. 1, pp 142-150
- Buja, G. S. and Nardi, P., 1985, "Application of a Signal Processor in PWM Inverter Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-32, no. 1, pp 50-55
- Cameron, J. R., Thompson, W. T. and Dow, A. B., 1986, "Vibration and current monitoring for detecting air-gap eccentricity in large induction motors", Proc. IEE, Vol. 133, Pt. B, no. 3, pp 155 - 163
- Ewins, D. J., 1984, "Modal Testing: Theory and Practice", John Wiley & Sons Inc., England
- Fitzgerald, A.E., Kingsley , J. R. and Kusko, A., 1975, "Máquinas Elétricas", McGraw-Hill do Brasil, Ltda.
- Franco, V.L.D.S., 1996, "Zwischenkreisstromoberschwingungen und ihre Unterdrückung bei Hochleistungs – Traktionswechselrichtern", Tese de Doutorado, Ruhr – Universität Bochum

- Green, R. M. and Boys, J. T., 1982, "PWM Sequence Selection and Optimization: A Novel Approach", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-18, no. 2, pp 146-151
- Haun, A., Andresen, E. Ch., 1993, "Influence of the Pulse-Width Modulation Control Method on the Performance of Frequency Inverter Induction Motor Drives", *ETEP*, Vol.3, no. 2, pp 151-161
- Holtz, J., 1992, "Pulsewidth Modulation – A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 39, no. 5, pp 410-420
- Kosow, I. L., 1985, "Máquinas Elétricas e Transformadores", Editora Globo S. A., R. J., Brasil
- Macpherson, G., Laramore, R. D., 1981, "An Introduction to Electrical Machines and Transformers", John Wiley & Sons, N.Y.
- Maischak, D., "Schnelle Drehmomentregelung im gesamten Drehzahlbereich eines hochausgenutzten Drehfeldantriebs", Tese de Doutorado, Ruhr – Universität Bochum
- Meirovitch, L., 1975, "Elements of Vibration Analysis", McGraw-Hill, Inc.
- Murphy, J. M. D. and Turnbull F. G., 1988, "Power Electronic Control of AC Motors", Pergamon Press plc., Oxford, England
- Press, H. W., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T. and Flannery, B. P., 1992, "Numerical Recipes in C The art of Scientific Computing", second edition, Cambridge University Press, N. Y.
- Ran, L., Yacamini, R. and Smith, K. S., 1996, "Torsional Vibrations in Electrical Induction Motor Drives During Start-up", *Transactions of the ASME*, Vol. 118, pp 242-251
- Siemens, Micromaster 6SE31, Manual de operação
- Thomson, W. T., 1973, "Teoria da Vibração com aplicações", Editora Interciência LTDA., Rio de Janeiro, Brasil

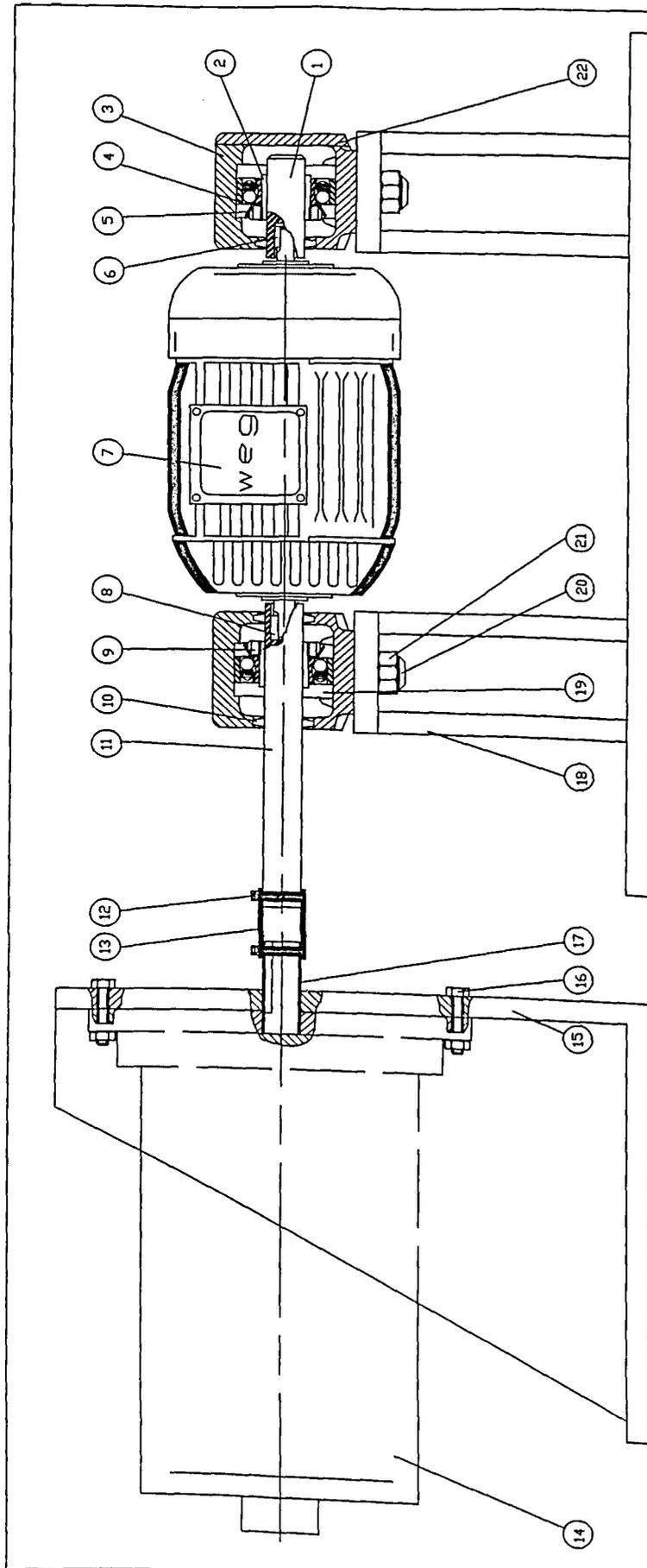
Vas, P., 1992, "Electrical Machines and Drives – A Space Vector Theory Approach", Oxford University Press Inc., N. Y.

Wade, S., Dunnigan, M. W. and Williams, B. W., 1997, "Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, no. 3, pp 495-505

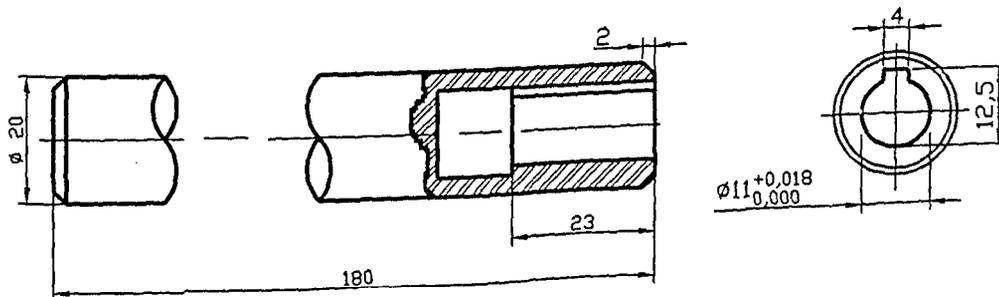
Zubeck, J., Abbondanti, A. and Norby, C. J., 1975, "Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, november/december, pp 695-703

ANEXO I

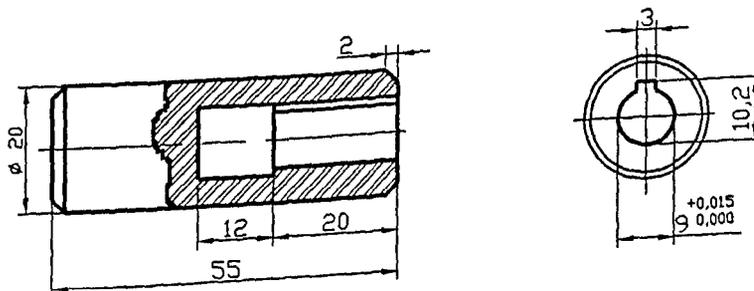
Desenhos de Projeto da Bancada Experimental



13	Moquete de Borracha	1
12	Bucada	2
11	Eixo de aço (ver des. anexo)	1
10	Velador de Filtro SKF TSM 505 TC	2
9	Bucha de flange SKF H05	2
8	Chaveta de pressão	1
7	Motor de Indução VED 1,5 cv Carcasa tipo B3	1
6	Chaveta de pressão	1
5	Avul de brava SKF H05	2
4	Assento auto comp. de esferas SKF 1005 EX	2
3	Cabeça p/ manual SKF SM 505 TC	2
2	Bucha SKF H05	2
1	Eixo de aço (ver des. anexo)	1
numero	Descrição do Objeto	QTD
	Bancada Experimental para medição do Torque em motor de Indução	
	Auton Mecano Equipamentos	

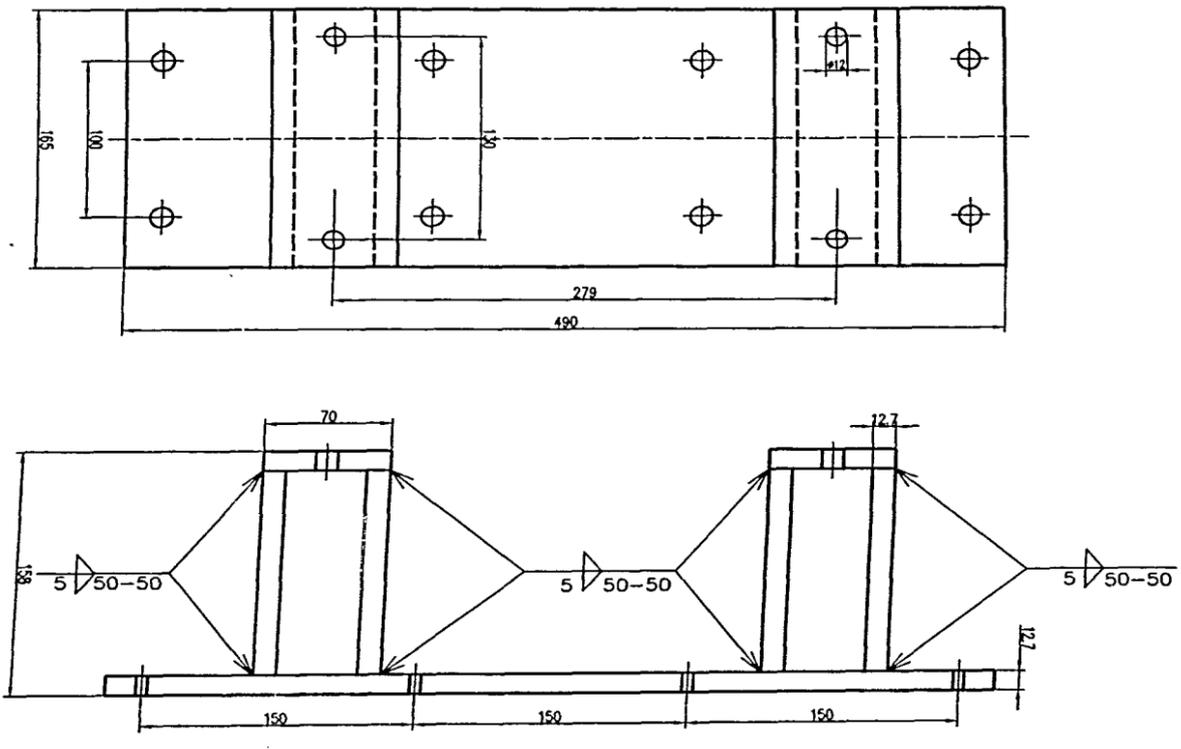


Peça 11 - Eixo dianteiro
 Material: aço
 Qtde: 1
 ESC: 1:1



Peça 1 - Eixo traseiro
 Material: aço
 Qtdade: 1
 ESC: 1:1

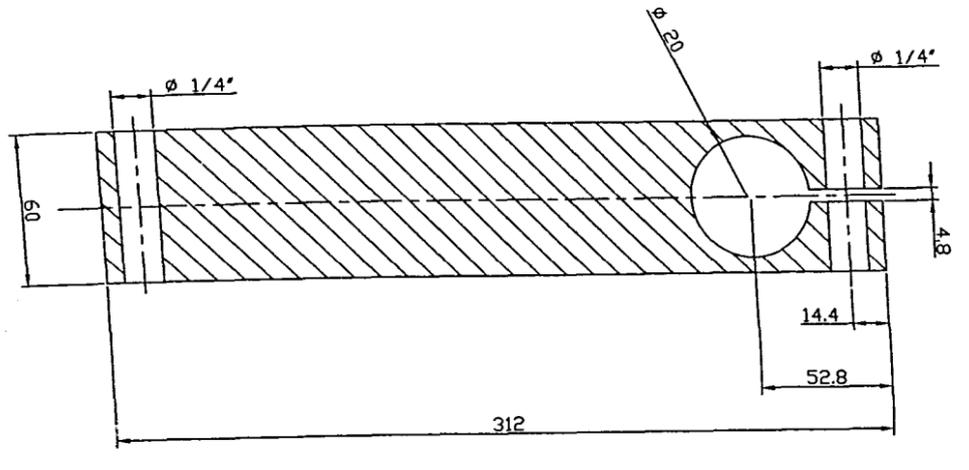
02								
01								Obs.:
Peça	Denominação			Qde	Material	Dimensões		
	data	nome	ass.	 DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA				
desenho								
projeto								
visto								
escala	Bancada experimental para medição de torque do motor de indução						desenho n.	
1:1	Detalhes das peças 1 - Eixo traseiro 11 - Eixo dianteiro							



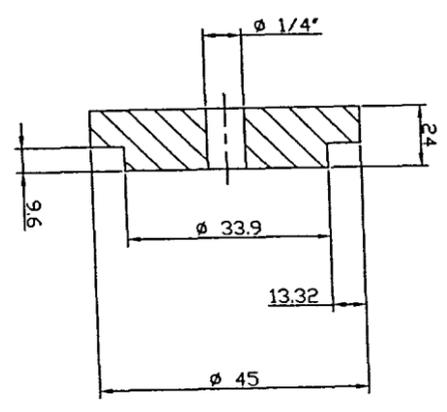
Material: Chapa de ferro de 1/2 polegada

02					
01					
Peca	Denominacao	Qde	Material	Dimensoes	Obs.:
desenho	data	nome	ass.	 DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECANICA UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA	
projeto					
visto					
escala	Bancada experimental para medição de torque do motor de indução				
	1:2.5			Detalhe da peça número 18 Suporte de apoio dos mancais	

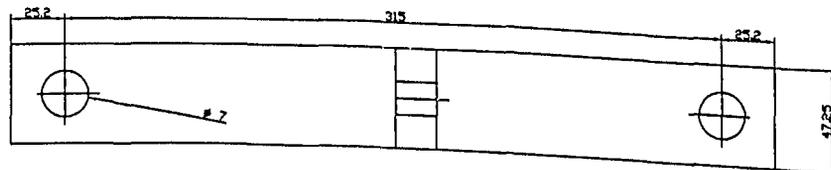
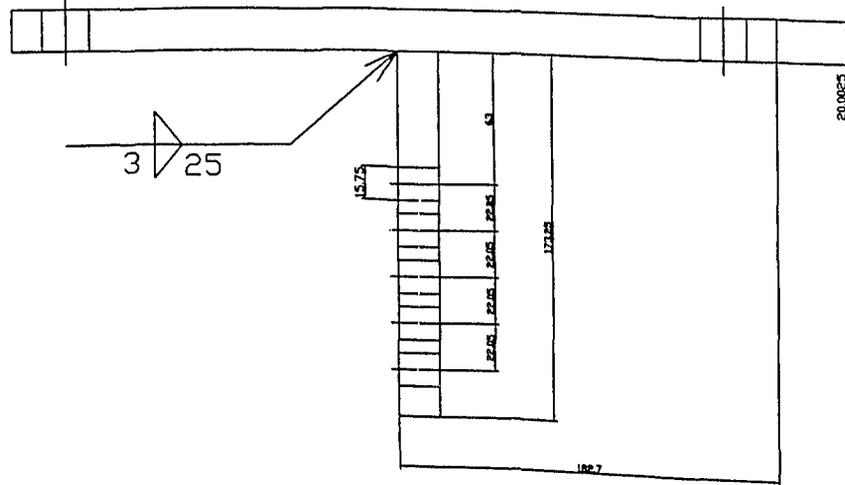
02					
01					
Peca	Denominacao	Qde	Material	Dimensoes	Obs.:
desenho	data	nome	ass.	 DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECANICA UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA	
projeto					
visto					
escala	Bancada experimental para medição de torque do motor de indução				
	1:1			Peças para medição de Inercia	



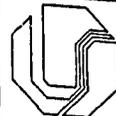
Peca 1



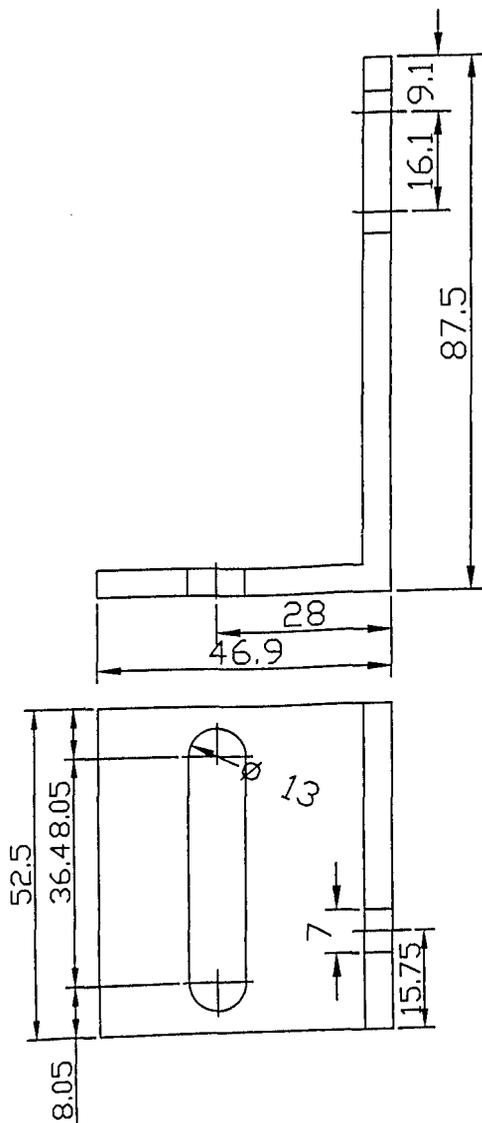
Peca 2

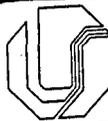


02							
01							
Peça	Denominação			Qde	Material	Dimensões	Obs.:
	data	nome	ass.				
desenho							
projeto							
visto							
escala	Bancada experimental para medição de torque do motor de Indução						desenho n.
1:1	Alavanca fixa na base do motor						



DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA MECÂNICA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA



02							
01							
Peça	Denominação			Qde	Material	Dimensões	Obs.:
desenho	data	nome	ass.	 DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA			
projeto							
visto							
escala	Bancada experimental para medição de torque do motor de indução					desenho n.	
1:1	Suporte de apoio						

FU-00010090-4