

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

Este exemplar corresponde a redação final da tese  
defendida por PAULO JOSÉ AMARAL SERNI  
e aprovada pela Comissão  
Julgada em 02/12/1999  
Orientador

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR  
ACIONADO POR INVERSOR (VSI) COM  
CORRENTE CONTROLADA**

**PAULO JOSÉ AMARAL SERNI**

Orientador: **Prof. Dr. CARLOS RODRIGUES DE SOUZA**

**Tese de Doutorado**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de DOUTOR em ENGENHARIA ELÉTRICA.

**Área de Concentração:** Automação

Tese de Doutorado apresentada em 02 de dezembro de 1999 à Banca Examinadora constituída pelos professores:

**Presidente:**

**Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza - FEEC/UNICAMP**

**Membros:**

**Prof. Dr. Gilio Aluísio Simone - ALIE/Limeira**

**Prof. Dr. Denizar Cruz Martins - UFSC/Florianópolis**

**Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin - FEEC/UNICAMP**

**Prof. Dr. José Antenor Pomílio - FEEC/UNICAMP**



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	Se 67c
V.	Ex.
TOMBO BC/	40612
PROC.	278100
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO	811,00
DATA	98/03/00
N.º CPD	

CM-00135063-1

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

Se67c Serni, Paulo José Amaral  
Uma contribuição ao estudo do motor de indução linear acionado por inversor (VSI) com corrente controlada / Paulo José Amaral Serni.--Campinas, SP: [s.n.], 1999.

Orientador: Carlos Rodrigues de Souza.  
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Motores elétricos de corrente alternada. I. Souza, Carlos Rodrigues de. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

## RESUMO

Este trabalho objetiva avaliar o desempenho de um Motor de Indução Linear (MIL) Trifásico de Disco e um MIL em Arco, quando acionados por um Inversor de Frequência Variável.

Um Inversor Trifásico, com atuação especialmente concebida, é construído para que a corrente imposta pelo inversor ao motor seja mantida senoidal e com valor eficaz constante.

São levantados dados relativos à força propulsora destes motores, em função da frequência de acionamento.

Os resultados obtidos através de simulação, utilizando um modelo unidimensional e um circuito elétrico equivalente corrigido quanto aos efeitos de extremidades, são comparados com os determinados experimentalmente.

Análises da forma de onda da corrente nas fases do motor são executadas, para a determinação do seu conteúdo espectral.

## ABSTRACT

The behavior of a disc rotor induction motor and an arc stator induction motor (sector motor) is analyzed in this work as a result of feeding these machines with an inverter.

The machines developed thrust as a function of the slip is obtained for different input frequencies.

An equivalent circuit is used for the simulations. This circuit is obtained through the application of the one-dimensional theory to the modeling and accounts for the end effects always present in these machines.

The phase current waveforms are analyzed for their harmonic contents.

Experiment results were obtained in laboratory and are presented for comparison with the simulations.

Key words: Linear induction motor, Inverter-fed sinusoidal currents.

**À minha esposa Sônia,  
à minha filha Nicole e aos  
meus pais Paulo e Anezia**

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Professor Doutor Carlos Rodrigues de Souza, pela amizade, orientação e apoio, ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Professor Doutor Gilio Aluisio Simone, o qual juntamente com o Professor Doutor Renato Crivellari Creppe, colaboraram de forma fundamental, durante todas as etapas de elaboração desta tese.

Ao Professor Doutor Edwin Avólio, pela sua colaboração, através da Diretoria da Faculdade de Engenharia da UNESP-Bauru.

Aos Professores Doutores, Pedro da Costa Júnior e Ricardo Martini Rodrigues, pela cooperação de ambos, através da Chefia do Departamento de Engenharia Elétrica da UNESP-Bauru.

Aos Professores, Doutor José Angelo Cagnon, M.Sc. Ivo Reis Fontes e M.Sc. José Renato C. Fraga, pela ajuda e incentivo constante.

Ao Professor Mestre Victor Armando Bravo Sanchez " in memoriam ".

Aos técnicos de laboratório Milton de Freitas, Osmar Luís Martinelli e Edson Oshiro, pelo apoio na realização da parte experimental.

Ao desenhista Marco Antônio Rossi pela arte final.

Ao eng. José Alfredo C. Ulson pela montagem do motor de disco utilizado nos experimentos.

Ao eng. Ludovico Kiyoshi Murata, pela colaboração nas montagens e ensaios.

# SUMÁRIO

## CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Aspectos Gerais do Desenvolvimento dos Motores Lineares..... de Indução.....	1
1.2 Característica do Motor Assíncrono Linear de Indução.....	3
1.3 O Inversor de Frequência a Corrente Constante.....	8
1.4 Proposta do Trabalho.....	9

## CAPÍTULO 2

ANÁLISE UNIDIMENSIONAL DO MOTOR ASSÍNCRONO DE INDUÇÃO.....	11
2.1 Introdução.....	11
2.2 O Modelo Unidimensional.....	11
2.3 Densidade Linear de Corrente.....	13
2.4 Densidade do Campo Magnético no Entreferro.....	14
2.5 Considerações sobre a Densidade de Campo Magnético no Entreferro....	20
2.6 Determinação do Fator de Correção para o Efeito Transversal de Borda..	27
2.6.1 Efeito Transversal de Borda.....	27
2.7 Determinação do Fator de Correção para o Efeito Longitudinal de Extremidade.....	29
2.7.1 Efeitos Longitudinais de Extremidade de Entrada e de Extremidade de Saída.....	29
2.7.2 Determinação do Fator de Correção para o Efeito Longitudinal de Extremidade de Entrada.....	31
2.8 O Fator de Qualidade.....	35
2.9 Aplicação do Fator de Qualidade em Motores Lineares de Indução.....	37

## CAPÍTULO 3

AVALIAÇÃO DA FORÇA PROPULSORA ATRAVÉS DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE E DA EQUAÇÃO DE LORENTZ.....	40
3.1 Introdução.....	40
3.2 Circuito Elétrico Equivalente Convencional.....	40

3.3 Circuito Elétrico Equivalente para o MIL com Estator Plano Ativo.....	41
3.4 Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente para o MIL com Estator Plano Ativo.....	42
3.4.1 Resistência do Enrolamento do Estator.....	43
3.4.2 Reatância de Dispersão do Estator.....	44
3.4.3 Resistência Equivalente das Perdas no Ferro.....	46
3.4.4 Reatância de Magnetização.....	47
3.4.5 Resistência Equivalente do Linor.....	47
3.5 Circuito Elétrico Equivalente para o MIL de Dois Estatores Planos Ativos.....	48
3.5.1 Introdução.....	48
3.5.2 Determinação da Força Propulsora para o MIL de Dois Estatores Planos Ativos.....	50
3.5.3 Determinação da Velocidade Linear Síncrona do MIL.....	51
3.5.4 Cee para o MIL de Dois Estatores Planos Ativos com a Impedância de Extremidade $Z_e$ .....	53
3.6 Circuito Elétrico Equivalente para o MIL em Arco.....	56
3.6.1 Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente para o MIL em Arco.....	56
3.6.2 Determinação da Força Propulsora para o MIL em Arco.....	57
3.6.3 Cee para o MIL em Arco com a Impedância de Extremidade $Z_e$ .....	59
3.7 Determinação da Força Propulsora de um MIL através da Equação de Lorentz.....	61
3.8 Considerações.....	67

## CAPÍTULO 4

O INVERSOR FONTE DE TENSÃO OPERANDO A CORRENTE CONSTANTE.....	69
4.1 Introdução.....	69
4.2 Detalhes Construtivos do Inversor.....	70
4.3 O Microcontrolador como Gerador das Referências Senoidais.....	77
4.4 Considerações.....	84

## CAPÍTULO 5

SIMULAÇÕES DO COMPORTAMENTO DA FORÇA PROPULSORA E SIMULAÇÕES DA OPERAÇÃO DO INVERSOR.....	85
5.1 Introdução.....	85

5.2 Simulações para a Avaliação da Força Propulsora.....	85
5.2.1 Motor Plano de Disco.....	85
5.2.2 Motor em Arco.....	95
5.3 Circuito Desenvolvido para as Simulações do Inversor.....	101
5.4 Simulações da Operação do Inversor.....	103
5.4.1 Simulações do Inversor Acionando o MIL Plano de Disco.....	103
5.4.2 Simulações do Inversor Acionando o MIL em Arco .....	107
5.5 Considerações.....	114

## CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES.....	115
6.1 Introdução.....	115
6.2 Ensaios para o MIL Plano de Disco.....	116
6.2.1 Resultados Experimentais das Forças Propulsoras.....	119
6.2.2 Resultados Experimentais de Correntes e Conteúdos Espectrais.....	122
6.3 Ensaios para o MIL em Arco.....	134
6.3.1 Resultados Experimentais das Forças Propulsoras.....	136
6.3.2 Resultados Experimentais de Correntes e Conteúdos Espectrais.....	140
6.4 Conclusões.....	150
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	 152
 APÊNDICE I.....	 155
Lista da Programação do Microcontrolador em Assembler.....	155
 APÊNDICE II.....	 159
Detalhes do PQM - MULTILIN.....	159
 APÊNDICE III - Principais Características dos Motores Utilizados nos Ensaios.....	 161
AIII.1 - Características do Motor Plano de Disco.....	161
AIII.2 - Características do Motor em Arco.....	161
 APÊNDICE IV.....	 162
Equipamentos de Laboratório.....	162

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

### 1.1 Aspectos Gerais do Desenvolvimento dos Motores Lineares de Indução:

Os primeiros desenvolvimentos de máquinas lineares, segundo Eastham [1], ocorreram em 1870, portanto, de maneira contemporânea (e até anterior) às pesquisas em máquinas rotativas de Tesla, em 1888.

Segundo Laithwaite e Nasar [2], a primeira utilização importante do motor linear ocorreu em 1946, com a construção do "Electropult pela Westinghouse Electric Co., dos E.U.A., com a função de lançar aeronaves, em navios porta-aviões.

No início da década de 60, a descoberta de novos materiais magnéticos, materiais supercondutores e o desenvolvimento da eletrônica de potência possibilitaram um grande avanço no desenvolvimento da tecnologia de motores lineares.

As pesquisas para aplicações de motores lineares em sistemas de transporte de passageiros se iniciaram na década de 70 em diversos países e, na Alemanha, teve início o desenvolvimento do trem magnético Maglev (Magnetically Levitated).

Desde 1986, em Berlim, está em operação um veículo experimental com propulsão por motor linear de estator longo (primário) localizado na via e com imã permanente (secundário) no carro.

No Japão, os desenvolvimentos em máquinas lineares tiveram início em 1973 e, atualmente, estão em operação metrô que empregam motores lineares em Osaka e Tóquio. Estes trens metropolitanos utilizam uma via convencional com trilhos e a propulsão é executada por motores lineares de indução de estator curto (primário), fixados ao carro. São acionados por inversores VVVF ("Variable Voltage and Variable Frequency"), com uma placa de reação (colocada entre os trilhos) construída com chapas sobrepostas (secundário) de ferro e alumínio.

O metrô de Tóquio é propulsionado por dois motores lineares de 120 kW cada um, acionados por inversores VVVF, com sistema de alimentação c.c. por catenária de 1500 V. Os veículos são para 70 passageiros, com velocidade máxima de 70 km/h.

No Canadá, existe um sistema de transporte coletivo (Vancouver) desde 1988, com capacidade de 20000 passageiros por hora. Seus veículos são para 70 pessoas e se movimentam com velocidade de até 70 km/h.

Nos últimos anos, destacam-se os trabalhos de Gieras [3], [4] e os congressos sobre aplicações de motores lineares ("Linear Drives for Industry Applications", LDIA'95 e LDIA'98), realizados no Japão.

No Brasil, um trabalho sobre motores de indução lineares foi desenvolvido em 1972, na Escola de Engenharia de São Carlos - USP por Guerrini [5]. Este trabalho foi desenvolvido com a construção e ensaios de um protótipo em escala reduzida de um motor linear de estator curto e fixo de 2 pólos, passo polar de 75 mm e potência estimada de 0,5 c.v., acionado por uma fonte trifásica de 220 V, na frequência de 60 Hz. O protótipo se deslocava sobre rodas em uma pista reta de chapa ferromagnética.

Em 1982, Falcone [6] apresenta considerações teóricas sobre os efeitos presentes na operação de motores lineares de indução, além de propor um circuito equivalente e também uma metodologia de cálculo por elementos finitos. Um protótipo foi construído com alimentação por tensão variável e frequência fixa de 60 Hz.

Em 1989, Simone [7] propôs um circuito elétrico equivalente com base em um modelo unidimensional e um protótipo de estator em arco, com abertura de 90°, enrolamento trifásico de quatro pólos e vinte quatro ranhuras foi construído. O rotor do motor estudado é constituído por uma gaiola de esquilo convencional, com entreferro de 1,5 mm. Este protótipo, quando alimentado por uma corrente eficaz de 4A, é capaz de desenvolver uma força propulsora de 22 N. O motor foi ensaiado com uma fonte trifásica de tensão variável e frequência fixa de 60 Hz.

Simone [8], em 1992, desenvolve com base na teoria unidimensional, um estudo do conversor assíncrono de dupla face que possibilitou a formulação de uma técnica de projeto para estes conversores.

Também em 1992, Creppe [9] apresentou um estudo dos conversores assíncronos lineares, que possibilitou a apresentação de um circuito elétrico equivalente para os conversores assíncronos de face única e de dupla face.

Um protótipo com dois estatores curtos e ativos, enrolamento trifásico de quatro pólos, entreferro de 8 mm e secundário na forma de um disco de alumínio foi construído. O motor foi ensaiado com uma fonte de tensão variável e frequência fixa de 60 Hz, operando com uma corrente eficaz constante de 5 e 7 A, possibilitando a obtenção de forças entre 5 e 20N.

Moreira [10], também em 1992, apresentou um estudo com base na teoria eletromagnética de campos e ondas, com as simulações para a obtenção da força propulsora, sendo comparadas com os dados laboratoriais levantados pelos professores Gilio Aluísio Simone, Renato Crivellari Creppe e Paulo José Amaral Serni, nos protótipos dos motores em arco e de disco, na Universidade Estadual Paulista - UNESP, Campus de Bauru - SP.

Em 1993, Benites [11] apresentou um trabalho onde foi utilizada a técnica de elementos finitos para a análise por simulações, de máquinas lineares. Não foi construído protótipo.

Em 1996, Katano [12] apresenta uma análise com base no modelo bifásico para simulação do desempenho do motor linear de indução, em regime permanente e transitório. Foi projetada e montada uma bancada de ensaios, com a construção de um motor linear, que foi acionado por um inversor de frequência variável

do tipo PWM modelo GP-2000 marca RELIANCE, potência 5 H.P., frequência de 0 a 400 Hz e tensão alternada de 220 V.

Também em 1996, Simone [13] apresenta uma teoria, com base no modelo unidimensional, que possibilita o desenvolvimento de uma técnica de projeto para motores lineares de indução monofásicos. Um protótipo foi construído e ensaiado com uma fonte de tensão senoidal de 60 Hz.

Já em 1997, Creppe [14] desenvolveu um novo modelo para simulação de transitórios mecânicos do motor de indução linear. As simulações apresentadas consideraram o desempenho do motor linear com alimentação senoidal de 60 Hz.

No presente trabalho, apresenta-se um estudo do comportamento de um motor de linear de indução com duplo estator ativo (estator curto) e de um motor de linear de indução em arco, acionados por uma fonte de tensão alternada com frequências de 20 a 60 Hz, através de um inversor trifásico fonte de tensão com corrente controlada.

As correntes de cada fase do motor são monitoradas por sensores de efeito Hall e, conforme será detalhado posteriormente, interessa que suas formas de ondas permaneçam senoidais e com valor eficaz constante.

Com esta técnica de monitoramento da corrente, pode-se antecipar o comportamento da força propulsora desenvolvida pelo motor. Um modelo unidimensional de análise e cálculo da força com base na corrente do motor foi utilizado.

Uma bancada de ensaios foi implementada para a obtenção dos resultados experimentais. Acionou-se os motores lineares de indução, através do inversor para frequências de 20 até 60 Hz, sempre com corrente senoidal de valor eficaz constante.

Os resultados experimentais obtidos foram confrontados com as simulações desenvolvidas e serão apresentados e discutidos ao longo deste trabalho.

## **1.2 Características do Motor Assíncrono Linear de Indução:**

Como características básicas que motivam a utilização do motor assíncrono linear de indução pode-se citar:

- i) Construção robusta e simples, o que representa baixa manutenção com elevada confiabilidade;
- ii) Não necessitam de engrenagens e sistemas mecânicos para efetuar a conversão do movimento rotativo em linear;
- iii) Acoplamento muito simples entre o primário e o secundário, reduzindo ruídos e vibrações;

iv) Em tração elétrica, o motor linear possibilita uma total independência entre a roda e o trilho, com significativa redução na altura dos veículos no transporte ferroviário;

v) Na utilização em metrô subterrâneos, pode-se reduzir a altura final da locomotiva e conseqüentemente propiciar economias, quando da construção do túnel.

Os motores lineares de indução planos são usualmente classificados de acordo com o tamanho relativo entre o primário (estator) e o secundário (linor) e também, pelo número de estatores ativos presentes.

A designação "linor" para o secundário do motor de indução linear plano foi introduzida pelo professor E. H. Laithwaite, de modo a melhor caracterizar o tipo de movimento desenvolvido no motor. Esta terminologia será utilizada ao longo deste trabalho.

As figuras 1.1-a) e 1.1-b) seguintes mostram, respectivamente, os detalhes construtivos de um motor linear plano de estator longo e de estator curto.

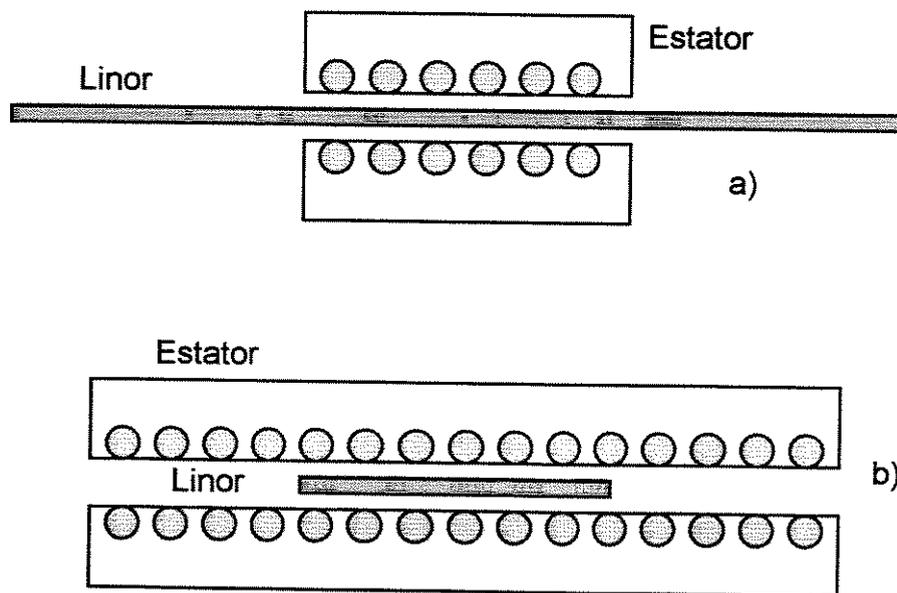


Figura 1.1 - Motores lineares de indução planos com dois estatores ativos;  
a) estator curto      b) estator longo

O linor pode ser construído com uma lâmina metálica (cobre, alumínio ou ferro) ou com uma composição de duas lâminas de materiais metálicos (base construída com uma lâmina de ferro, com capa de cobertura de alumínio).

Na topologia de estator curto, o estator é móvel, possui enrolamentos e desliza sobre uma placa de reação (linor). Como exemplo de aplicação, o estator estaria posicionado no veículo (trem, por exemplo) e o linor estaria colocado entre os trilhos.

Já para o motor com estator longo, a placa sobre a qual o elemento móvel desliza é a parte ativa, possuindo enrolamentos. Portanto, de acordo com exemplo anterior, os enrolamentos estariam distribuídos entre os trilhos e o veículo seria o linor.

Neste trabalho, o motor linear de indução plano utilizado é um motor com dois estatores curtos ativos e fixos, com um linor móvel constituído de uma lâmina de alumínio, na forma de um disco, conforme a figura 1.2.

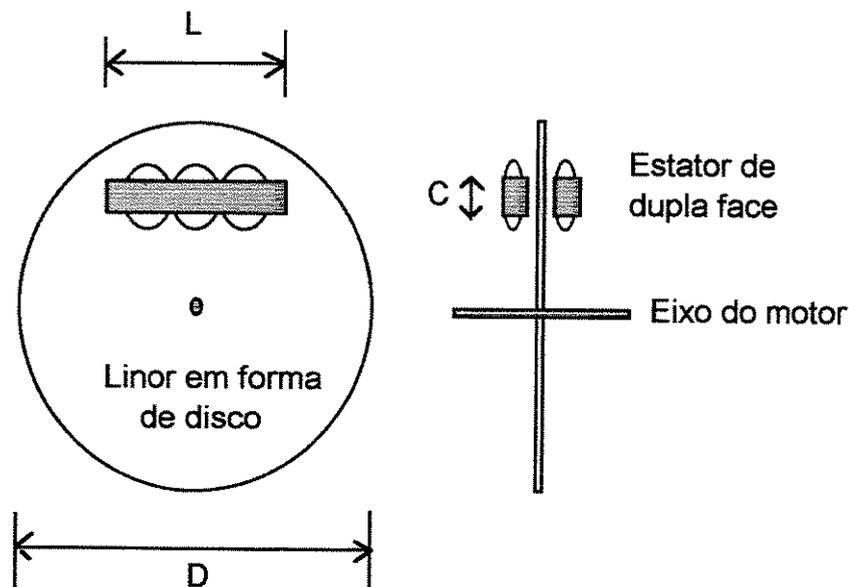


Figura 1.2 - Vistas do motor trifásico do motor de indução linear com linor em forma de disco, utilizado nos experimentos. Dimensões: diâmetro do disco ( $D$ ) = 0,45m; comprimento do estator ( $L$ ) = 0,29 m e largura do estator ( $C$ ) = 0,04 m.

Uma outra topologia também considerada neste trabalho é um motor trifásico com o estator em forma de arco. Este motor apresenta as mesmas características peculiares dos motores lineares planos, como estator descontínuo e presença de efeito de extremidade longitudinal.

O estator foi construído realizando-se um corte axial em um estator de chapas de ferro-silício de um motor de indução trifásico convencional. Após o corte, este motor fica com o aspecto representado na figura 1.3.

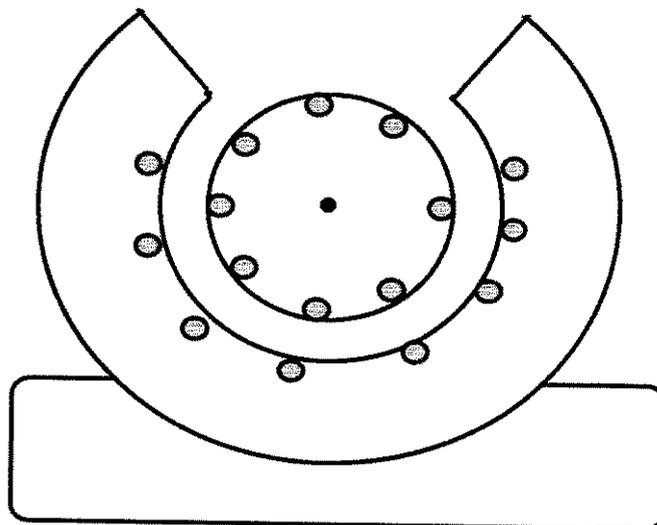


Figura 1.3 - Vista em corte do estator trifásico do motor de indução em arco utilizado nos experimentos.

O rotor em gaiola do motor é formado por um pacote de lâminas de ferro-silício, ranhuradas e com barras de alumínio em curto-circuito, através de anéis de fechamento. De forma a aproximar ainda mais as características do circuito magnético do motor em arco utilizado, da característica linear do circuito magnético de um motor linear plano, aumentou-se o entreferro, realizando-se um passo de torno no seu rotor.

(i) Enrolamentos do Estator: Para as 24 ranhuras existentes foi realizado um enrolamento com uma bobina por ranhura, quatro pólos, conexão em Y, com tensão de linha de 220 V e corrente eficaz operacional limite de 3 A .

(ii) Rotor: O rotor tem o diâmetro de 98,5 mm, com comprimento axial de 63 mm, com barras de alumínio curto-circuitadas por anéis de fechamento, terminados por aletas de dissipação de calor.

Esta topologia construtiva pode encontrar aplicação prática, por exemplo, no acionamento de volantes de prensas, compressores ou ventiladores de grande porte (estruturas mecânicas que possam receber volantes motrizes). Desta forma, o motor de indução linear em arco permite acionar um sistema mecânico a partir do próprio elemento rotativo do sistema, como é o caso das prensas.

Portanto, não é necessária a utilização de acoplamento mecânico, o que resulta numa maior eficiência na transmissão da força propulsora, além de resultar em uma estrutura construtiva mais simples.

A figura 1.4, mostra um estator em arco (ou estator setorial) acionando um volante.

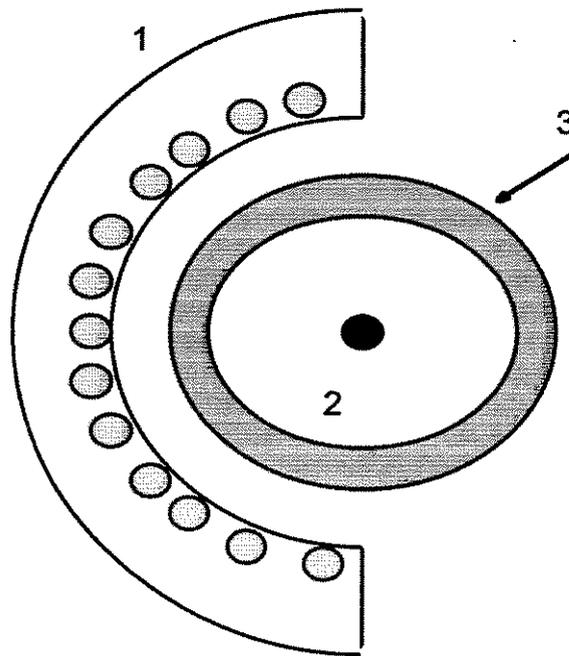


Figura 1.4 - Estator em arco acionando um volante:  
1 - estator; 2 - volante e 3 - pista de reação (linor)

Outras formas construtivas para os motores lineares de indução podem ser implementadas, como, por exemplo, os motores tubulares, que tem utilização no acionamento de braços mecânicos. Quanto ao linor, nas aplicações de motores lineares de indução planos para acionamentos metroviários, pode ser constituído por uma pista de reação composta por uma junção de dois materiais metálicos, como ferro e alumínio, conforme indicado na figura 1.5.

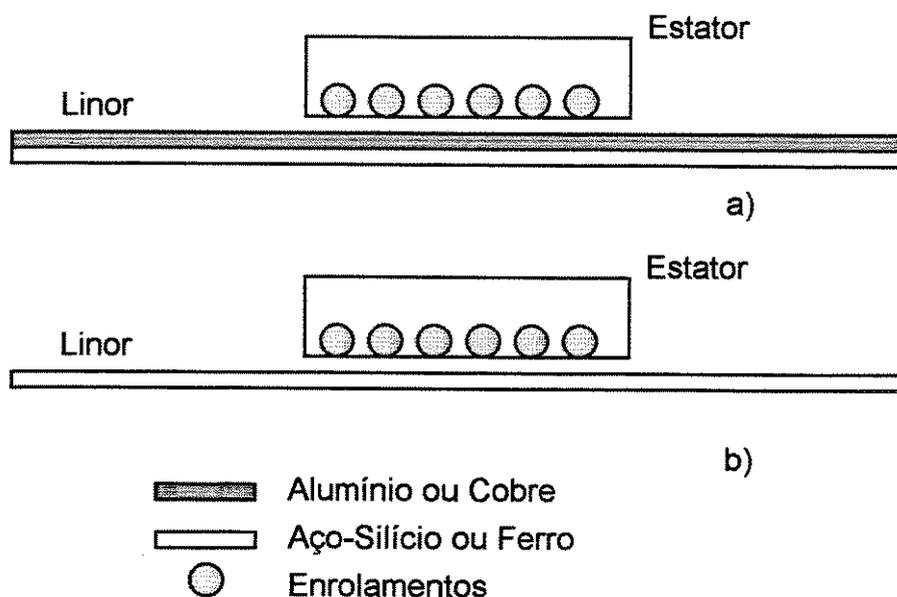


Figura 1.5- Motores lineares de indução planos com um estator curto ativo;  
a) pista de reação composta      b) pista de reação simples

### 1.3 O Inversor de Freqüência a Corrente Constante:

De modo a viabilizar a proposta de acionamento escolhida neste trabalho, desenvolveu-se um sistema que possibilitasse a alimentação do motor linear de indução trifásico, observando-se as seguintes particularidades:

- i) A corrente do motor deve ser a mais próxima possível da forma de onda senoidal, independentemente da carga ou freqüência de acionamento;
- ii) A freqüência da tensão de alimentação deve poder ser variada amplamente dentro dos limites de 20 Hz a 60 Hz;
- iii) A corrente consumida pelo motor deve ser mantida com o seu valor eficaz constante, independentemente da carga ou da freqüência de acionamento.

Desta maneira, desenvolveu-se um inversor que atendesse às necessidades de acionamento acima mencionadas, utilizando-se um microcontrolador na geração das referências senoidais das correntes trifásicas. O circuito de controle de corrente está equipado com sensores de efeito Hall.

Os semicondutores de potência utilizados nos chaveamentos do inversor são transistores IGBT's, com circuitos de disparo com controle digital, através de um "clock" de 8 kHz, para a limitação na freqüência de chaveamento.

O diagrama de blocos do inversor trifásico utilizado é mostrado na figura 1.6.

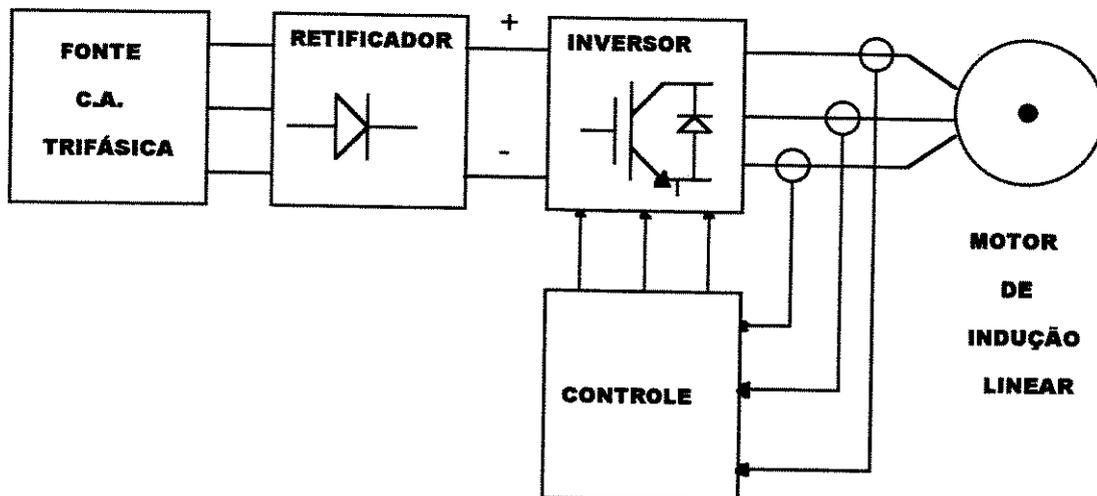


Figura 1.6 - Diagrama de blocos básico do inversor desenvolvido para o acionamento do motor.

Observar que se trata de um inversor fonte de tensão com corrente controlada.

## 1.4 Proposta do Trabalho:

Este trabalho tem por objetivo estudar o comportamento de duas topologias de motores lineares assíncronos de indução trifásicos, um com estatores planos e outro com estator em arco, com um controle de velocidade efetuado por um inversor de frequência, fonte de tensão, com corrente senoidal e de valor eficaz constante.

A justificativa pela utilização de um inversor que mantenha a corrente no motor senoidal e com valor eficaz constante baseia-se no fato de que o acionamento do motor linear, efetuado nestas condições, torna mais simples a previsão do comportamento da força propulsora, em função de uma variação de frequência.

Portanto, o motor operando com corrente senoidal, permite avaliações mais diretas do comportamento da força propulsora. Assim sendo, assume-se que a densidade de fluxo magnético no entreferro será composta por uma única componente senoidal. Nestas condições, a aplicação de um modelo unidimensional é direta.

Caso o motor fosse acionado por um inversor que não efetuasse este referido controle na corrente, poderiam surgir componentes harmônicas de campo de baixa frequência. Estas componentes precisariam ser cuidadosamente avaliadas, quando do cálculo da força propulsora resultante, tornando o equacionamento analítico mais complexo.

No Capítulo 2, apresenta-se o desenvolvimento de um modelo matemático unidimensional, para a análise do comportamento da densidade do campo magnético no entreferro do motor. Os conceitos relativos ao Fator de Qualidade, também são apresentados neste capítulo.

No Capítulo 3, são apresentados circuitos elétricos equivalentes para o motor linear de indução plano de disco e para o motor linear em arco e são analisados também os efeitos de extremidades. São apresentados os fatores de correção para o efeito longitudinal de extremidade de entrada e para o efeito transversal de borda.

Desta maneira, através de um circuito elétrico equivalente corrigido por fatores que levam em conta estes fenômenos, a força propulsora é calculada, tomando por base uma alimentação do motor com corrente senoidal e com valor eficaz constante. São calculadas as magnitudes das forças para as várias frequências de alimentação.

No Capítulo 4, apresenta-se o inversor trifásico fonte de tensão com corrente controlada especialmente construído para o acionamento do motor nas condições especificadas no Capítulo 3. O circuito de geração das referências senoidais, utilizando um microcontrolador, é mostrado, assim como o sistema de sensoriamento das correntes (sensores de Efeito Hall).

No Capítulo 5, os programas desenvolvidos para as simulações são apresentados. Dois programas para a avaliação da força propulsora do motor de indução linear plano e em arco, considerando-se o efeito longitudinal de extremidade de entrada e o efeito transversal de borda, foram implementados. Um programa para possibilitar uma previsão do comportamento do inversor foi também desenvolvido.

No Capítulo 6, a bancada de ensaios, composta por um sistema de freio acoplado ao motor e a um torquímetro, é apresentada. As comparações entre os

resultados obtidos através das simulações e os dados colhidos nos ensaios experimentais são apresentadas.

Apresenta-se portanto, neste capítulo, o comportamento da força propulsora e o conteúdo espectral das correntes de alimentação dos motores, para as várias frequências de acionamento.

Nos apêndices são apresentados detalhes da programação do microcontrolador e das conexões realizadas com o "Power Quality Meter" (PQM-MULTILIN), além de dados construtivos dos Motores de Indução Lineares empregados nos ensaios e a relação dos principais equipamentos de laboratório utilizados.

## CAPÍTULO 2

### ANÁLISE UNIDIMENSIONAL DO MOTOR LINEAR ASSÍNCRONO DE INDUÇÃO

#### 2.1 Introdução:

Neste trabalho, procura-se analisar o comportamento do motor de indução linear, MIL, através da solução direta da equação da distribuição da densidade de fluxo magnético  $b(x,t)$  no entreferro.

O estudo dos motores assíncronos de indução lineares pode ser realizado considerando-se a presença de uma, duas ou três componentes de campo magnético ao longo do entreferro do motor, resultando em modelos uni, bi ou tridimensionais.

Para o contexto específico deste estudo, o modelo unidimensional Yamamura [15] prestou-se de maneira bastante precisa para avaliação do comportamento do MIL, no sentido longitudinal, permitindo descrever o comportamento da densidade de fluxo magnético ao longo da direção de deslocamento da lâmina secundária (ou linor).

Nesta aplicação da teoria unidimensional, se adota uma única componente de campo no entreferro, componente esta normal ao plano do linor. Além desta particularização, assume-se que as correntes induzidas no linor somente circulem na direção normal à direção de deslocamento do motor. No presente trabalho, considerou-se um MIL plano para efeito de aplicação da teoria do modelo unidimensional.

Através desta teoria, pode-se explicar adequadamente o efeito longitudinal de extremidade, necessitando-se, porém, para uma previsão mais precisa do comportamento do MIL, que se introduza um "fator de correção", que leve em conta o também presente efeito transversal de borda.

Esta metodologia de análise foi, e tem sido empregada com bastante sucesso nos trabalhos dos pesquisadores; Simone [8] [13], Creppe [9] [14] e Moreira [10].

#### 2.2 O Modelo Unidimensional:

Referindo-se à figura 2.1, para a análise unidimensional do MIL algumas hipóteses iniciais devem estar sendo observadas:

i) os estatores são construídos de forma a apresentar alta resistência elétrica (resistividade elevada, inerente aos núcleos laminados de que são construídos os estatores em questão), além de possuírem elevada permeabilidade magnética (estatores construídos de chapas de aço-silício de transformador), permitindo que esta última possa ser considerada infinita;

ii) como consequência da grande espessura do entreferro ( $g$ ), o circuito magnético fechado, equacionado pela Lei de Ampère, é considerado isento de saturação;

iii) o estator (primário) será dividido em duas partes;

iv) as correntes primárias serão representadas por lâminas de correntes e circulam apenas na direção  $z$  (perpendicular ao deslocamento da lâmina do linor), possuindo formas de onda senoidais;

v) a onda de força magnetomotriz se desloca na direção do movimento da lâmina do linor (direção do eixo  $x$ );

vi) a lâmina do linor (considerada muito longa) é construída de alumínio e com pequena espessura ( $h$ ), operando com correntes induzidas que circulam somente na direção  $z$ . Como é construída de alumínio, a lâmina terá sua permeabilidade magnética considerada como semelhante à do ar ( $\mu = \mu_0$ );

vii) a profundidade do núcleo de ferro na direção  $z$  é considerada como sendo 1 m;

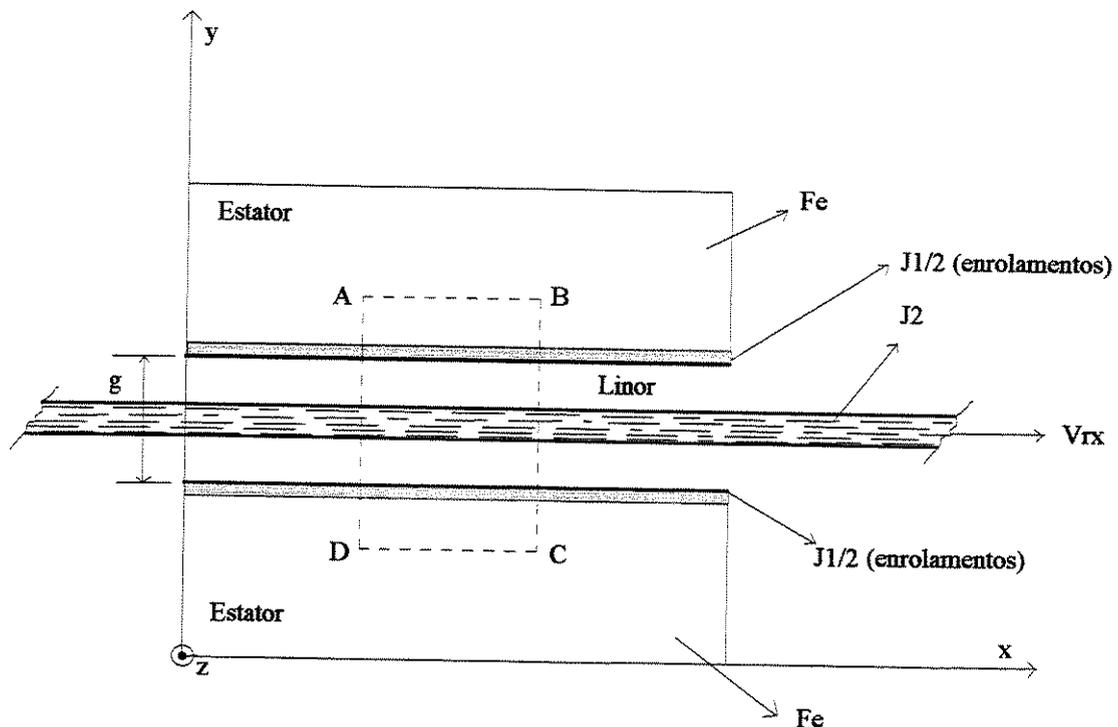


Figura 2.1- Vista longitudinal do modelo de um MIL plano utilizado na análise unidimensional.

- viii) a onda de densidade de campo  $b(x,t)$  se desloca na direção  $y$ ;
- ix) no motor utilizado nos experimentos, os estatores são fixos e a lâmina móvel funciona como o rotor do motor em arco ou do motor setorial.

### 2.3 Densidade Linear de Corrente:

No sistema de acionamento do MIL, são considerados dois modos básicos de operação, no que diz respeito à alimentação: operação com tensão constante e operação com corrente constante.

Neste trabalho, o MIL será considerado operando com corrente constante, ou seja, a corrente a ser solicitada pelo motor terá o seu valor eficaz mantido constante, sob a supervisão de sensores. Outra expectativa interessante é que esta corrente possa também ter forma de onda senoidal. Estas condições devem permanecer invariáveis, independentemente da frequência da tensão de alimentação.

Mais adiante, pode-se demonstrar que, se nas equações de campo que prevêem o comportamento do MIL, a variável corrente ( $e$ , conseqüentemente, o parâmetro densidade linear de corrente) for mantida constante, a aplicação destas equações é imediata. Conseqüentemente, para a operação com frequência variável, optou-se pelo inversor fonte de tensão com corrente controlada.

A forma de onda senoidal é mantida pelo controle por histerese da corrente no inversor, o que garante uma operação do motor com uma componente fundamental senoidal de campo magnético, na frequência da tensão de alimentação desejada.

Numa operação com tensão constante, a corrente solicitada pelo motor seria uma variável livre, com forma de onda não monitorada, podendo portanto conter componentes harmônicas de baixa frequência, o que degradaria em muito a componente do campo magnético no entreferro do motor.

Pelos ensaios efetuados, pode-se constatar que a forma de onda da corrente é praticamente senoidal, conseqüentemente será considerada, neste trabalho, uma única componente senoidal para a densidade de campo magnético porque as previsões teóricas desenvolvidas são confirmadas pelos ensaios experimentais.

Nas análises deste trabalho, os enrolamentos trifásicos do estator serão substituídos por lâminas de corrente fictícias, onde a distribuição de corrente se concentra de forma contínua, na superfície do estator.

Esta lâmina de corrente deve produzir uma onda fundamental de força magnetomotriz equivalente àquela produzida pelo MIL dotado de ranhuras.

A onda fundamental da densidade de corrente do estator, que se desloca na direção positiva do eixo  $x$ , pode ser descrita de acordo com a seguinte expressão:

$$J_1 = J_{1máx} \cdot \cos(\omega t - kx) \quad (2.1)$$

onde esta densidade é expressa em ampères por metro,  $\omega$  é a frequência angular da fonte de alimentação e  $k$  a constante de propagação da onda, dada por:

$$k = \frac{\pi}{tp} \quad (2.2)$$

O valor máximo da densidade linear de corrente, para cada face do estator mostrado na figura 2.1, é expresso por [15]:

$$j_{smáx} = \frac{j_{1máx}}{2} \quad (2.3)$$

$$j_{smáx} = \frac{m \cdot Nf \cdot If_{máx} \cdot kw}{p \cdot tp} \quad (2.4)$$

onde  $p$  é o número de pólos do estator,  $tp$  o comprimento do passo polar do motor,  $m$  é o número de fases,  $kw$  o fator de enrolamento,  $If_{máx}$  o valor máximo da corrente que circula pelos condutores do estator e  $Nf$  o número de 'condutores ativos' por face de estator por fase, que é igual ao dobro do número de espiras por face de estator por fase ( $N1$ ).

$$Nf = 2 \cdot N1 \quad (2.5)$$

Como o motor em estudo irá operar acionado por inversor de frequência, o sistema de controle do inversor se encarrega de manter, de acordo com as referências senoidais desejadas, o valor eficaz da corrente solicitada pelo motor.

Desta maneira, tomando-se a corrente que circula no estator no seu valor eficaz  $If$ , a densidade linear de corrente, também em valor eficaz, em ampère por metro, é expressa por:

$$J_s = \frac{m \cdot Nf \cdot If \cdot kw}{p \cdot tp} \quad (2.6)$$

## 2.4 Densidade do Campo Magnético no Entreferro:

Aplicando-se a Lei de Ampère, na sua forma diferencial, ao laço circuital (A,B,C,D) da figura 2.1, tem-se:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.7)$$

Em razão das baixas freqüências da corrente no estator, pode-se desprezar a parcela referente às correntes de deslocamento, assim;

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2.8)$$

Para o desenvolvimento da equação acima, deve-se considerar válidas as seguintes condições:

i) O vetor intensidade do campo magnético possui apenas componente na direção y;

ii) A espessura do entreferro  $g$  é tal que, devido a sua elevada relutância frente ao restante do circuito magnético, toda energia do campo magnético se encontra armazenada neste espaço.

Portanto, tem-se;

$$\left[ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right] \vec{x} + \left[ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \vec{y} + \left[ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right] \vec{z} = \left[ \frac{J_1 + J_2}{g} \right] \vec{z} \quad (2.9)$$

onde,  $J_1$  e  $J_2$  representam as densidades lineares de corrente de primário e secundário em A/m, respectivamente, e  $g$  é a espessura do entreferro.

Assim, de acordo com as condições consideradas, a intensidade de campo magnético terá apenas uma componente na direção y, dada por;

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \frac{J_1 + J_2}{g} \quad (2.10)$$

Já a densidade do campo magnético  $b(x,t)$ , ou simplesmente  $b$ , também com componente única na direção y, será função da posição (ou seja, do deslocamento x).

O meio onde  $b$  será determinada possui permeabilidade magnética  $\mu_0$ , compondo-se do entreferro, com espessura  $g$ , onde se encontra a lâmina de alumínio (linor) e o ar. Desta maneira, a densidade do campo magnético  $b$  será dada por;

$$\mu_0 = \frac{b(x,t)}{Hy} = \frac{b}{Hy} \quad (2.11)$$

Das equações, 2.10 e 2.11, pode-se escrever que;

$$\frac{g}{\mu_0} \cdot \frac{\partial b}{\partial x} = J1 + J2 \quad (2.12)$$

Aplicando-se, de acordo com a figura 2.1, a Lei de Faraday, na sua forma diferencial;

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = - \frac{\partial b}{\partial t} \quad (2.13)$$

sendo;

$$\left[ \frac{\partial Ez}{\partial y} - \frac{\partial Ey}{\partial z} \right] \vec{x} + \left[ \frac{\partial Ex}{\partial z} - \frac{\partial Ez}{\partial x} \right] \vec{y} + \left[ \frac{\partial Ey}{\partial x} - \frac{\partial Ex}{\partial y} \right] \vec{z} = \left[ - \frac{\partial b}{\partial t} \right] \vec{y} \quad (2.14)$$

O campo elétrico possui somente uma componente, na direção z, dada por;

$$- \frac{\partial Ez}{\partial x} = - \frac{\partial b}{\partial t} \quad (2.15)$$

Como a densidade do campo magnético é função do deslocamento x e do tempo,  $b(x,t)$ , na equação 2.15, tem-se;

$$- \frac{\partial Ez}{\partial x} = - \frac{\partial b}{\partial t} \cdot \frac{\partial}{\partial x} - \frac{\partial b}{\partial x} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \quad (2.16)$$

Definindo-se a derivada de x em relação ao tempo, na equação 2.16, como a velocidade  $V_{rx}$  da lâmina secundária, ou linor do motor, tem-se;

$$- \frac{\partial Ez}{\partial x} = - \frac{\partial b}{\partial t} - \frac{\partial b}{\partial x} \cdot V_{rx} \quad (2.17)$$

A densidade  $J2$  pode ser escrita em função de  $Ez$ :

$$J_2 = \frac{Ez}{\rho r} \quad (2.18)$$

onde:

$$\rho r = \frac{\rho v}{h} \quad (2.19)$$

Substituindo-se a equação da resistividade superficial da lâmina móvel ( $\rho r$ ) na equação 2.12, obtém-se;

$$\frac{g}{\mu_0} \cdot \frac{\partial b}{\partial x} = J_1 + \frac{Ez}{\rho r} \quad (2.20)$$

$$Ez = \rho r \cdot \frac{g \cdot \partial b}{\mu_0 \cdot \partial x} - \rho r \cdot J_1 \quad (2.21)$$

Na equação 2.21, a taxa de variação da intensidade do campo elétrico  $Ez$  em relação a  $x$  será dada por:

$$\frac{\partial Ez}{\partial x} = \rho r \cdot \frac{g \cdot \partial^2 b}{\mu_0 \cdot \partial x^2} - \rho r \cdot \frac{\partial J_1}{\partial x} \quad (2.22)$$

Igualando-se as equações (2.17) e (2.22), tem-se:

$$\frac{\partial b}{\partial t} + \frac{\partial b}{\partial x} \cdot V_{rx} = \rho r \cdot \frac{g \cdot \partial^2 b}{\mu_0 \cdot \partial x^2} - \rho r \cdot \frac{\partial J_1}{\partial x} \quad (2.23)$$

$$\frac{g}{\mu_0} \cdot \frac{\partial^2 b}{\partial x^2} - \frac{V_{rx}}{\rho r} \cdot \frac{\partial b}{\partial x} - \frac{1}{\rho r} \cdot \frac{\partial b}{\partial t} = \frac{\partial J_1}{\partial x} \quad (2.24)$$

Observa-se que, na equação (2.24), existe um termo para a densidade de campo magnético, que é função do tempo. Desta forma, para obter-se uma expressão somente em função de  $x$ , deve-se tomar um solução particular para a expressão (2.24), do tipo:

$$bs(x, t) = Bs \cdot \cos(\omega t - k \cdot x + \delta s) \quad (2.25)$$

ou ainda do tipo:

$$b_s(x,t) = B_s \cdot \text{Re}(e^{j\omega t} \cdot e^{-j(k \cdot x - \delta s)}) \quad (2.26)$$

As grandezas  $B_s$  e  $\delta s$  são dadas por:

$$B_s = \frac{J_1}{\left[ \left[ \frac{\pi \cdot g}{tp \cdot \mu_0} \right]^2 + \left[ \frac{1}{\rho r} (s \cdot V_{sx}) \right]^2 \right]^{1/2}} \quad (2.27)$$

$$\text{tg}(\delta s) = \frac{\pi \cdot \rho r \cdot g}{\mu_0 \cdot tp \cdot (s \cdot V_{sx})} \quad (2.28)$$

onde  $V_{sx}$  é a velocidade linear síncrona da densidade de campo magnético no entreferro e  $s$ , o escorregamento.

Assim sendo, a equação (2.27) possibilita o cálculo da densidade de campo magnético no entreferro do MIL, ficando evidente nesta expressão a dependência da densidade de campo magnético com o escorregamento. Portanto,  $B_s$  tem o seu máximo valor para o escorregamento nulo (motor operando na velocidade síncrona) e  $B_s$  tem valor mínimo quando o motor está parado ( $s=1$ ).

Tomando-se agora a expressão da densidade de campo magnético da equação (2.26) e derivando-se em relação ao tempo:

$$\frac{\partial b}{\partial t} = j\omega b \quad (2.29)$$

Substituindo-se a equação (2.29) na expressão (2.24), obtém-se uma equação diferencial de segunda ordem, não homogênea a coeficientes constantes, com:

$$\frac{g}{\mu_0} \cdot \frac{\partial^2 b}{\partial x^2} - \frac{V_{rx}}{\rho r} \cdot \frac{\partial b}{\partial x} - \frac{1}{\rho r} \cdot j\omega b = \frac{\partial J_1}{\partial x} \quad (2.30)$$

A equação (2.30), tem como raízes:

$$k_{1,2} = \frac{\mu_0 \cdot V_{sx}}{2 \cdot g \cdot \rho r} \pm \frac{1}{2} \cdot \left[ \left[ \frac{\mu_0 \cdot V_{rx}}{g \cdot \rho r} \right]^2 + j \frac{4 \cdot \omega \cdot \mu_0}{g \cdot \rho r} \right]^{1/2} \quad (2.31)$$

A equação (2.31) possui, à direita do sinal de igual, um segundo membro com raiz complexa, sendo melhor separá-lo em uma parte real e outra imaginária:

$$M + jN = \left[ \left[ \frac{\mu_0 \cdot V_{rx}}{g \cdot \rho r} \right]^2 + j \frac{4 \cdot \omega \cdot \mu_0}{g \cdot \rho r} \right]^{1/2} \quad (2.32)$$

Na expressão (2.32), os termos  $M$  e  $N$  são reais e, aplicados à equação (2.31), resultam :

$$k_1 = \frac{\mu_0 \cdot V_{rx} - \rho r \cdot g \cdot M}{2 \cdot \rho r \cdot g} - j \frac{N}{2} = -\frac{1}{\alpha 1} - j \frac{\pi}{tpe} \quad (2.33)$$

$$k_2 = \frac{\mu_0 \cdot V_{rx} + \rho r \cdot g \cdot M}{2 \cdot \rho r \cdot g} + j \frac{N}{2} = \frac{1}{\alpha 2} + j \frac{\pi}{tpe} \quad (2.34)$$

Trabalhando-se as equações (2.33) e (2.34), pode-se obter os coeficientes  $\alpha 1$ ,  $\alpha 2$  e  $tpe$ , dados por:

$$\alpha 1 = \frac{2 \cdot \rho r \cdot g}{\rho r \cdot g \cdot M - \mu_0 \cdot V_{rx}} \quad (2.35)$$

$$\alpha 2 = \frac{2 \cdot \rho r \cdot g}{\rho r \cdot g \cdot M + \mu_0 \cdot V_{rx}} \quad (2.36)$$

$$tpe = \frac{2 \cdot \pi}{N} \quad (2.37)$$

Estes coeficientes  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  e  $tpe$  possibilitam a composição da expressão final da onda de densidade de campo magnético [15], que se desloca pelo entreferro do motor com velocidade síncrona  $V_{sx}$ . Portanto, a solução geral para a densidade de fluxo magnético  $b(x,t)$  será obtida a partir da equação (2.30):

$$\begin{aligned}
 b(x,t) &= bs(x,t) + b1(x,t) + b2(x,t) = \\
 &= Bs.\cos\left[\omega.t - \frac{\pi.x}{tp} + \delta_s\right] + B1.e^{-\frac{x}{\alpha_1}}.\cos\left[\omega.t - \frac{\pi.x}{tpe} + \delta_1\right] + \\
 &+ B2.e^{-\frac{x}{\alpha_2}}.\cos\left[\omega.t + \frac{\pi.x}{tpe} + \delta_2\right]
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

Na expressão (2.38), pode-se observar que a densidade do campo magnético no entreferro do MIL é formada por três parcelas que correspondem a três ondas viajantes de comprimentos diferentes. A primeira componente,  $bs(x,t)$ , com comprimento  $2.tp$ , corresponde à onda da densidade do campo magnético normalmente presente no entreferro das máquinas rotativas. A segunda,  $b1(x,t)$ , de comprimento  $2.tpe$  e que tem um coeficiente de atenuação  $1/\alpha_1$ , se translada no mesmo sentido e com a mesma frequência angular da onda  $bs(x,t)$  da densidade de campo magnético. Esta segunda componente representa o efeito longitudinal da extremidade de entrada do MIL. A terceira onda,  $b2(x,t)$ , também tem comprimento  $2.tpe$ , com um coeficiente de atenuação  $1/\alpha_2$  e frequência angular idêntica à da onda  $bs(x,t)$ .

Esta terceira onda viaja em sentido contrário com relação à primeira e representa o efeito longitudinal de extremidade de saída do MIL. As condições de contorno definem as amplitudes de  $B1$  e  $B2$ .

## 2.5 Considerações sobre a Densidade de Campo Magnético no Entreferro:

O efeito longitudinal de extremidade de saída, representado através de  $b2(x,t)$ , constitui fenômeno que ocorre quando a lâmina do linor deixa o entreferro [16].

A presença dos efeitos de extremidade está relacionada à distorção da densidade do campo magnético no entreferro, conforme se observa na figura 2.2 [15].

Pela figura, pode-se notar as distorções observadas na densidade de fluxo magnético, nas extremidades de entrada e de saída, ao longo do eixo  $x$ , de um estator plano [15].

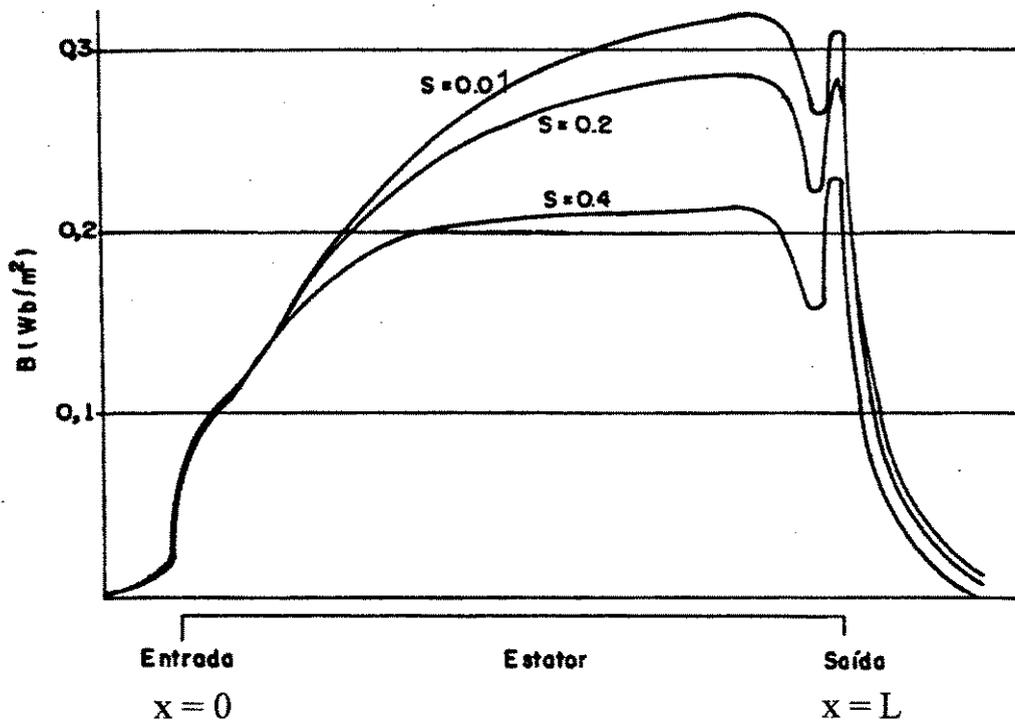


Figura 2.2 - Comportamento da densidade do campo magnético ao longo do eixo  $x$  de um estator.

O passo polar  $tpe$  das componentes relacionadas com os efeitos de extremidade de entrada e de saída, respectivamente  $b1(x,t)$  e  $b2(x,t)$ , é uma função do escorregamento do MIL, conforme se observa pelo gráfico da figura 2.2. Nos gráficos 2.3, 2.4 e 2.5 seguintes, são apresentados o parâmetro  $tpe$  e os coeficientes  $\alpha1$  e  $\alpha2$  obtidos por simulação, para o motor setorial em estudo (MIL em arco), operando na frequência de 60 Hz, com uma corrente senoidal, com valor eficaz constante de 2,12A.

As principais características construtivas do MIL's utilizados neste trabalho estão apresentadas no Apêndice III. Detalhes do MIL plano de disco podem ser observados nas figuras 6.2 e 6.3 e um detalhe do estator do MIL em arco é apresentado na figura 6.30.

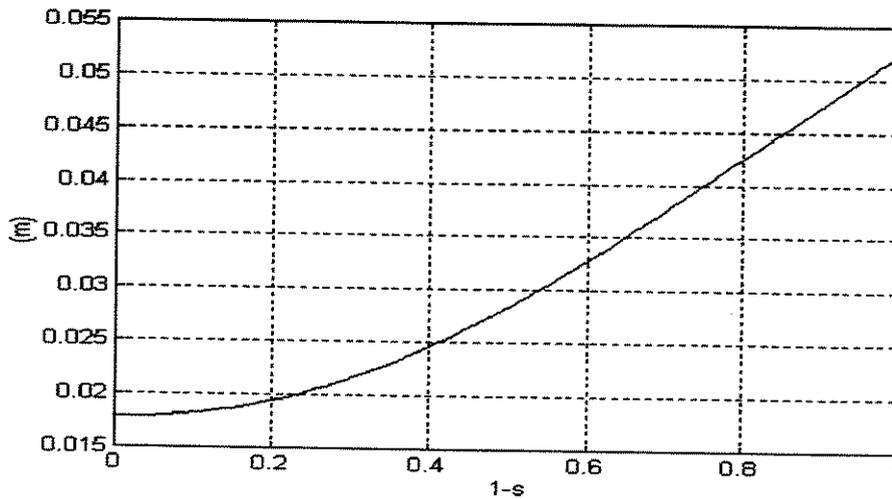


Figura 2.3 - Comportamento de  $tpe$  em função da velocidade do MIL em arco ( $tp=0,0523m$ ).

Os coeficientes  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  representam as constantes de atenuação respectivamente das componentes  $b_1(x,t)$  e  $b_2(x,t)$ , amortecendo, portanto, as referidas ondas de maneira diferente, haja vista que as mesmas se deslocam em sentidos diferentes. A variação dos coeficientes de atenuação  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , em função da velocidade do MIL, é mostrada nas figuras 2.4 e 2.5, para o motor em arco ou motor setorial.

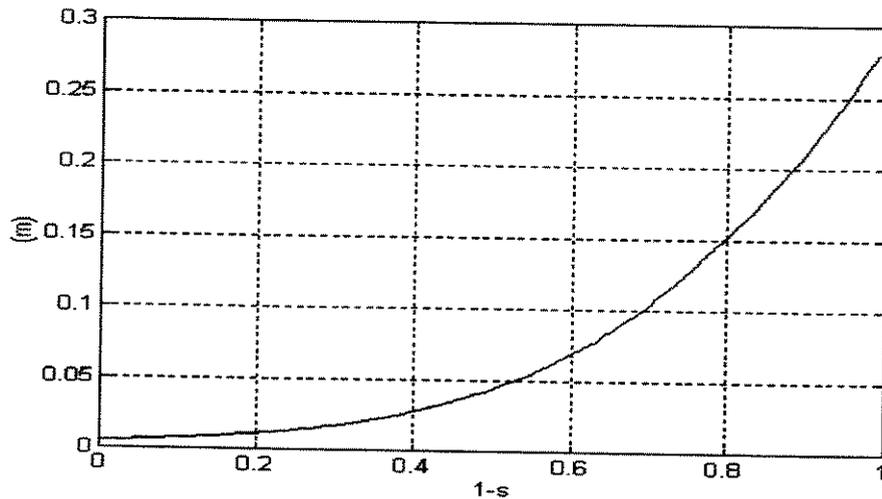


Figura 2.4 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_1$ , em função da velocidade do MIL em arco, operando em 60 Hz.

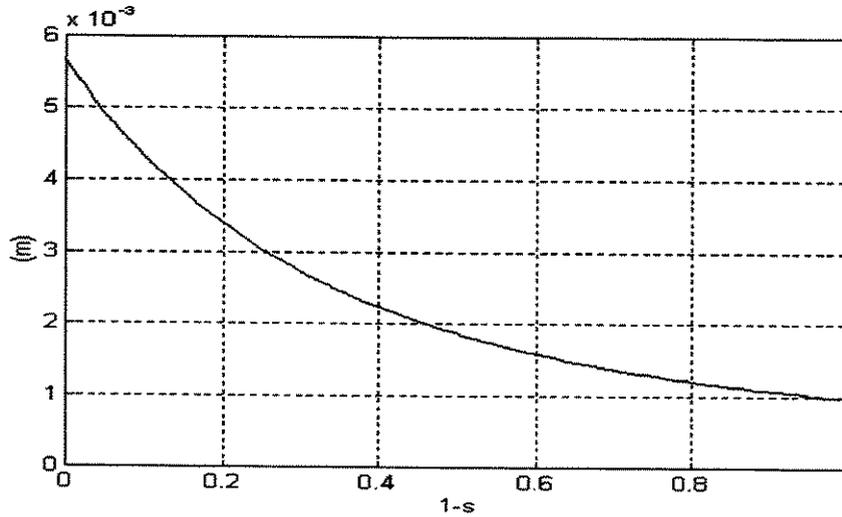


Figura 2.5 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_2$ , em função da velocidade do MIL em arco, operando em 60 Hz.

Através dos gráficos das figuras 2.4 e 2.5, pode-se constatar que o coeficiente de atenuação  $\alpha_1$  assume valores muito maiores que aqueles apresentados por  $\alpha_2$ , para uma mesma velocidade de operação do MIL. Portanto, o comprimento de penetração da onda de extremidade de entrada é muito superior ao da onda de extremidade de saída e, desta maneira, a onda de extremidade de entrada atua ao longo de uma grande região no MIL.

De forma diferente, a onda de extremidade de saída atua somente nas regiões próximas ao final da estrutura do indutor (estator).

Outra observação relevante diz respeito à variação dos coeficientes de atenuação  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  com relação à frequência de alimentação do MIL. Isto pode ser observado nas figuras 2.6 e 2.7, onde o motor em arco opera na frequência de 100 Hz, para a mesma corrente eficaz de 2,12 A.

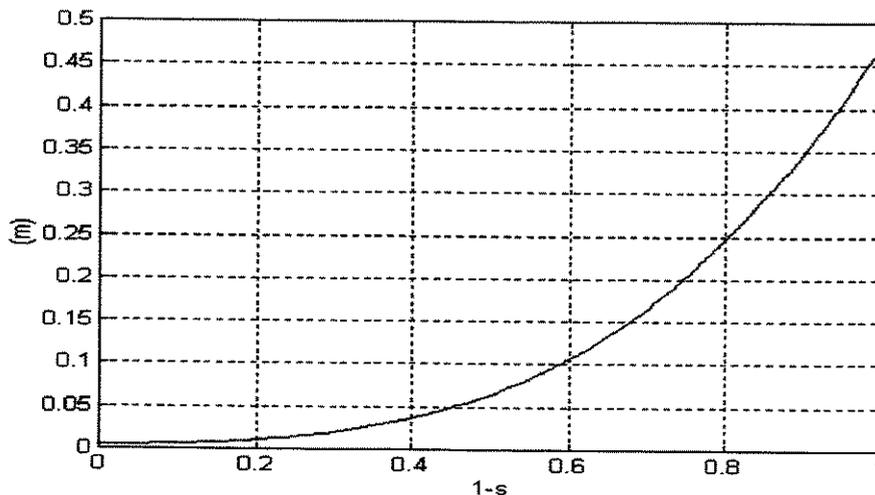


Figura 2.6 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_1$ , em função da velocidade do MIL em arco, operando em 100 Hz.

Através das figuras 2.6 e 2.7, pode-se observar que o coeficiente  $\alpha_1$  tem grande importância para frequências elevadas de operação, enquanto o coeficiente  $\alpha_2$  tem pouca penetração. Portanto, sua importância é irrelevante.

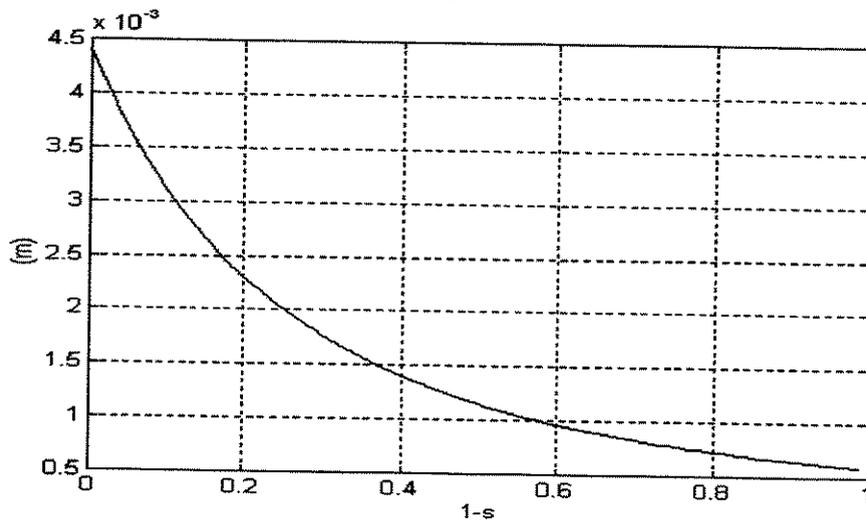


Figura 2.7 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_2$ , em função da velocidade de operação do MIL em arco, operando em 100 Hz.

De forma análoga, para o motor de disco, o coeficiente  $\alpha_1$  tem uma importância muito maior, comparativamente ao coeficiente  $\alpha_2$ . Nas figuras 2.9, 2.10 e 2.11 seguintes são apresentados os comportamentos destes coeficientes, para o motor de disco, operando com uma corrente senoidal, com valor eficaz constante de 2,80 A.

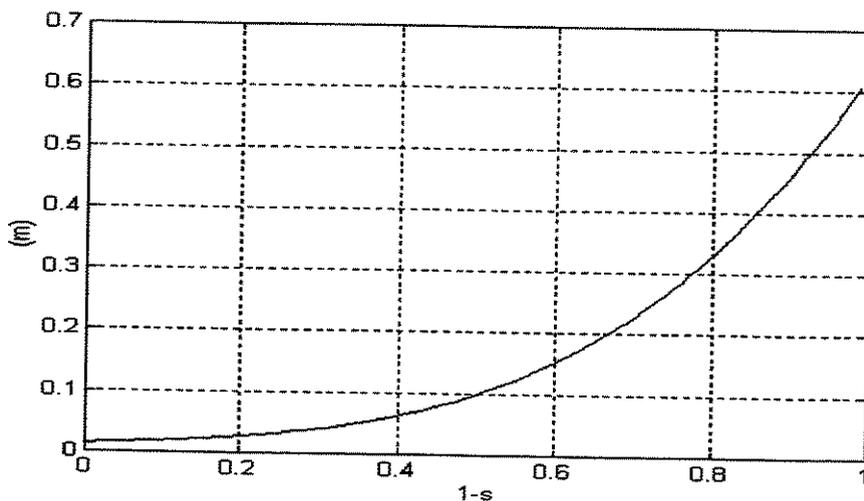


Figura 2.8 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_1$ , em função da velocidade do MIL de disco, operando em 60 Hz.

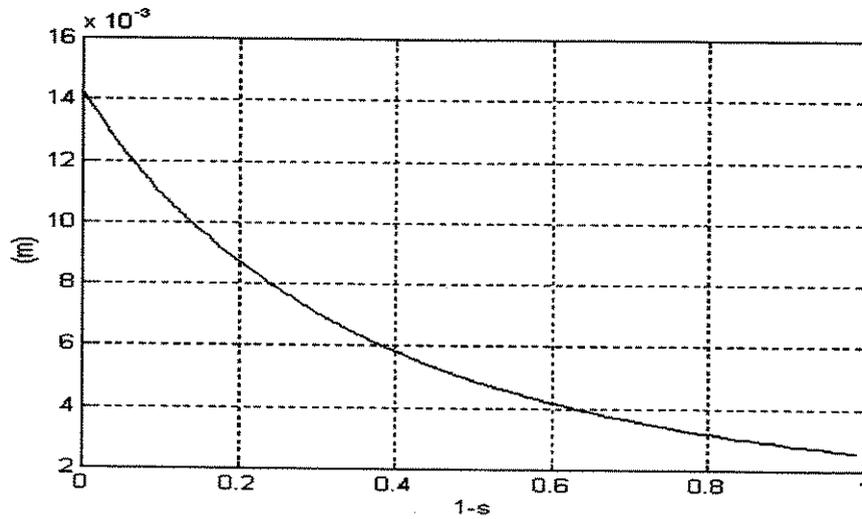


Figura 2.9 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_2$ , em função da velocidade do MIL de disco, operando em 60 Hz.

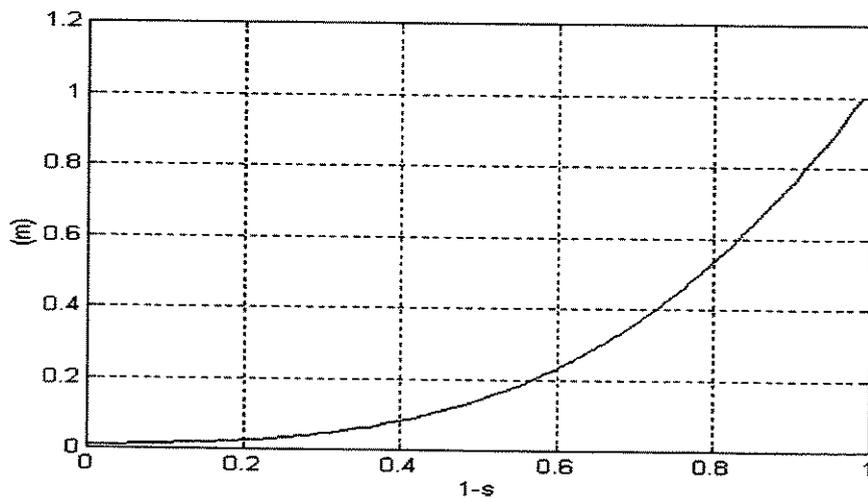


Figura 2.10 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_1$ , em função da velocidade do MIL de disco, operando em 100 Hz.

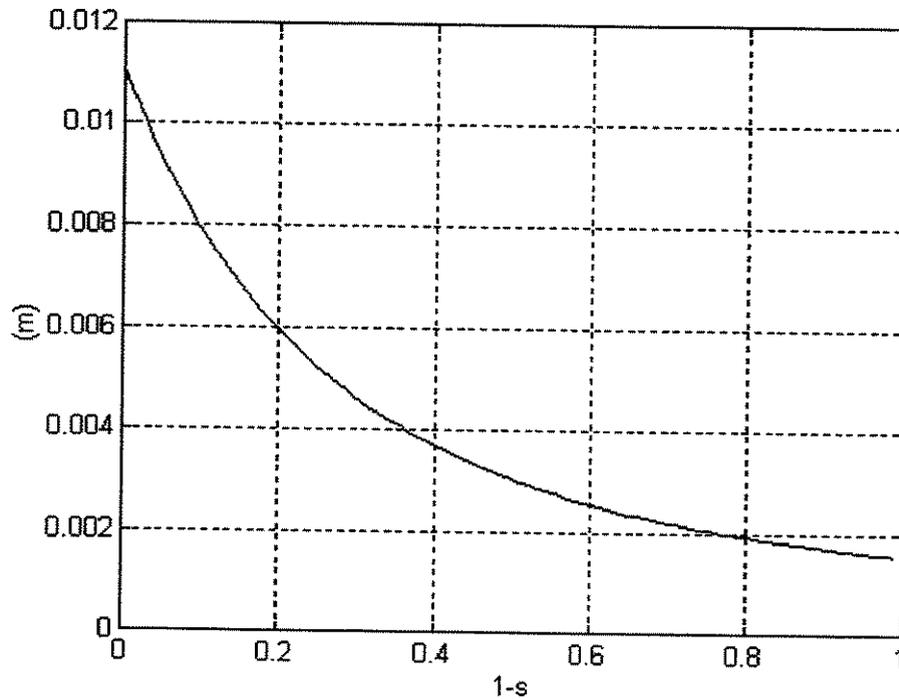


Figura 2.11 - Variação do coeficiente de atenuação  $\alpha_2$ , em função da velocidade de operação do MIL de disco, operando em 100 Hz.

Assim sendo, muitos autores [3] [8] [9] [15], consideram relevantes apenas a influência do efeito de extremidade de entrada ou efeito longitudinal de extremidade de entrada. Isto conduz a uma simplificação na equação (2.38) da densidade de campo magnético no entreferro do MIL, de acordo com a expressão seguinte:

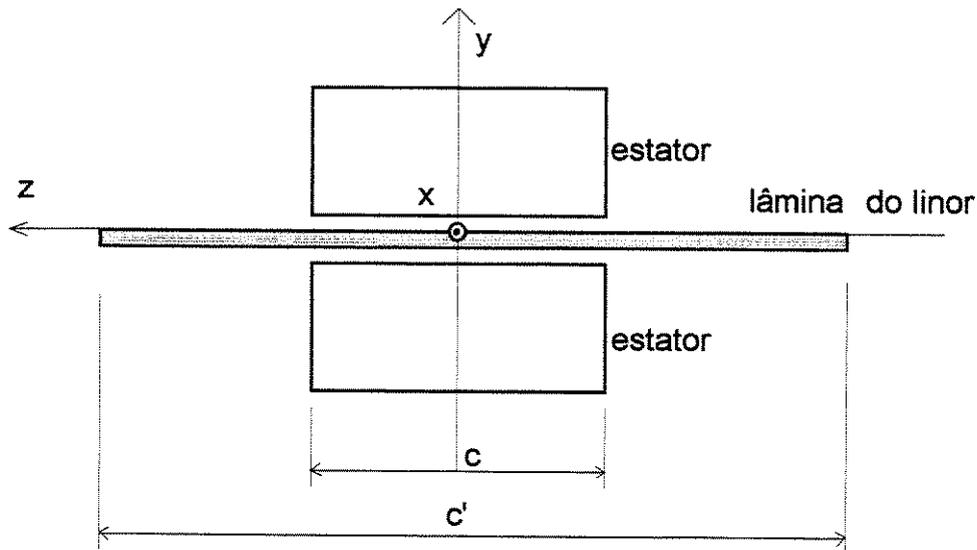
$$b(x,t) = Bs \cdot \cos \left[ \omega \cdot t - \frac{\pi \cdot x}{tp} + \delta_s \right] + B1 \cdot e^{-\frac{x}{\alpha_1}} \cdot \cos \left[ \omega \cdot t - \frac{\pi \cdot x}{tpe} + \delta_1 \right] \quad (2.39)$$

Portanto, a "Análise Unidimensional", através da consideração do efeito longitudinal de extremidade de entrada, permite o conhecimento do comportamento da densidade do campo magnético no entreferro do MIL. Outra consequência da presença de extremidades no MIL, é o Efeito Transversal de Borda (ETB), que será considerado a seguir e representado através de um fator de correção específico.

## 2.6 Determinação do Fator de Correção para o Efeito Transversal de Borda:

### 2.6.1 Efeito Transversal de Borda:

O efeito transversal de borda ETB é ocasionado pela distribuição não uniforme das correntes circulantes na região da lâmina do linor que ultrapassa a largura do indutor (estator). Esta região da lâmina pode ser observada na figura 2.12.



O modelo unidimensional, escolhido neste trabalho para o estudo do comportamento da densidade do campo magnético no entreferro do MIL, considera que as correntes circulantes na lâmina do linor possuem somente componentes na direção do eixo  $z$ .

Portanto não é levada em consideração a circulação de correntes na região externa ao entreferro, assim como despreza-se a circulação de corrente na direção do eixo  $x$ .

No entanto, a existência destas correntes no MIL real dá origem a perdas adicionais na lâmina do linor que, dependendo do objetivo da pesquisa, devem ser consideradas no modelo em estudo.

A diferença nas dimensões do estator e do linor, ou seja, a relação  $c/c'$  representada na figura 2.13, juntamente com a resistividade da lâmina do linor, se configuram em importantes parâmetros no estudo do efeito transversal de borda.

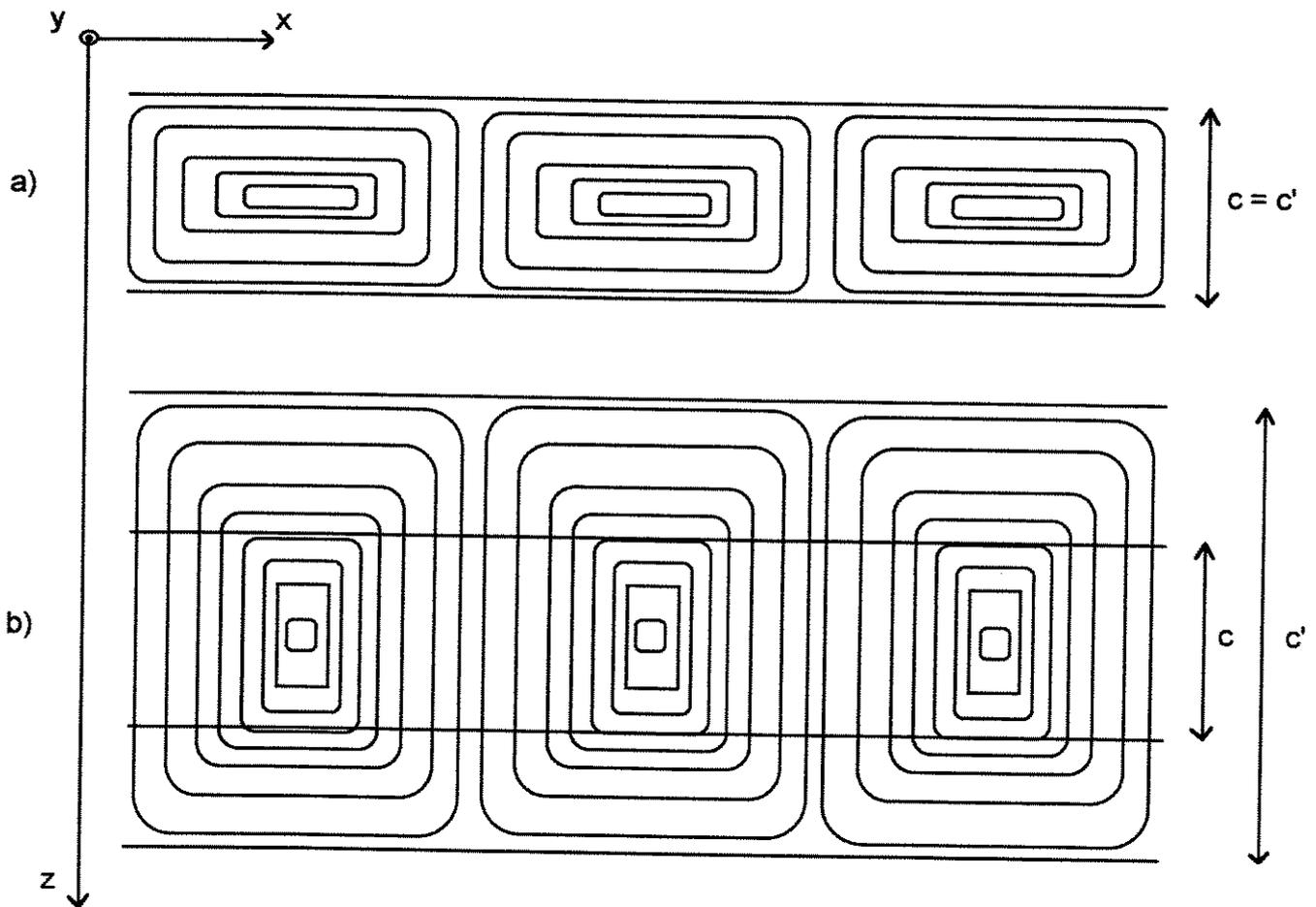


Figura 2.13 - Linhas de correntes para diferentes larguras de linores.

Na figura 2.13 pode-se observar os diferentes comportamentos das correntes circulantes na lâmina do linor em função da relação  $c/c'$ , que determina a quantidade de componentes na direção  $z$ , que contribuem para a força propulsora do motor. Na figura 2.13 a) o estator e o linor tem a mesma largura ( $c = c'$ ) e em b) o linor tem uma largura maior que o estator ( $c' > c$ ). Tanto em a) quanto em b) o estator tem a mesma largura  $c$ . Em b) pode-se notar um aumento na quantidade de linhas de correntes na direção do eixo  $z$ .

O efeito transversal de borda pode ser incluído no modelo em estudo através de um fator de correção ( $K_s$ ) aplicado à resistividade superficial da lâmina do linor. Este fator de correção foi desenvolvido por Bolton [17], que considera a variação deste fator uma função do escorregamento e por Russel-Norsworthy [18], que propõe um fator de cálculo mais simples e que resulta em um valor constante. Apesar da divergência na determinação deste fator segundo um ou outro pesquisador [17] [18], os valores encontrados apresentam diferenças inferiores à 1%.

O fator de correção da resistividade superficial devido a Russel-Norsworthy pode ser determinado por:

$$K_s = 1 - \frac{\operatorname{tgh}(\varepsilon x)}{\varepsilon x \cdot [1 + \operatorname{tgh}(\varepsilon x) \cdot \operatorname{tgh}(\varepsilon y)]} \quad (2.40)$$

sendo:

$$\varepsilon x = \frac{\pi \cdot c}{2 \cdot tp} \quad (2.41)$$

$$\varepsilon y = \frac{\pi \cdot (c' - c)}{2 \cdot tp} \quad (2.42)$$

onde  $c$  é a largura do estator e  $c'$  é a largura da lâmina do linor e a diferença  $(c' - c)$ , é o comprimento das duas 'abas' laterais do MIL, representada na figura 2.12.

Um valor ótimo para o comprimento das abas, pode ser obtido, fazendo-se  $\varepsilon y = 1$ , assim [9] [15] [18]:

$$1 = \frac{\pi \cdot (c' - c)}{2 \cdot tp} \quad (2.43-a)$$

$$\frac{tp}{\pi} = \frac{(c' - c)}{2} \quad (2.43-b)$$

Assim, a resistividade superficial da lâmina do linor, em razão da consideração do ETB, pode ser corrigida para:

$$\rho_c = \frac{\rho_r}{K_s} \quad (2.44)$$

## 2.7 Determinação do Fator de Correção para o Efeito Longitudinal de Extremidade

### 2.7.1 Efeitos Longitudinais de Extremidade de Entrada e de Extremidade de Saída:

A estrutura construtiva do MIL, que apresenta o material do estator descontínuo, dá origem a efeitos perturbadores no fluxo na entrada (efeito longitudinal de extremidade de entrada) e na saída (efeito longitudinal de extremidade de saída) do motor. De acordo com a figura 2.14, para um motor plano, a lâmina do linor móvel (correspondente ao rotor do motor em arco em estudo) desloca-se com uma velocidade

linear  $V_{rx}$ , no sentido positivo do eixo  $x$ , caracterizando em  $x = 0$  a região de entrada da lâmina móvel no entreferro.

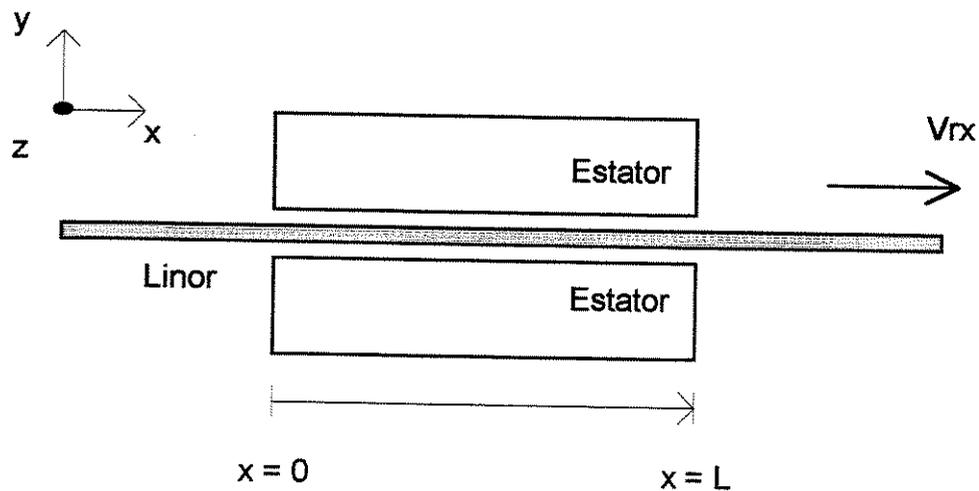


Figura 2.14 - Vista lateral de um MIL plano

De modo a explicar os efeitos longitudinais de extremidade, considere-se a figura 2.15, onde um trecho da lâmina do linor é observado num determinado instante, sob o estator fixo.

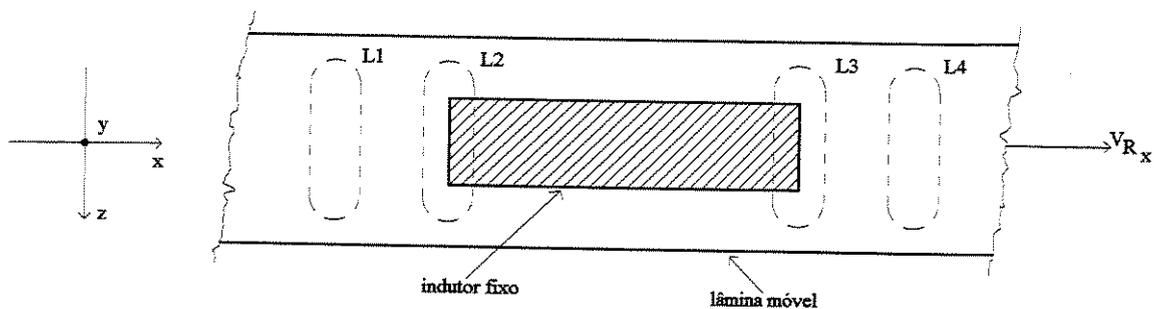


Figura 2.15 - Laços imaginários na lâmina do linor.

Na figura 2.15, os laços L2 e L3 concatenam fluxo magnético variável no tempo e no espaço, enquanto que os laços L1 e L4, estão mais distantes do indutor (estator), admitindo-se, portanto, que os mesmos, neste instante, não concatenam o fluxo magnético do indutor.

Nestas condições, as correntes circulantes na lâmina do linor criam, na região do laço L2, um fluxo magnético que se opõe ao crescimento do fluxo concatenado com o indutor, com o movimento da lâmina no sentido positivo do eixo  $x$ . Esta interação dos fluxos magnéticos, na região de entrada do indutor, ocasiona uma redução na densidade do campo magnético na extremidade de entrada do MIL.

Já na região do laço L3, as correntes circulantes na lâmina criam um fluxo magnético que se opõe ao decréscimo do fluxo magnético concatenado com o

indutor. Desta maneira, existem correntes parasitas circulantes no laço L3, apesar do mesmo já ter deixado a região ativa do indutor, aumentando as perdas e dando origem a dispersões no fluxo magnético na região de saída do indutor.

Estas perturbações na densidade do campo magnético no entreferro do MIL, podem ser exemplificadas na figura 2.2, já apresentada [15].

Pode-se também demonstrar que a intensidade dos efeitos de extremidades varia com a velocidade do MIL.

### 2.7.2 Determinação do Fator de Correção para o Efeito Longitudinal de Extremidade de Entrada:

A densidade do campo magnético no entreferro, apresentada na equação (2.39), é composta por duas ondas senoidais, uma fundamental que viaja na direção do movimento da lâmina do linor e outra atenuada com mesmo sentido de deslocamento e associada ao efeito longitudinal de extremidade de entrada. Desta maneira, a onda da densidade do campo magnético no entreferro dá origem a uma força eletromotriz nos enrolamentos do estator, determinada por [19]:

$$e = e_s + e_1 = -E_s \cos(\omega t + \delta_s) - E_1 \cos(\omega t + \delta_1) \quad (2.45)$$

O ângulo  $\delta$ , que relaciona as fases das forças eletromotrizes, pode assumir um valor qualquer, função da velocidade do motor. Para o MIL operando em sincronismo, a relação entre os ângulos da força eletromotriz induzida fundamental ( $e_s$ ) e da força eletromotriz de extremidade de entrada ( $e_1$ ) pode ser determinada por:

$$\delta = \delta_s - \delta_1 = \pi \quad (2.46)$$

Nestas condições:

$$e = e_s + e_1 = -E_s \cos(\omega t) - E_1 \cos(\omega t) \quad (2.47)$$

Define-se, então, o fator de correção do efeito longitudinal de extremidade de entrada  $Ke$  como a relação entre as forças eletromotrizes induzidas:

$$Ke = \frac{E_1}{E_s} \quad (2.48)$$

O comportamento do fator  $Ke$ , para o MIL de disco e de arco operando em 60 Hz, pode ser observado nas figuras 2.16 e 2.17.

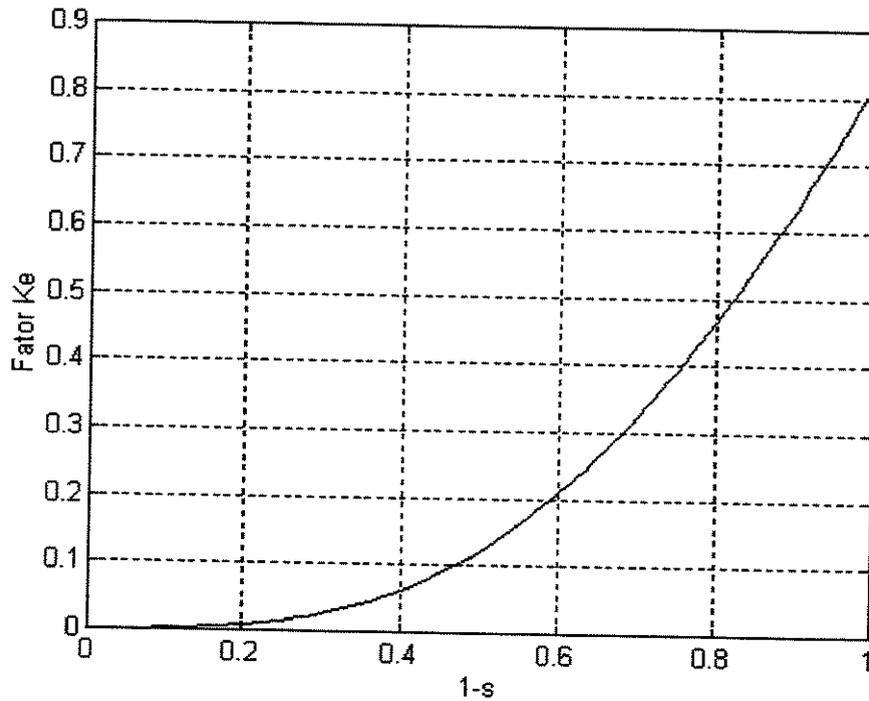


Figura 2.16 - Fator  $Ke$  para o MIL de disco obtido por simulação para uma operação em 60 Hz e corrente eficaz constante de 5,0 A.

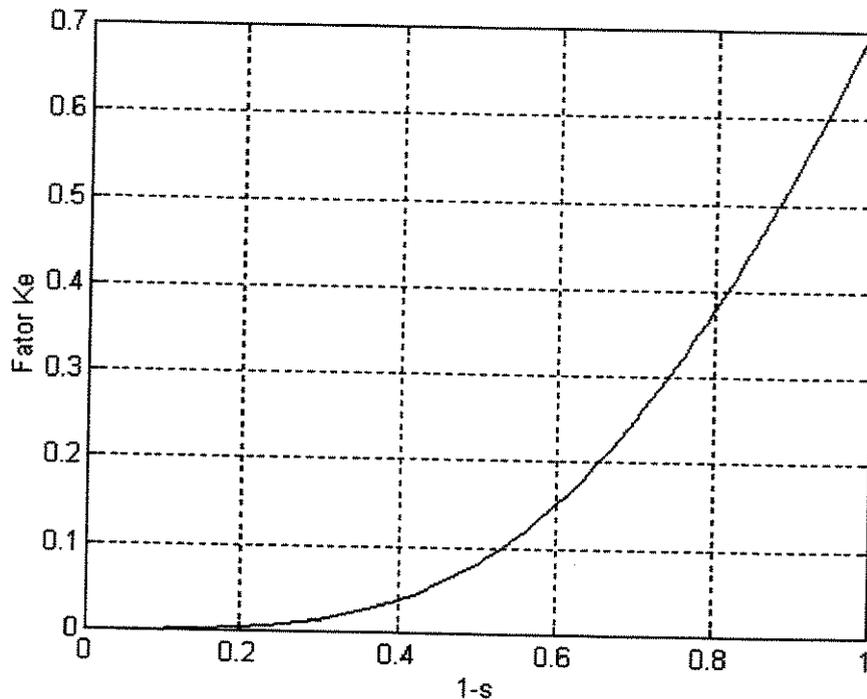


Figura 2.17 - Fator  $Ke$  para o MIL de arco obtido por simulação para uma operação em 60 Hz e corrente eficaz constante de 2,12 A.

Pelas figuras 2.16 e 2.17, pode-se observar que o fator  $Ke$  tende a zero para elevados escorregamentos ( $s \rightarrow 1$  e  $V_{rx} \rightarrow 0$ ) e tem o seu valor máximo para uma operação próxima da velocidade de sincronismo ( $s \rightarrow 0$  e  $V_{rx} \rightarrow V_{sx}$ ), onde  $V_{sx}$  é a velocidade linear síncrona do campo fundamental  $bs(x,t)$  do estator e  $V_{rx}$  é a velocidade linear de deslocamento do linor.

Alternativamente, o fator de extremidade de entrada  $Ke$  pode ser determinado por [9] [19]:

$$Ke = -\frac{\pi \cdot tpe}{p \cdot tp^2} \cdot \left[ \frac{kwe}{kw} \right] \cdot \frac{f(\delta) \cdot A_1}{\left[ \left( \frac{1}{\alpha_1} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{tpe} \right)^2 \right]} \quad (2.49)$$

onde  $kw$  é o fator de enrolamento associado à onda  $bs(x,t)$  e  $kwe$  é o fator de enrolamento da onda de extremidade de entrada  $b1(x,t)$ .

Portanto, a expressão (2.49) permite a determinação do fator de extremidade de entrada  $Ke$  a partir de características construtivas do MIL (como o passo polar, frequência da alimentação, velocidade linear síncrona, entreferro, fator de enrolamento entre outras características).

O fator de enrolamento  $kwe$  pode ser determinado por [9]:

$$kwe = kde \cdot kce \quad (2.50)$$

onde  $kde$  representa o fator de distribuição do enrolamento e  $kce$  é o fator de encurtamento do enrolamento, fatores estas funções do número de fases, do número de ranhuras por pólo e do passo da bobina e podem ser calculados pela seguintes expressões:

$$kde = \frac{\text{sen} \left( \frac{\pi \cdot tp}{2 \cdot m \cdot tpe} \right)}{q \cdot \text{sen} \left( \frac{\pi \cdot tp}{2 \cdot m \cdot q \cdot tpe} \right)} \quad (2.51)$$

$$kce = \text{sen} \left( \frac{tp \cdot \pi \cdot tb}{tpe \cdot 2 \cdot tp} \right) \quad (2.52)$$

$$A_1 = 2 \cdot \exp\left[-\frac{p \cdot tpe}{2 \cdot \alpha_1}\right] \cdot \frac{\sinh\left[\frac{p \cdot tpe}{2 \cdot \alpha_1}\right]}{\left[\frac{p}{2} \cdot \sinh\left(\frac{tpe}{\alpha_1}\right)\right]} \quad (2.53)$$

Na expressão (2.49), o fator  $Ke$  também depende do ângulo  $\delta$ , que é aquele formado entre a onda de amplitude  $B_s$  referente ao campo magnético que viaja na direção do eixo  $x$ , com velocidade síncrona  $V_{sx} = 2 \cdot tp \cdot f$  e a onda de amplitude  $B_1$ , da densidade de campo de extremidade de entrada e que também viaja na direção  $x$ , atenuada e com velocidade síncrona  $V_{se} = 2 \cdot tpe \cdot f$  [19].

A função  $f(\delta)$  relaciona-se com o coeficiente de atenuação  $\alpha_1$  e com o passo polar da onda de extremidade de entrada  $tpe$  [19] por:

$$f(\delta) = \left[\frac{1}{\alpha_1}\right] \cdot \text{sen } \delta + \left[\frac{\pi}{tpe}\right] \cdot \text{cos } \delta \quad (2.54)$$

Para a determinação de  $\delta$  algumas consideração devem ser efetuadas:

i) Para o MIL operando com elevado escorregamento, o fator  $Ke$  pode ser desprezado, conforme o apresentado na figura 2.16. Portanto, para  $ke=0$ , a função  $f(\delta)=0$  e, na equação (2.54), pode-se obter o valor inicial  $\delta_0$  para o ângulo  $\delta$ ;

$$\left[\frac{1}{\alpha_1}\right] \cdot \text{sen } \delta_0 + \left[\frac{\pi}{tpe}\right] \cdot \text{cos } \delta_0 = 0 \quad (2.55)$$

$$\delta_0 = \pi - a \tan\left[\frac{\pi \cdot \alpha_1}{tpe}\right] \quad (2.56)$$

Para o MIL operando com escorregamento unitário (partida ou linor bloqueado) demonstra-se que [9] [19]:

$$\delta_0 = \frac{3 \cdot \pi}{4} \quad (2.57)$$

ii) O outro limite para o ângulo  $\delta$  pode ser determinado para o MIL operando em sincronismo, ou seja  $V_{rx} \rightarrow V_{sx}$ . Nestas condições, o fator  $Ke$  assume o seu valor máximo e o coeficiente de atenuação da onda de extremidade de entrada  $\alpha_1 \rightarrow \infty$ .

Os passos polares assim como os fatores de enrolamento se igualam ( $t_p = t_{pe}$  e  $k_{we} = k_w$ ), portanto, no sincronismo [9] [19];

$$\delta = \pi \quad (2.58)$$

Estabelece-se, então, os limites para o ângulo  $\delta$ , desde a condição de bloqueio até a velocidade de sincronismo do MIL:

$$\frac{3 \cdot \pi}{4} \leq \delta \leq \pi \quad (2.59)$$

A variação do ângulo  $\delta$  no intervalo definido é linear [9] [19], podendo ser expressa por:

$$\delta = \left[ \frac{\pi - \delta_0}{V_{sx}} \right] \cdot V_{rx} + \delta_0 \quad (2.60)$$

## 2.8 O Fator de Qualidade:

O fator de qualidade foi proposto por E.R. Laithwaite [20] e pode ser interpretado como um índice global de qualidade de um conversor eletromagnético. Neste trabalho, o fator de qualidade será empregado como um fator auxiliar para o cálculo da força propulsora do MIL. Os princípios que dão origem ao fator de qualidade, são os seguintes:

i) Um conversor eletromagnético é constituído pela interligação entre um ou mais circuitos elétricos e um circuito magnético comum;

ii) O circuito elétrico é tanto melhor quanto maior for a sua capacidade de produzir uma corrente elétrica a partir de uma excitação (força eletromotriz - fem);

iii) De forma dual, um circuito magnético é tanto melhor, quanto maior for a sua capacidade de produzir fluxo magnético, a partir de uma excitação (no caso, na forma de uma força magnetomotriz - fmm).

Portanto, da interação entre os circuitos elétrico e magnético, as grandezas "desejáveis", fluxo magnético e corrente elétrica podem reproduzir-se mutuamente e são limitadas pela presença das grandezas "indesejáveis" resistência elétrica e relutância magnética.

A figura 2.18 apresenta a interação entre as grandezas elétricas e magnéticas.

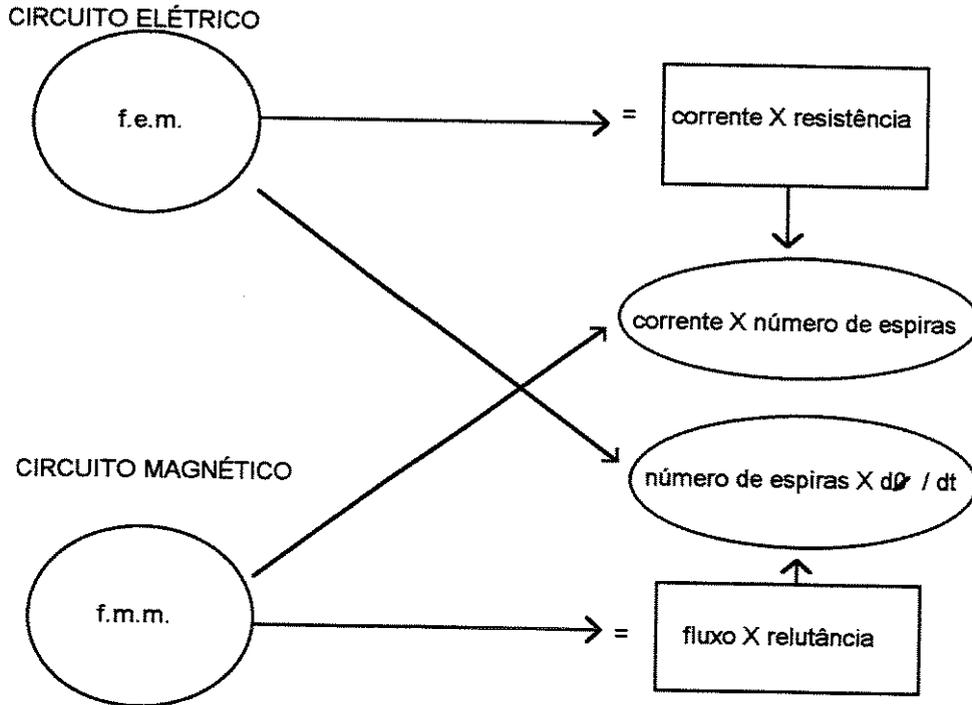


Figura 2.18 - Interação entre as grandezas em um conversor eletromagnético

Pode-se, então, definir-se um "fator prejudicial" como sendo proporcional ao produto resistência ( $R_e$ ) pela relutância ( $R_l$ ):

$$\text{"Fator Prejudicial"} \propto R_e \times R_l \quad (2.61)$$

e sendo:

$$R_e = \frac{l_e}{\sigma \cdot A_e} \quad (2.62)$$

$$R_l = \frac{l_m}{\mu \cdot A_m} \quad (2.63)$$

onde:

$le$  é o comprimento do circuito elétrico;  
 $lm$  é o comprimento do circuito magnético;  
 $Ae$  é a área do circuito magnético;  
 $Am$  é a área do circuito magnético;  
 $\sigma$  é a condutividade e  
 $\mu$  é a permeabilidade

Pode-se, assim, da equação (2.61), escrever-se, que:

$$\text{"Fator Prejudicial"} \propto \frac{le \cdot lm}{\sigma \cdot \mu \cdot Ae \cdot Am} \quad (2.64)$$

Este "fator prejudicial" tem dimensão de tempo e, para tornar o fator de qualidade  $Gl$  adimensional;

$$Gl = \frac{K}{\text{"fator prejudicial"} \times \text{tempo}} \quad (2.65)$$

onde  $K$  é uma constante de proporcionalidade.

Em máquinas elétricas, pode-se escrever:

$$\omega_s = \frac{K}{\text{tempo}} \quad (2.66)$$

Assim, tem-se:

$$Gl = (\omega_s \cdot \mu \cdot \sigma) \cdot \frac{Ae \cdot Am}{le \cdot lm} \quad (2.67)$$

## 2.9 Aplicação do Fator de Qualidade em Motores Lineares de Indução

Em um MIL, a lâmina do linor representa o circuito elétrico no qual se desenvolve a conversão eletromagnética de energia, pois é nela que circulam as correntes induzidas e existe a produção da força propulsora.

Assim sendo, pode-se identificar as dimensões do circuito elétrico do "linor" pela figuras 2.19 e 2.20, seguintes.

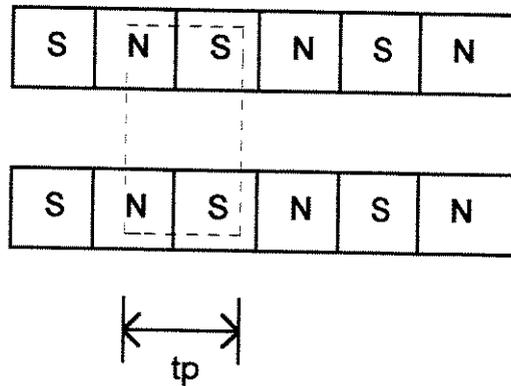


Figura 2.19 - Identificação do passo polar  $tp$

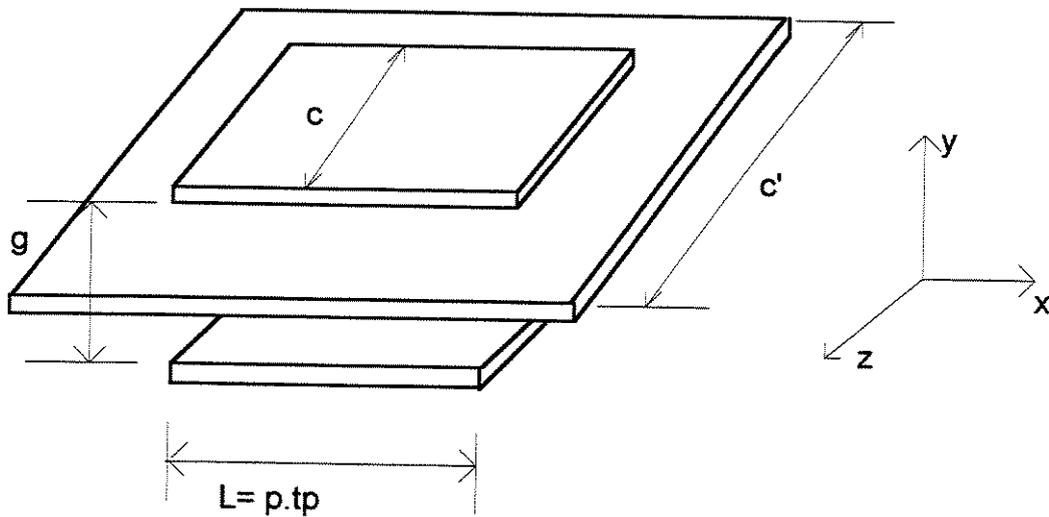


Figura 2.20 - MIL plano ou MIL linearizado.

Observando-se as dimensões apresentadas nas figuras 2.19 e 2.20, pode-se relacionar os seguintes parâmetros do fator de qualidade:

i)  $lm = g$ ;

e representa o entreferro (espaço de ar entre os indutores) do MIL é a maior relutância do circuito magnético.

ii)  $\mu = \mu_0$ ;

pois o representa a permeabilidade do ar do entreferro.

iii)  $Am \propto tp.c$ ;

que representa a área do linor atravessada pelo fluxo magnético dos pólos do estator.

iv)  $le=c$ ;

representa o comprimento do linor, percorrido somente por componentes de corrente na direção  $z$ , e é a própria largura do estator;

v)  $Ae \propto tp.hr$ ;

que é a área condutora de corrente do linor, onde  $hr$  é a espessura da lâmina.

Pode-se, então, reescrever-se o fator de qualidade da equação (2.67) como sendo:

$$Gl = \frac{K' \cdot \omega_s \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot tp^2 \cdot hr}{g} \quad (2.68)$$

$$Gl = \frac{K' \cdot \omega_s \cdot \mu_0 \cdot tp^2}{\rho_r \cdot g} \quad (2.69)$$

onde  $\rho_v = 1/\sigma$  ( $\Omega.m$ ) é a resistividade volumétrica e  $\rho_r = \rho_v/hr$  ( $\Omega$ ) é a resistividade superficial do linor.

A constante de proporcionalidade  $K'$  pode ser determinada através da constante de tempo de atenuação do fluxo criado pela corrente no linor [20] [21], sendo  $K' = 1/\pi^2$ .

Assim pode-se escrever o "fator de qualidade" proposto por E.R. Laithwaite, para os motores lineares de indução:

$$Gl = \frac{\omega_s \cdot \mu_0 \cdot tp^2}{\pi^2 \cdot \rho_r \cdot g} \quad (2.70)$$

Portanto, o fator de qualidade representa a habilidade de um circuito elétrico em produzir corrente elétrica a partir de uma força eletromotriz, ou ainda a habilidade de um circuito magnético de produzir fluxo a partir de uma força magnetomotriz.

## CAPÍTULO 3

### AVALIAÇÃO DA FORÇA PROPULSORA ATRAVÉS DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE E DA EQUAÇÃO DE LORENTZ

#### 3.1 Introdução:

Da mesma maneira que se pode calcular o conjugado desenvolvido por um motor rotativo convencional a partir de seu circuito elétrico equivalente, o mesmo pode também ser feito em relação ao MIL, quanto ao cálculo da força propulsora que este desenvolve. No entanto, há que se atentar para as diferenças importantes entre estes circuitos equivalentes, diferenças estas que refletem as especificidades construtivas destes dois tipos de máquinas. A idéia é partir do circuito equivalente da máquina de indução rotativa, introduzindo-se neste as alterações de parâmetros que o tornem também útil para o cálculo da força propulsora do MIL que o tenha como modelo.

Para que a avaliação da força propulsora de um motor linear de indução, através de um circuito elétrico equivalente, leve a resultados consistentes, deve-se considerar a influência dos efeitos longitudinal de extremidade e transversal de borda, introduzindo-se novos parâmetros ao circuito elétrico equivalente convencional, aplicável às máquinas rotativas.

Neste capítulo, é introduzido o conceito do fator  $K_e$ , para a correção do efeito longitudinal de extremidade e um circuito elétrico equivalente corrigido quanto a este efeito é, então, apresentado. A força propulsora do MIL é calculada, a partir do circuito elétrico equivalente adequado, de forma análoga ao cálculo que é usualmente feito para máquinas rotativas.

Uma expressão para o cálculo da força propulsora de um MIL, derivada da equação de Lorentz, também é apresentada. Através desta expressão, pode-se determinar a força propulsora do MIL sem a necessidade do emprego de um circuito elétrico equivalente.

#### 3.2 Circuito Elétrico Equivalente Convencional:

O circuito elétrico equivalente convencional (cee), que é empregado para o estudo dos motores de indução rotativos, é composto por parâmetros determinados através dos ensaios de rotor bloqueado e em vazio. Este circuito elétrico equivalente é apresentado na figura 3.1.

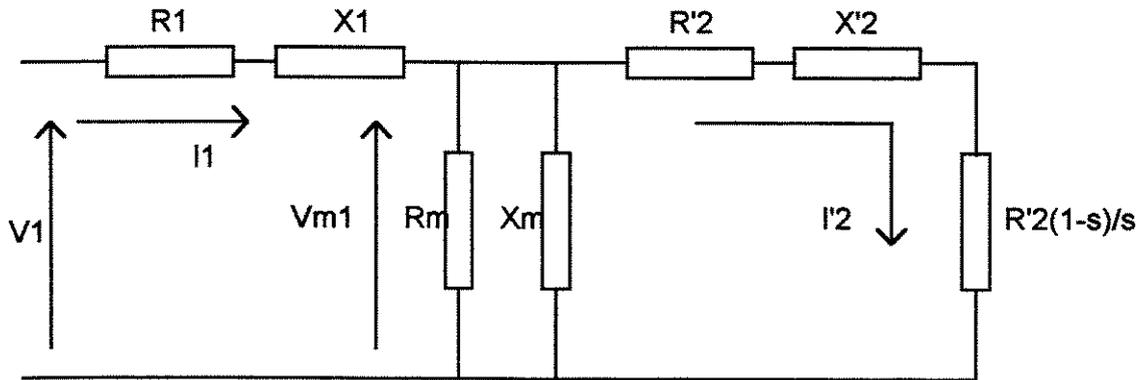


Figura 3.1 - Circuito elétrico equivalente do motor de indução rotativo convencional.

O circuito elétrico equivalente da figura 3.1 apresenta parâmetros por fase [22] definidos por:

- $R_1$  - resistência dos condutores do estator
- $X_1$  - reatância de dispersão do estator
- $R_m$  - resistência associada às perdas no ferro
- $X_m$  - reatância de magnetização
- $X'_2$  - reatância de dispersão de rotor observada do estator
- $R'_2$  - resistência dos condutores do rotor observada do estator

É bastante conhecido que os parâmetros  $R_1$  e  $R'_2$  sofrem variações com a temperatura de operação e que os parâmetros  $X_1$ ,  $X_2$  e  $R'_2$  sofrem influência do efeito pelicular, de acordo com as variações no escorregamento e  $X_m$  pode sofrer variação pela saturação magnética. Todas estas possibilidades de variações nos parâmetros do cee podem ser incorporadas de modo a melhorar o desempenho do cee como ferramenta de avaliação do motor de indução rotativo.

Por possuir estator descontínuo e finito, apresentando portanto extremidades e operar com um entreferro maior, comparativamente aos motores rotativos, fatores devem ser incorporados ao cee da figura 3.1, de modo a adequá-lo ao estudo do MIL. A aplicação direta deste cee às máquinas lineares não tem, portanto, cabimento.

### 3.3 Circuito Elétrico Equivalente para o MIL com Estator Plano Ativo :

Um modelo do tipo cee, que incorpora as particularidades do MIL apresentado na figura 3.2, foi proposto por G. A. Simone [8], para um motor de indução linear com um ou dois estatores planos ativos e linor em forma de lâmina de material de baixa permeabilidade magnética (alumínio ou cobre). Este modelo é usado no presente trabalho para a avaliação da força propulsora, quando o MIL opera com corrente eficaz constante no estator.

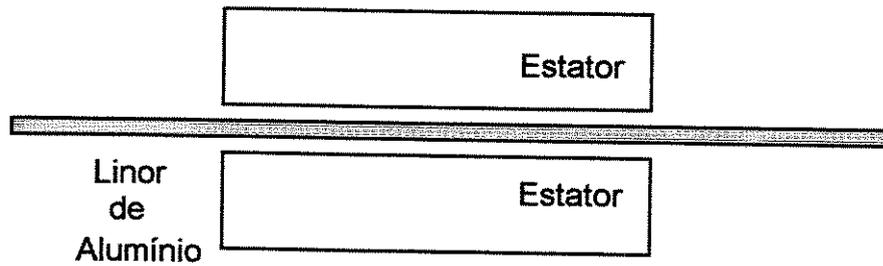


Figura 3.2 - MIL plano com dois estatores e linor de alumínio.

O MIL que opera com um linor composto por uma única lâmina de alumínio possui uma reatância de dispersão do linor muito pequena, podendo ser desprezada [15]. Desta forma, um circuito elétrico equivalente para o MIL com linor de alumínio pode ser simplificado, conforme apresentado na figura 3.3.

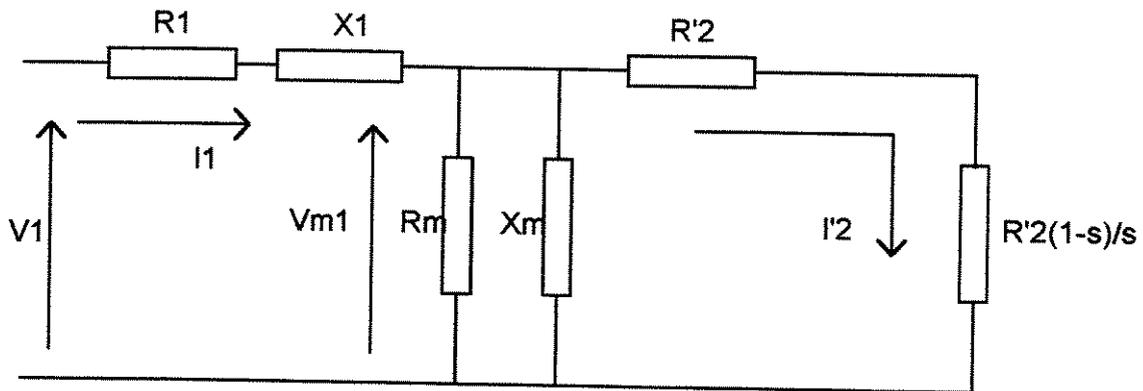


Figura 3.3 - cee para o MIL com linor composto por alumínio ou cobre.

O circuito do linor, observado a partir do estator fica, então, composto somente pela resistência da lâmina  $R'2$ . O uso do circuito equivalente da figura 3.3 precisa ainda ser precedido de modificações nos parâmetros, de modo que os efeitos de extremidades possam ser devidamente levados em conta. O efeito transversal de borda é introduzido no cee pela alteração na resistividade do condutor do linor, através de um fator  $K_s$ . O efeito longitudinal de extremidade será considerado conforme descrito posteriormente.

### 3.4 Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente para o MIL com Estator Plano Ativo:

A determinação dos parâmetros do circuito elétrico equivalente do MIL, através do modelo 'por fase', pode ser efetuada utilizando-se equações características dos motores rotativos convencionais [22], desde que sejam incorporados a estas os efeitos de extremidades. Estes cálculos são apresentados nos itens seguintes.

O 'modelo por fase' apresentado na figura 3.3 considera a operação do MIL com um estator ativo. O MIL que opera com dois estatores ativos também pode ser estudado com os parâmetros 'por fase' assim obtidos, efetuando-se a associação em série dos estatores alinhados face a face [9].

### 3.4.1 Resistência do Enrolamento do Estator:

A resistência de uma fase do enrolamento do estator pode ser determinada por:

$$R1 = \rho1 \cdot \frac{l1}{S1} \quad (3.1)$$

onde  $\rho1$  é a resistividade volumétrica dos condutores do estator, na temperatura de operação do MIL,  $l1$  é o comprimento dos condutores de uma fase e  $S1$  a área de seção dos condutores.

Considerando-se que cada estator possua  $Nf$  condutores ativos por fase, onde  $Nf$  representa o dobro do número de espiras por fase, o comprimento de um condutor ativo será determinado por:

$$lm = c + lcb \quad (3.2)$$

onde  $c$  é a largura do bloco do estator,  $lcb$  é o comprimento da 'cabeça da bobina'. Para condutores cilíndricos, a 'cabeça da bobina', apresenta um valor variável com a forma do enrolamento, com valores na faixa de:  $1,4tp \leq lcb \leq 1,8tp$  [9].

Definindo-se a densidade superficial de corrente como sendo a relação entre a corrente eficaz de fase e a área do condutor, tem-se:

$$df = \frac{If}{S1} \quad (3.3)$$

Da equação (2.6) pode-se expressar o número de condutores ativos  $Nf$ , através da densidade linear de corrente do estator, por:

$$Js = \frac{3 \cdot Nf \cdot If \cdot kw}{p \cdot tp} \quad (3.4)$$

Portanto, a resistência elétrica 'por fase' dos condutores do estator, tendo-se em vista as equações (3.1) a (3.4) será determinada por:

$$R1 = \frac{\rho l \cdot df \cdot Js \cdot p \cdot tp \cdot (c + lcb)}{3 \cdot If^2 \cdot kw} \quad (3.5)$$

onde  $p$  é o número de pólos do MIL,  $tp$  é o passo polar e  $kw$  o fator de enrolamento do estator. Convém destacar que  $R1$  também é variável com a temperatura do enrolamento.

### 3.4.2 Reatância de Dispersão do Estator:

A reatância de dispersão do estator pode ser expressa como:

$$X1 = Xr + Xf + Xd \quad (3.6)$$

onde  $Xr$  é a reatância de dispersão na região da ranhura,  $Xf$  é a reatância de dispersão de 'testa de bobina' e  $Xd$  é a reatância diferencial.

A reatância de dispersão  $Xr$  é associada ao fluxo magnético que se fecha através de cada ranhura do estator, fluxo este que não atravessa o entreferro e que envolve os condutores do estator. A reatância  $Xr$  pode ser determinada [23] por:

$$Xr = \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot f \cdot c \cdot Nf^2}{p \cdot q} \cdot \lambda r \quad (3.7)$$

onde  $f$  é a frequência da corrente de estator,  $q$  é a o número de ranhuras por pólo e por fase e  $\lambda r$  é a permeância específica de dispersão, função da geometria da ranhura do estator.

A permeância específica, para a ranhura apresentada na figura 3.4, pode ser determinada pela seguinte equação:

$$\lambda r = \left[ \frac{h5}{a1} + \frac{2 \cdot h4}{(a1+a2)} + \frac{h3}{3 \cdot a2} \right] \quad (3.8)$$

onde  $a1$ ,  $a2$ ,  $h3$ ,  $h4$  e  $h5$ , são as dimensões da ranhura da figura 3.4.

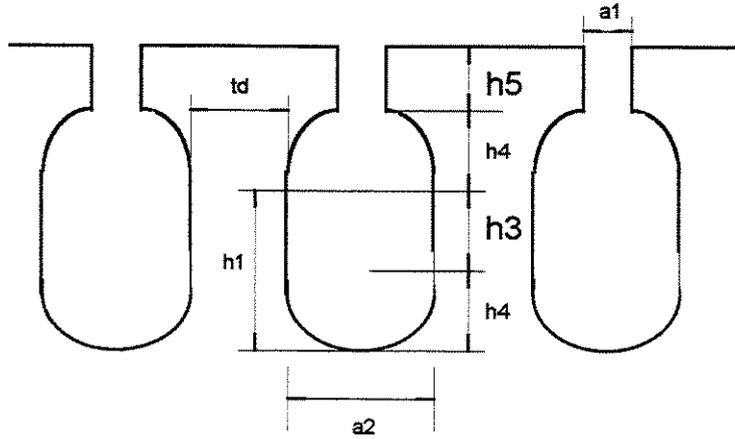


Figura 3.4 - Detalhe da ranhura do MIL.

Na parte frontal ou 'cabeça da bobina', a reatância de dispersão  $X_f$  está associada ao fluxo de dispersão que envolve os condutores situados fora do núcleo do estator. A reatância de dispersão pode ser determinada por:

$$X_f = \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot f \cdot c \cdot N_f^2}{p} \cdot \lambda_s \quad (3.9)$$

onde  $\lambda_s$  é a permeância do circuito magnético frontal das bobinas, determinada por:

$$\lambda_s = t_p \cdot \left[ 0.3 \left( \frac{3 \cdot t_p}{t_p} - 1 \right) \right] \quad (3.10)$$

onde  $t_p$  é o passo polar e  $t_b$  o passo de bobina do enrolamento do estator do MIL.

A reatância de dispersão diferencial  $X_d$  pode ser determinada [24] pela equação 3.11 e está associada à parcela de fluxo magnético que circula pela região do entreferro localizada na abertura da ranhura e pelos dentes do estator.

$$X_d = \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot f \cdot c \cdot N_f^2}{p \cdot q} \cdot \lambda_t \quad (3.11)$$

$$\lambda_t = \frac{\left( \frac{5 \cdot g}{a_1} \right)}{5 + \left( \frac{4 \cdot g}{a_1} \right)} \quad (3.12)$$

Das três reatâncias apresentadas para a determinação da reatância de dispersão do estator, a reatância diferencial  $X_d$  representa um valor relativamente pequeno, sendo a reatância de dispersão da região da ranhura  $X_r$  aquela parcela de maior amplitude.

### 3.4.3 Resistência Equivalente das Perdas no Ferro:

Como o MIL opera com um entreferro maior, comparativamente ao motor rotativo convencional, a densidade de campo magnético [15] em um MIL apresenta menores amplitudes, com variações entre 0,1 e 0,4 Tesla. Portanto, as perdas que estão associadas ao circuito ferromagnético do estator são pequenas. Além disto, convém observar que o linor do MIL em estudo é construído de alumínio (não ferromagnético).

As perdas no ferro do estator podem ser determinadas por:

$$W_f = \frac{w_f \cdot \gamma_f \cdot Vol}{3} \quad (3.13)$$

onde  $W_f$  representa as perdas no ferro por fase (em watts),  $w_f$  é a perda específica da chapa de ferro empregada na construção do MIL,  $\gamma_f$  é o peso específico da chapa de ferro (em  $Kgf / m^3$ ) e  $Vol$  é o volume dos blocos do estator ( $m^3$ ).

A resistência equivalente, associada às perdas no ferro, pode ser determinada através de:

$$R_m = \frac{(V_{m1})^2}{W_f} \quad (3.14)$$

onde  $V_{m1}$  é a tensão aplicada ao ramo de magnetização, conforme a figura 3.3. A tensão no ramo de magnetização pode ser expressa em função dos parâmetros construtivos do MIL e a resistência de magnetização  $R_m$  pode ser determinada por:

$$R_m = \frac{(2,22 \cdot k_w \cdot f \cdot N_f \cdot t_p \cdot c \cdot B_{av})^2}{W_f} \quad (3.15)$$

onde  $B_{av}$  é o valor médio da densidade de campo magnético. A resistência  $R_m$  está associada às perdas no ferro (perdas por corrente de Foucault e perdas por histerese).

### 3.4.4 Reatância de Magnetização:

Pela expressão (3.15), pode-se constatar que as baixas perdas no ferro, associadas à resistência de magnetização, levam a um valor elevado para  $R_m$ . Portanto, praticamente toda a corrente que circula pelo ramo de magnetização do MIL é devida à reatância de magnetização  $X_m$ , que pode ser determinada através de equações desenvolvidas para os motores rotativos [23] assíncronos convencionais. Quando feitas as adaptações para o MIL resulta:

$$X_m = \frac{6 \cdot \mu_0 \cdot f \cdot t_p \cdot c \cdot (k_w \cdot N_f)^2}{\pi \cdot p \cdot g \cdot k_c} \quad (3.16)$$

onde  $g$  é o entreferro,  $p$  é o número de pólos e  $k_c$  o fator de Carter. O fator de Carter [8] considera o efeito produzido pela presença das ranhuras dos indutores sobre o comportamento do fluxo magnético que atravessa o entreferro. Assim, a existência das ranhuras nos indutores faz com que o entreferro "efetivamente" visto pelo fluxo magnético seja fisicamente maior que o medido. Portanto,  $k_c$  é um fator multiplicador que promove um aumento no entreferro real medido.

### 3.4.5 Resistência Equivalente do Linor:

Uma analogia entre o MIL e o motor rotativo convencional pode ser efetuada supondo-se o rotor laminar e associando-se cada linha de corrente induzida na lâmina a uma barra de uma 'gaiola de esquilo'. Assim, a resistência equivalente do linor, observada a partir de elementos do estator e do material do linor, resistência esta denominada  $R'_2$ , pode ser determinada [8] de forma semelhante àquela empregada para o cálculo da resistência  $R_1$ .

$$R'_2 = 3 \cdot \frac{c \cdot \rho_r \cdot (k_w \cdot N_f)^2}{p \cdot t_p} \quad (3.17)$$

onde  $\rho_r$  é a resistividade superficial da lâmina móvel (linor).

O efeito transversal de borda pode ser incorporado ao cee do MIL através de um aumento na resistividade superficial do linor, com a introdução do fator  $K_s$  em  $\rho_r$ .

Portanto, a resistência superficial do linor, corrigida pelo efeito transversal de borda, será determinada por:

$$R'2 = 3 \cdot \frac{c \cdot \rho_r \cdot (kw \cdot Nf)^2}{Ks \cdot p \cdot tp} \quad (3.18)$$

Como  $\rho_c = \rho_r / Ks$  (equação 2.46), tem-se:

$$R'2 = 3 \cdot \frac{c \cdot \rho_c \cdot (kw \cdot Nf)^2}{p \cdot tp} \quad (3.19)$$

A resistência superficial do linor e conseqüentemente a resistência equivalente do linor, também sofre a influência da temperatura.

Associando-se os parâmetros do cee ao fator de qualidade (Gl, equação 2.60), pode-se aproximar o modelo matemático do modelo real por:

$$Gle = \frac{\omega_s \cdot \mu_0 \cdot tp^2}{\pi^2 \cdot \rho_c \cdot g} = \frac{Xm}{R'2} \quad (3.20)$$

### 3.5 Circuito Elétrico Equivalente para o MIL de dois Estatores Planos Ativos :

#### 3.5.1 Introdução:

O MIL de estator plano que está disponível em laboratório para os ensaios experimentais possui a possibilidade de operação com dois estatores ativos, ou seja, dois estatores dotados de enrolamentos idênticos que podem estar energizados. A operação do MIL com dois estatores ativos pode ser efetuada associando-se os estatores em paralelo ou em série.

Nas montagens efetuadas, optou-se pela associação dos estatores em série, principalmente pela facilidade de monitoramento da corrente de fase. Este monitoramento é fundamental para o controle do valor eficaz da corrente de fase, controle este bem mais complexo, caso a opção de associação seja pela conexão em paralelo.

Portanto, para a conexão em série dos enrolamentos do estator, o circuito elétrico equivalente será aquele apresentado na figura 3.5.

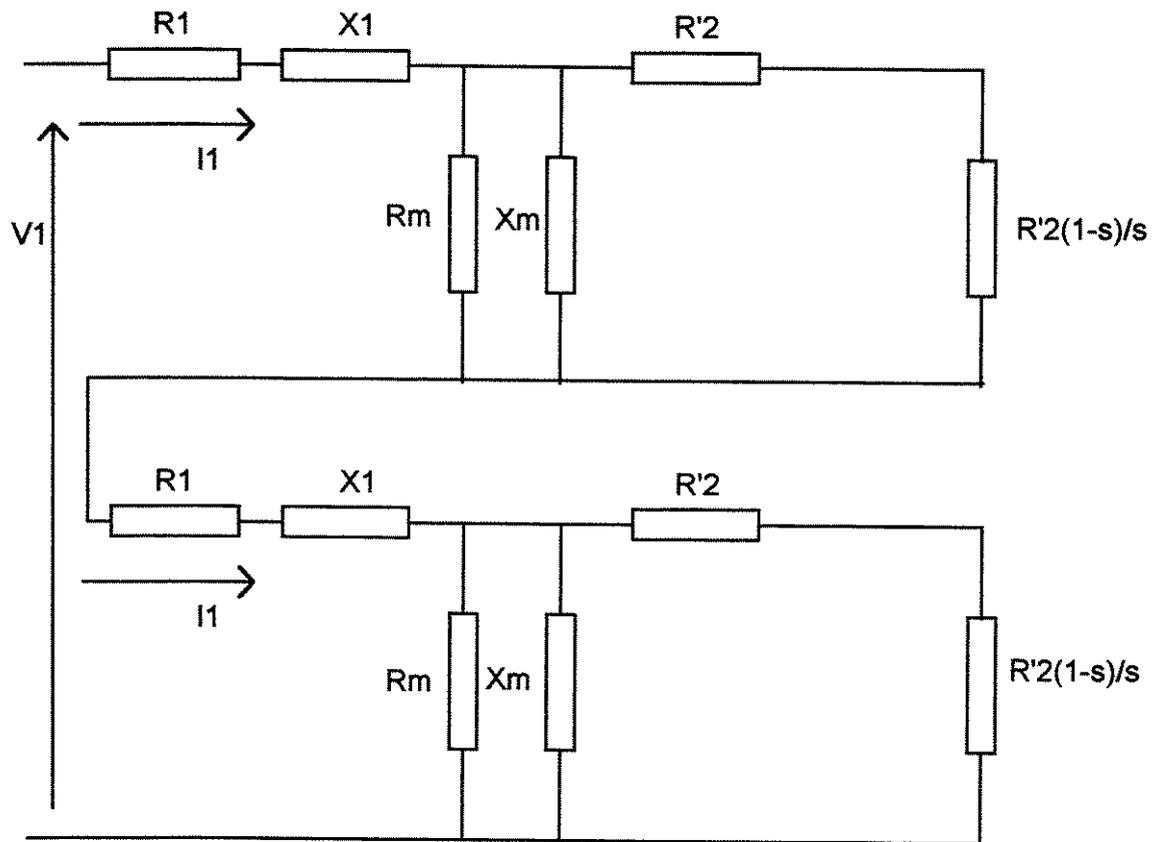


Figura 3.5 - cee do MIL com dois estatores planos ativos ligados em série.

O cee da figura 3.5 pode ser substituído pelo da figura 3.6, que é um circuito equivalente único, que se obtém após as associações apropriadas de cada parâmetro [8] [9] [25], mantendo-se, porém, as equações já desenvolvidas para a determinações destes mesmos parâmetros.

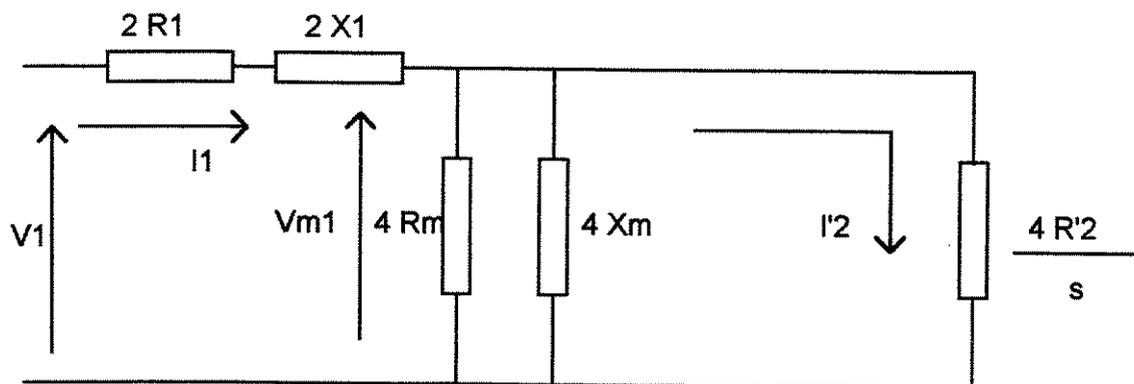


Figura 3.6 - cee com associação dos parâmetros para o MIL operando com dois estatores planos ativos ligados em série.

Para o desenvolvimento de um circuito elétrico equivalente de um MIL que represente de maneira adequada o comportamento desta máquina, basicamente com relação à variação da força propulsora com a velocidade, deve-se levar em consideração os efeitos que degradam a densidade do campo magnético no entreferro. Estes efeitos, já mencionados, e decorrentes da descontinuidade da estrutura construtiva do seu indutor (estator), são o efeito longitudinal de extremidade de entrada e o efeito transversal de borda. O efeito transversal de borda já está considerado, uma vez que foi incorporado no cálculo de  $R'2$ .

### 3.5.2 Determinação da Força Propulsora para o MIL de dois Estatores Planos Ativos :

De acordo com o circuito elétrico equivalente, a potência total transferida através do entreferro do motor pode ser determinada por [26]:

$$Pg1 = 3 \cdot \frac{R'2}{s} \cdot (I'2)^2 \quad (3.21)$$

A potência mecânica interna desenvolvida pelo motor pode ser expressa por:

$$Pi = Pg1 - Pjl \quad (3.22)$$

$$Pi = 3 \cdot \frac{R'2}{s} \cdot (I'2)^2 - 3 \cdot R'2 \cdot (I'2)^2 \quad (3.23)$$

$$Pi = (1 - s) \cdot Pg1 \quad (3.24)$$

onde  $Pjl$  representam as perdas por efeito Joule no linor. A relação entre a potência interna e a velocidade pode ser, portanto calculada por:

$$Pi = f_x \cdot V_{rx} \quad (3.25)$$

sendo  $V_{rx}$  a velocidade de deslocamento do linor. Desenvolvendo-se as equações (3.21), (3.24) e (3.25), tem-se:

$$f_x = \frac{(1 - s) \cdot Pg1}{(1 - s) \cdot V_{sx}} \quad (3.26)$$

Portanto, em primeira aproximação, a força propulsora do motor pode ser determinada através dos parâmetros do circuito elétrico equivalente da figura 3.6, conforme a expressão (3.27), abaixo:

$$f_x = \frac{3}{V_{sx}} \cdot \left[ \frac{R'2}{s} \right] \cdot (I'2)^2 \quad (3.27)$$

onde a força propulsora  $f_x$  é dada em Newtons e  $V_{sx}$  é a velocidade linear síncrona do campo magnético. Na expressão (3.27), o parâmetro  $R'2$  é numericamente igual ao parâmetro  $4 R'2$  da figura 3.6.

### 3.5.3 Determinação da Velocidade Linear Síncrona do MIL:

Para a determinação da velocidade linear síncrona do campo magnético de translação de um MIL deve-se, inicialmente, considerar a potência mecânica  $P$  desenvolvida por um dispositivo magnético genérico, determinada por:

$$P = f_x \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.28)$$

onde  $x$  é um deslocamento e a variação de  $x$  com relação ao tempo é uma velocidade linear na direção  $x$ , assim:

$$P = f_x \cdot V_{rx} \quad (3.29)$$

onde  $V_{rx}$  é a velocidade do elemento móvel em relação ao elemento fixo do dispositivo. Como o motor de indução em estudo é assíncrono, tem-se:

$$V_{sx} > V_{rx} \quad (3.30)$$

De forma análoga aos motores rotativos, pode-se definir o escorregamento como:

$$s = \frac{V_{sx} - V_{rx}}{V_{sx}} \quad (3.31)$$

Portanto, a potência do motor de indução assíncrono linear pode ser determinada, em função do escorregamento, por:

$$P = f_x \cdot V_{rx} = f_x \cdot V_{sx} \cdot (1 - s) \quad (3.32)$$

Seja um ponto  $m$  localizado no indutor (estator) do motor, que descreve uma trajetória circular de raio  $R$ . A velocidade tangencial do ponto  $m$  pode ser expressa por:

$$v = \omega \cdot R \quad (3.33)$$

onde  $\omega$  (rad/s) é a velocidade angular do ponto  $m$ , situado a uma distância  $R$ , em relação ao centro  $C$  do rotor, que na figura 3.7 representa um segmento do linor do motor.

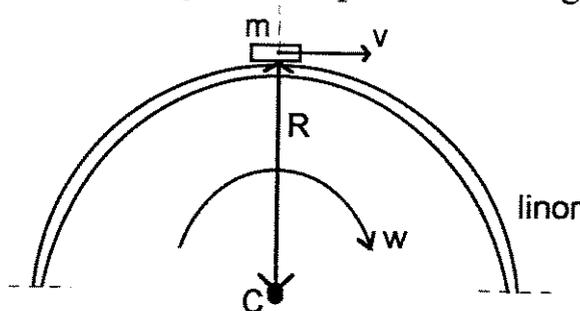


Figura 3.7 - Ponto  $m$ , do indutor em movimento circular uniforme

O passo polar do enrolamento, identificado na figura 3.8, é definido por:

$$tp = \frac{\pi \cdot D}{p} \quad (3.34)$$

onde  $D$  é o diâmetro da circunferência de raio  $R$ , que passa no entreferro, entre o ponto  $m$  e o centro  $C$  e  $p$  é o número do pólos criados pelo enrolamentos do indutor (estator).

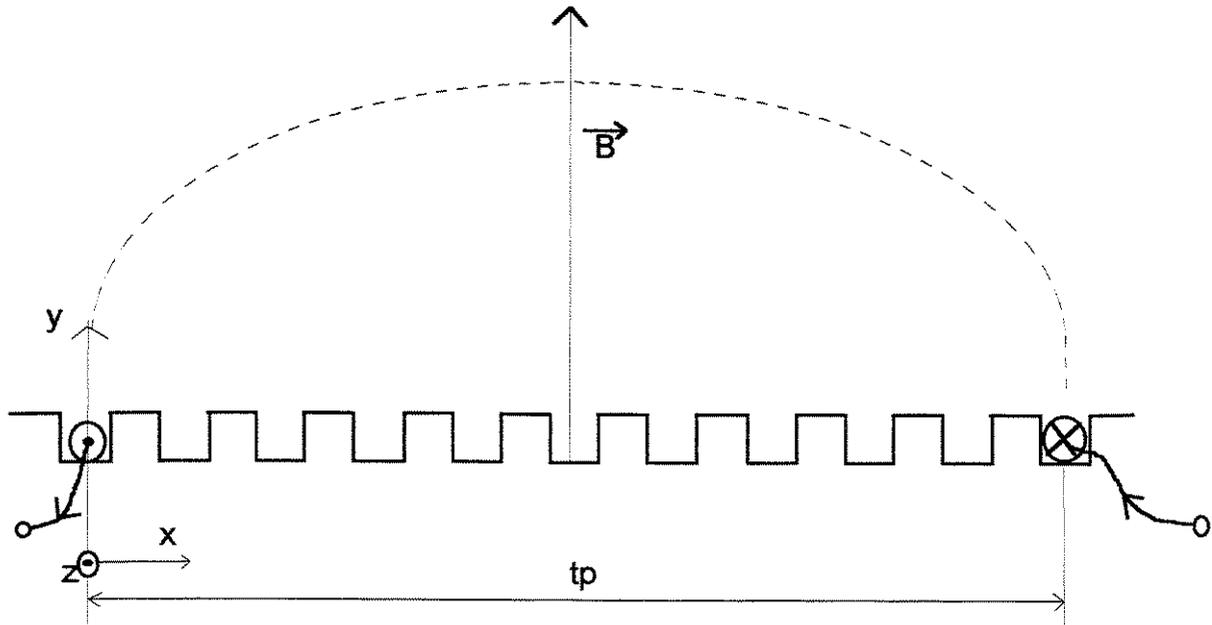


Figura 3.8 - Passo polar,  $t_p$  do enrolamento

Nestas condições, a velocidade linear síncrona do campo magnético, pode ser expressa por [3] [7] [15]:

$$V_{sx} = 2 \cdot t_p \cdot f \quad (3.35)$$

E, sendo o linor o elemento móvel do motor em estudo, este irá deslocar-se com uma velocidade  $V_{rx}$  (m/s) calculada por:

$$V_{rx} = 2 \cdot t_p \cdot f \cdot (1 - s) \quad (3.36)$$

### 3.5.4 Cee para o MIL de dois Estatores Planos Ativos com a Impedância de Extremidade $Z_e$ :

O determinação da força propulsora utilizando-se a expressão (3.27) leva a uma magnitude maior que a real, pois ainda não foi considerado o efeito de extremidade longitudinal de entrada no cee da figura 3.6.

Assim sendo, incorporando-se agora ao circuito elétrico equivalente o fator de efeito longitudinal de extremidade de entrada " $K_e$ ", o comportamento da força propulsora, calculada pelo modelo matemático do MIL, se aproxima do valor encontrado para o modelo real. Deve-se ainda destacar que, na partida ou com o linor bloqueado, praticamente só existe o efeito transversal de borda.

A incorporação do efeito de extremidade longitudinal de entrada ao circuito elétrico convencional, apresentado na figura 3.6, se dá pela colocação de um ramo adicional em paralelo com o ramo de excitação, na forma de uma impedância  $Z_e$  determinada por [19]:

$$Z_e = Z_{ml} \cdot \left[ \frac{1 - K_e}{K_e} \right] \quad (3.37)$$

onde  $Z_{ml}$  é a impedância equivalente referente aos ramos de magnetização e de força, ramo de força este que é representado pela impedância do linor refletida ao estator.

O circuito elétrico equivalente, com a impedância  $Z_e$ , é apresentado na figura 3.9.

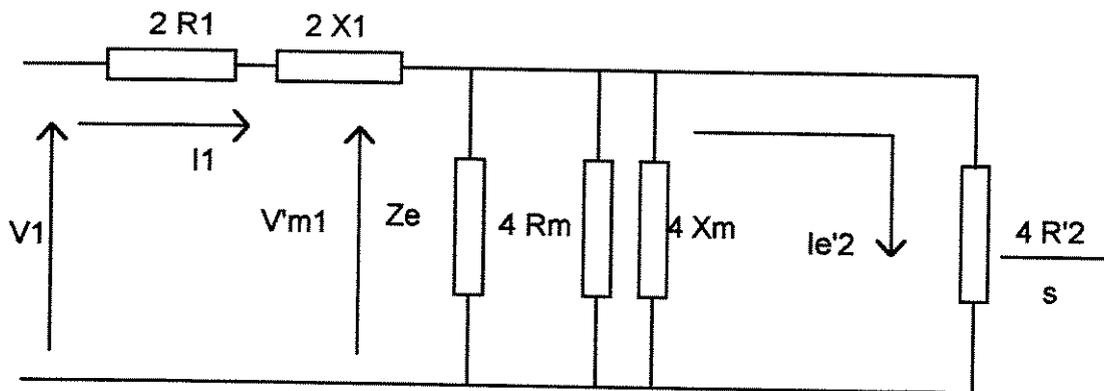


Figura 3.9 - cee com a impedância  $Z_e$

Assim,  $Z_{ml}$  será calculada por:

$$Z_{ml} = \left[ \frac{Z_m \cdot Z_{linor}}{Z_m + Z_{linor}} \right] \quad (3.38)$$

sendo  $Z_m$  e  $Z_{linor}$ , respectivamente, as impedâncias equivalentes de magnetização e da lâmina do linor refletida, determinadas por:

$$\frac{1}{Z_m} = \left[ \frac{1}{4R_m} + \frac{1}{j4X_m} \right] \quad (3.39)$$

$$Z_{linor} = \frac{4R'2}{s} \quad (3.40)$$

A colocação deste ramo adicional no circuito elétrico equivalente faz resultar uma tensão  $V'm1$ , no ramo de magnetização, menor que a anterior (aquela existente no circuito elétrico equivalente convencional), portanto:

$$V'm1 \leq Vm1 \quad (3.41)$$

onde  $Vm1$  é a tensão no ramo de magnetização no circuito elétrico equivalente convencional da figura 3.6.

A tensão  $V'm1$ , no circuito elétrico equivalente da figura 3.9, pode ser determinada por [19]:

$$V'm1 = (1 - Ke) \cdot Vm1 \quad (3.42)$$

A força propulsora pode, então, ser determinada considerando-se agora o circuito elétrico equivalente com a impedância de efeito longitudinal de extremidade de entrada  $Ze$ :

$$fxe = \frac{3}{Vsx} \cdot \left[ \frac{R \cdot 2}{s} \right] \cdot (Ie \cdot 2)^2 \quad (3.43)$$

onde a força propulsora  $fxe$  é calculada considerando-se, também, o efeito transversal de borda, na forma do Fator  $Ks$ , que aumenta o valor da resistividade superficial do linor (piorando o fator de qualidade, portanto, piorando a habilidade do motor na conversão eletromecânica de energia).

Desta forma, a introdução da impedância  $Ze$  ao circuito elétrico equivalente reduz o valor da tensão sobre o ramo de força e, conseqüentemente, reduz também a força propulsora do modelo. Portanto, os resultados calculados com o modelo analítico apresentado na figura 3.9 aproximam-se melhor dos resultados que se obtém em laboratório quando o motor é ensaiado.

A diferença entre os valores das forças propulsoras  $fx$  (equação 3.27) e  $fxe$  (equação 3.43), para MIL em estudo, pode ser observada na figura 3.10, apenas para que se perceba melhor a importância da correção feita no circuito elétrico equivalente.

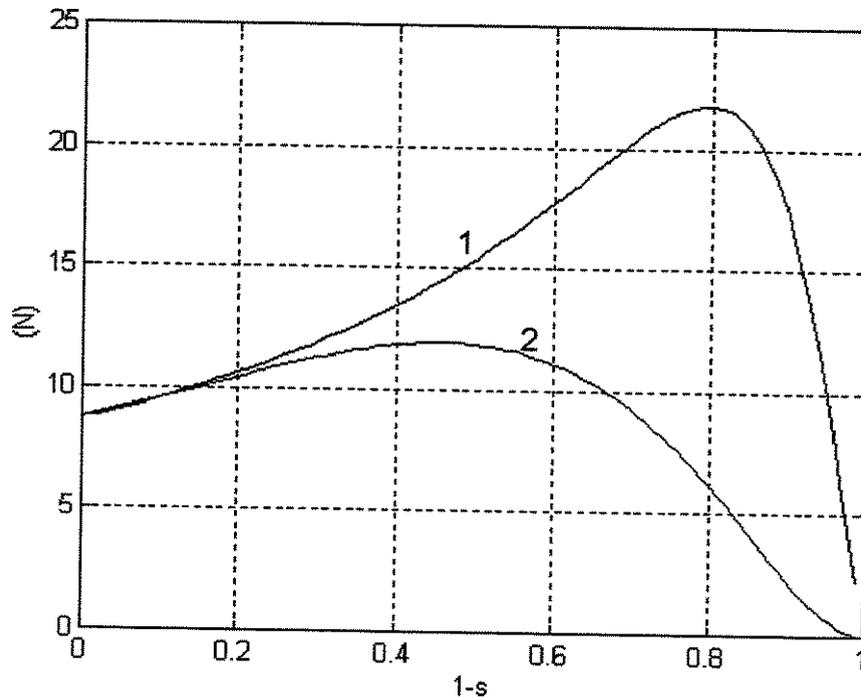


Figura 3.10 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL plano de disco com dois estatores ativos, operando corrente eficaz  $I_1 = 5,0$  A em  $f = 60$  Hz.  
 1 - força propulsora  $f_x$  ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$  .

### 3.6 Circuito Elétrico Equivalente para o MIL em Arco:

#### 3.6.1 Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente para o MIL em Arco:

O MIL em arco, em estudo, foi ensaiado em laboratório [7] para obtenção dos parâmetros do circuito elétrico equivalente, que são usados no presente trabalho.

Os parâmetros obtidos nos ensaios efetuados para a determinação do circuito elétrico equivalente, cee por fase do MIL em arco, são transcritos a seguir na Tabela 3.1:

Tabela 3.1 - Parâmetros do cee do MIL em Arco ( $\Omega$ )

R1a	X1a	Rma	Xma	R'2a	X'2a
13,56	17,0	437,64	73,36	15,35	11,34

Durante os ensaios, o MIL em arco foi alimentado com uma fonte de tensão trifásica senoidal e equilibrada com frequência de 60 Hz. Nestas condições de acionamento, as correntes solicitadas pelo motor são desequilibradas, característica esta associada à descontinuidade física do estator. Desta maneira, a fase que corresponde ao enrolamento localizado na parte central do estator possui maior indutância própria, menor relutância magnética e portanto menor corrente operacional.

Portanto, como o MIL em arco solicita da alimentação correntes de fase diferentes entre si, a corrente adotada para o "modelo por fase", foi determinada a partir da equação (3.44).

$$I_F = \left( \frac{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}{3} \right)^{1/2} \quad (3.44)$$

O circuito elétrico equivalente utilizado para as simulações do MIL em arco cujos parâmetros provém da Tabela 3.1, é apresentado na figura 3.11.

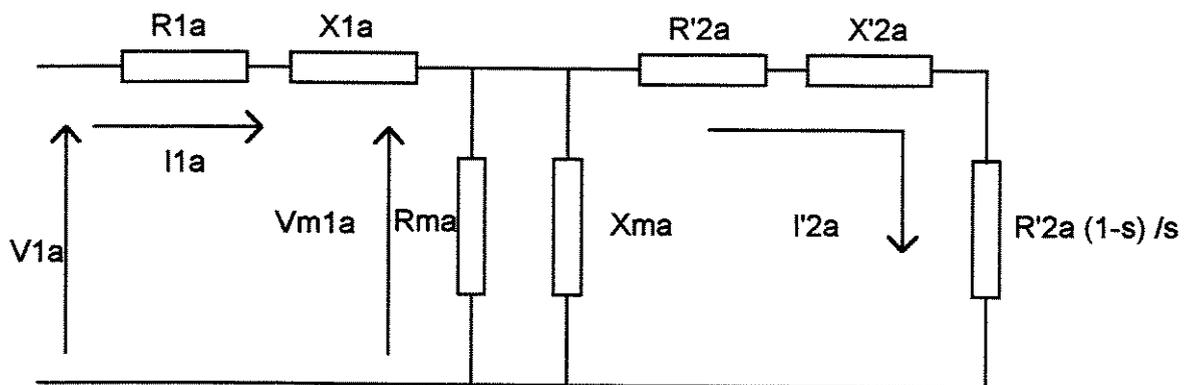


Figura 3.11 - cee do MIL em arco.

### 3.6.2 Determinação da Força Propulsora para o MIL em Arco:

A força propulsora do MIL em arco pode ser, então, determinada através dos parâmetros do circuito elétrico equivalente, aplicados à expressão (3.45).

$$f_{xa} = \frac{3}{V_{sxa}} \cdot \left[ \frac{R'_{2a}}{s} \right] \cdot (I'_{2a})^2 \quad (3.45)$$

onde a força propulsora  $f_{xa}$  é dada em Newtons. De modo a aproximar o comportamento da força propulsora  $f_{xa}$  da força obtida nos ensaios, G. A. Simone [7] propôs um fator multiplicador que leva em conta o fator de qualidade  $G_{le}$  (equação

3.20), aplicado ao MIL em arco. A força propulsora, agora considerando o fator de qualidade, pode ser expressa por:

$$f_{xg} = \frac{3}{V_{sxa}} \cdot \left[ \frac{R \cdot 2a}{s} \right] \cdot (I \cdot 2a)^2 \cdot \left[ \frac{1}{1 + (1/s \cdot Gle)^2} \right] \quad (3.46)$$

onde a força propulsora  $f_{xg}$  é calculada considerando-se o fator de qualidade, ou seja, a habilidade do MIL em arco, para a conversão eletromecânica de energia, aproximando, portanto, o modelo analítico proposto do motor real, cujas características são bem conhecidas porque foram obtidas experimentalmente.

A diferença entre os valores das forças propulsoras  $f_{xa}$  (equação 3.45), e  $f_{xg}$  (equação 3.46), para MIL em arco em estudo, pode ser observada na figura 3.12, onde a curva 2 apresenta uma maior proximidade com as medições experimentais efetuadas (capítulo 6).

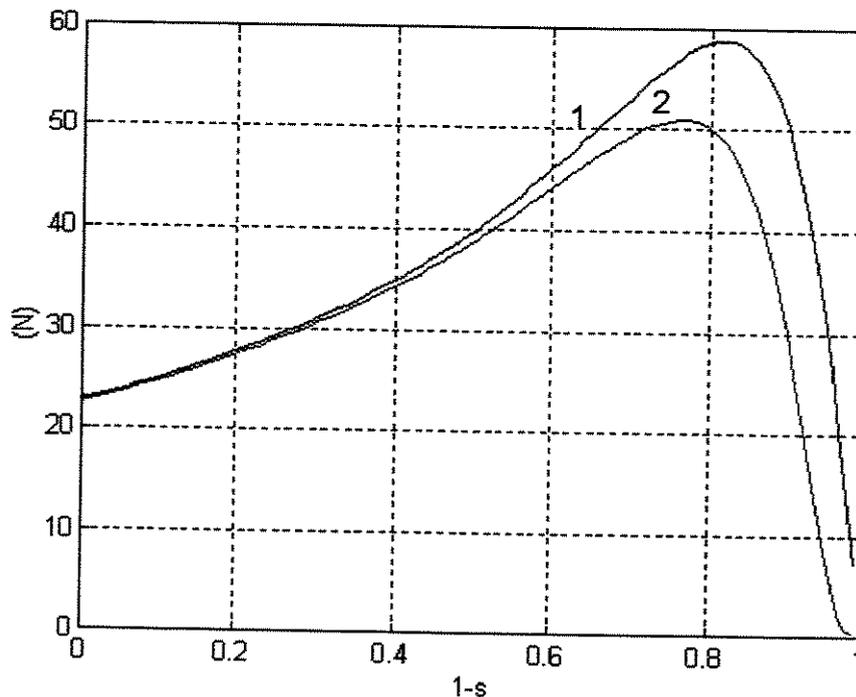


Figura 3.12 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL em arco operando com corrente eficaz  $I_{la} = 2,12 \text{ A}$  em  $f = 60 \text{ Hz}$ .  
1 - força propulsora  $f_{xa}$  ; 2 - força propulsora  $f_{xg}$ .

Na figura 3.12, o decréscimo no valor da força propulsora  $f_{xg}$ , em relação à força propulsora  $f_{xa}$  fica evidente.

### 3.6.3 Cee para o MIL em Arco com a Impedância de Extremidade $Z_e$ :

De modo análogo ao apresentado para o MIL de disco, a incorporação do efeito de extremidade longitudinal de entrada ao circuito elétrico convencional da figura 3.11 para o MIL em arco é apresentada na figura 3.13

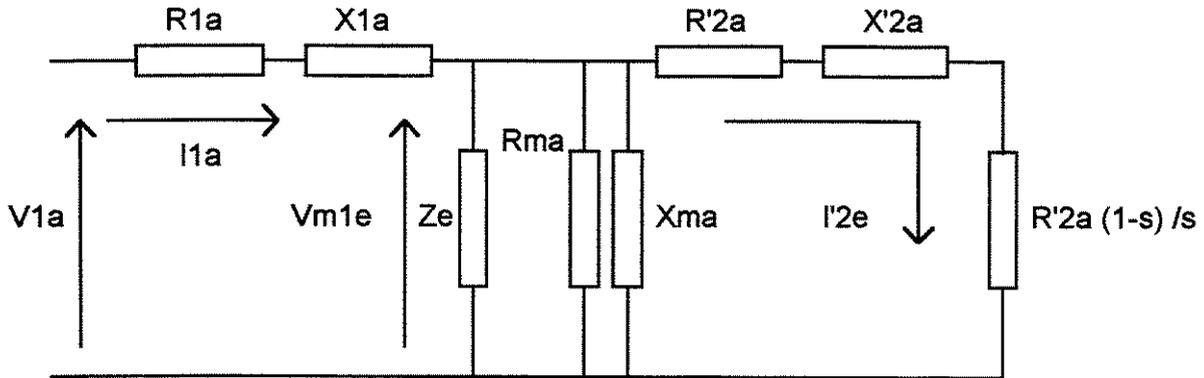


Figura 3.13 - cee para o MIL em arco com a impedância  $Z_e$

A impedância associada ao efeito longitudinal de extremidade de entrada  $Z_e$ , para o MIL em arco, pode ser determinada por [19]:

$$Z_e = Z_a \cdot \left[ \frac{1 - K_e}{K_e} \right] \quad (3.47)$$

onde  $Z_a$  é a impedância equivalente referente aos ramos de magnetização e de força, ramo de força este que é representado pela impedância do rotor refletida. Cabe observar que o fator  $K_e$  deve ser determinado de acordo com a equação 2.49, porém com os parâmetros relativos ao MIL em arco.

Assim, a impedância equivalente  $Z_a$  será calculada por:

$$Z_a = \left[ \frac{Z_{ma} \cdot Z_{rotor}}{Z_{ma} + Z_{rotor}} \right] \quad (3.48)$$

sendo  $Z_{ma}$  e  $Z_{rotor}$ , respectivamente as impedâncias equivalentes de magnetização e do rotor refletida, determinadas por:

$$\frac{1}{Z_{ma}} = \left[ \frac{1}{R_{ma}} + \frac{1}{jX_{ma}} \right] \quad (3.49)$$

$$Z_{rotor} = \left[ \left( \frac{R'2a}{s} \right) + jX'2a \right] \quad (3.50)$$

A colocação deste ramo adicional no circuito elétrico equivalente resulta em uma tensão  $V_{m1e}$ , no ramo de magnetização, menor que a anterior (aquela existente no circuito elétrico equivalente convencional da figura 3.11), portanto:

$$V_{m1e} \leq V_{m1a} \quad (3.51)$$

onde  $V_{m1a}$  é a tensão no ramo de magnetização no circuito elétrico equivalente convencional da figura 3.11.

A tensão  $V_{m1e}$ , no circuito elétrico equivalente da figura 3.14, pode ser determinada por [19]:

$$V_{m1e} = (1 - K_e) \cdot V_{m1a} \quad (3.52)$$

A força propulsora para o MIL em arco pode ser determinada considerando-se agora o circuito elétrico equivalente com a impedância de efeito longitudinal de extremidade de entrada  $Z_e$ :

$$f_{xea} = \frac{3}{V_{sx}} \cdot \left[ \frac{R'2a}{s} \right] \cdot (I'2e)^2 \quad (3.53)$$

onde a força propulsora  $f_{xea}$  é calculada considerando-se, também, os parâmetros do cee da tabela 3.1, com a introdução da impedância  $Z_e$ . A introdução de  $Z_e$  reduz o valor da tensão sobre o ramo de força e, conseqüentemente, reduz também a força propulsora do modelo.

Uma comparação obtida por simulação entre a força propulsora  $f_{xa}$  (equação 3.45) calculada de acordo com o cee do MIL em arco da tabela 3.1 (sem nenhuma correção) e a força  $f_{xea}$  (equação 3.53), corrigida com o fator  $k_e$ , é apresentada na figura 3.14.

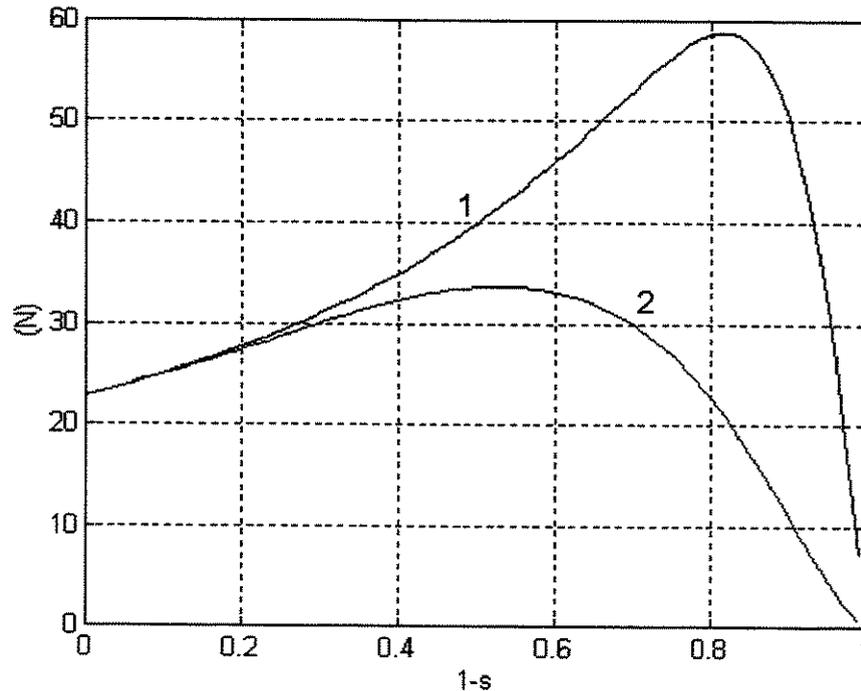


Figura 3.14 - Comportamento da força propulsora para o MIL em arco operando a corrente eficaz constante de 2,12 A em 60 Hz.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força com o efeito de extremidade  $f_{xea}$ .

### 3.7 Determinação da Força Propulsora de um MIL através da Equação de Lorentz:

Através da teoria unidimensional, a densidade de campo magnético no entreferro do MIL [15] pode ser expressa por (equação 2.39):

$$b(x,t) = Bs \cdot \cos\left[\omega \cdot t - \frac{\pi \cdot x}{tp} + \delta_s\right] + B1 \cdot e^{-\frac{x}{\alpha l}} \cdot \cos\left[\omega \cdot t - \frac{\pi \cdot x}{tpe} + \delta_l\right] \quad (3.54)$$

Nesta equação, a densidade de campo magnético é composta por uma primeira parcela denominada fundamental, que representa o comportamento de um MIL sem os efeitos de extremidades. Esta parcela também pode descrever o comportamento da densidade de campo magnético de uma máquina rotativa convencional (sem efeitos de extremidades). A segunda parcela representa uma onda atenuada que tem como origem o efeito longitudinal de extremidade de entrada.

A força propulsora (Força de Lorentz) que impulsiona o MIL na direção do deslocamento horizontal (eixo x) pode ter o seu valor instantâneo [2] [10] determinado por:

$$df = (J_s \times b) \cdot ds \quad (3.55)$$

onde  $J_s$  é a densidade linear de corrente no primário (estator ou indutor) do MIL e  $b$  é a densidade do campo magnético (equação 3.54).

Nos motores em estudo, a lâmina de corrente do estator (densidade linear) produz uma onda fundamental que se desloca na direção positiva do eixo  $x$ , de acordo com a seguinte expressão:

$$J_s = J_{s_{m\acute{a}x.}} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{tp} x\right) \quad (3.56)$$

O valor médio da força propulsora aplicada ao MIL [10] [15], pode ser determinado por:

$$f_{xh} = \frac{c}{2} \int_0^{p \cdot tp} \text{Re} \left[ J_s(x, t) \cdot b(x, t)^* \right] \cdot dx \quad (3.57)$$

onde  $b(x, t)^*$  é o complexo conjugado de  $b(x, t)$ ,  $c$  a largura do estator e o produto  $p \cdot tp$  é o comprimento do estator.

A força propulsora  $f_{xh}$  (equação 3.57) é composta por duas parcelas [10] [15] [27]; uma referente a onda fundamental ( $f_{hf}$ ) e outra criada pela onda de extremidade de entrada ( $f_{he}$ ). Portanto a força propulsora resultante pode ser determinada por:

$$f_{xh} = f_{hf} + f_{he} \quad (3.58)$$

A componente que corresponde à onda fundamental da força propulsora não leva em consideração o Efeito Longitudinal de Extremidade [25] e tem como solução:

$$f_{hf} = \frac{c \cdot p \cdot tp \cdot J_{s_{m\acute{a}x.}} \cdot Bs2}{2} \cdot \cos(\delta s) \quad (3.59)$$

onde  $Bs2$ , dada a seguir, é a amplitude da densidade de campo magnético obtida através da expressão (3.60):

$$Bs2 = \frac{Js_{m\acute{a}x.}}{\left[ \left[ \frac{\pi \cdot g}{tp \cdot \mu_0} \right]^2 + \left[ \frac{1}{\rho c} (s \cdot V_{sx}) \right]^2 \right]^{1/2}}$$

(3.60)

A parcela que caracteriza a presença do Efeito Longitudinal de Extremidade de Entrada pode ser determinada por [14] [27]:

$$f_{he} = Y1 + Y2 \quad (3.61)$$

onde as parcelas  $Y1$  e  $Y2$  são dadas pelas equações (3.80) e (3.81) obtidas a partir das expressões (3.62) a (3.79);

$$Gh = \frac{\mu_0}{\rho c \cdot g} \quad (3.62)$$

$$Ch = -Bs2 \cdot \left[ \frac{\pi \cdot \cos(\delta s)}{Gh \cdot V_{rx} \cdot tp} + \text{sen}(\delta s) \right] \quad (3.63)$$

$$Ah = \frac{-\rho c \cdot Js_{m\acute{a}x.}}{V_{rx}} + Bs2 \cdot \left[ \frac{\pi \cdot \text{sen}(\delta s)}{Gh \cdot tp \cdot V_{rx}} - \cos(\delta s) \right] \quad (3.64)$$

$$Yhe = -V_{rx}^2 + \sqrt{\left[ \left( \frac{4 \cdot ws}{Gh} \right)^2 + V_{rx}^4 \right]} \quad (3.65)$$

$$Yh = Gh \cdot \sqrt{\frac{Yhe}{2}} \quad (3.66)$$

$$Xh = \frac{2 \cdot ws \cdot Gh}{Yh} \quad (3.67)$$

$$ahh = \frac{2}{Xh - Gh \cdot V_{rx}} \quad (3.68)$$

$$tpeh = \frac{2 \cdot \pi}{Yh} \quad (3.69)$$

$$hir1 = 1 + \frac{1}{Gh \cdot V_{rx} \cdot ahh} \quad (3.70)$$

$$hir2 = \frac{\pi}{Gh \cdot V_{rx} \cdot tpeh} \quad (3.71)$$

$$dtaeh = a \tan \left[ \frac{Ch \cdot hir1 - Ah \cdot hir2}{Ah \cdot hir1 - Ch \cdot hir2} \right] \quad (3.72)$$

$$Be2 = \frac{Ch}{hir1 \cdot \text{sen} [dtaeh + hir2 \cdot \cos(dtaeh)]} \quad (3.73)$$

$$Bt2r = \sqrt{Bs2 \cdot \cos(\delta s) + Be2 \cdot \cos(dtaeh)} \quad (3.74)$$

$$Bt2i = \sqrt{Bs2 \cdot \text{sen}(\delta s) + Be2 \cdot \text{sen}(dtaeh)} \quad (3.75)$$

$$Bt2 = \sqrt{Bt2r + Bt2i} \quad (3.76)$$

$$deltah2 = \pi - (\delta s - dtaeh) \quad (3.77)$$

$$tt = \frac{1}{\frac{1}{tp} - \frac{1}{tpeh}} \quad (3.78)$$

$$\det 1 = a \tan \left( \frac{-tt}{ahh \cdot \pi} \right) \quad (3.79)$$

e finalizando:

$$Y1 = \frac{c \cdot J_{s_{m\acute{a}x}} \cdot Be^2}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{tt \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{tt}{ahh \cdot \pi}\right)^{1/2}}} \quad (3.80)$$

$$Y2 = e^{\left(\frac{p \cdot tp}{ahh}\right)} \cdot \text{sen} \left[ \left(\frac{\pi \cdot p \cdot tp}{tt}\right) + dtaeh + \text{det}1 \right] - \text{sen}(dtaeh + \text{det}1) \quad (3.81)$$

Para o MIL de disco e para o MIL em arco, o comportamento das duas parcelas que compõem a força propulsora  $f_{xh}$  (equação 3.58), obtido por simulação, pode ser observado nas figura 3.15 e 3.16 onde pode-se notar a atuação negativa da força  $f_{he}$  (amplitude contrária em relação à da força fundamental  $f_{hf}$ ). Cabe aqui observar-se que todo este equacionamento desenvolvido (força de Lorentz), não leva em conta os parâmetros do circuito elétrico equivalente.

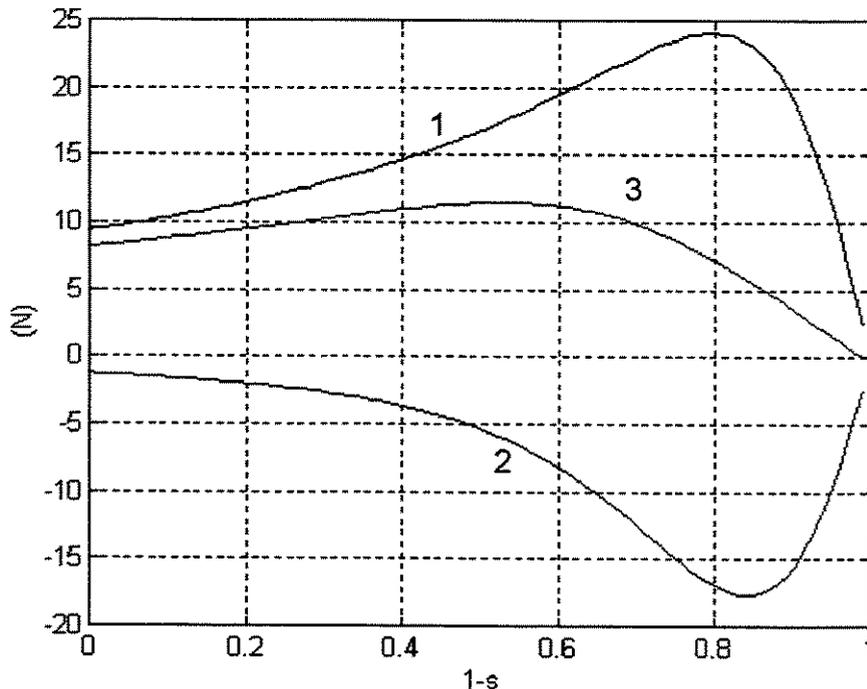


Figura 3.15- Comportamento das parcelas da força propulsora  $f_{xh}$ , para o MIL de disco operando a corrente eficaz constante de 5,0 A em 60 Hz.

- 1 - força propulsora fundamental  $f_{hf}$  ;
- 2 - força devido ao efeito de extremidade  $f_{he}$ .
- 3 - força propulsora resultante  $f_{xh}$  .

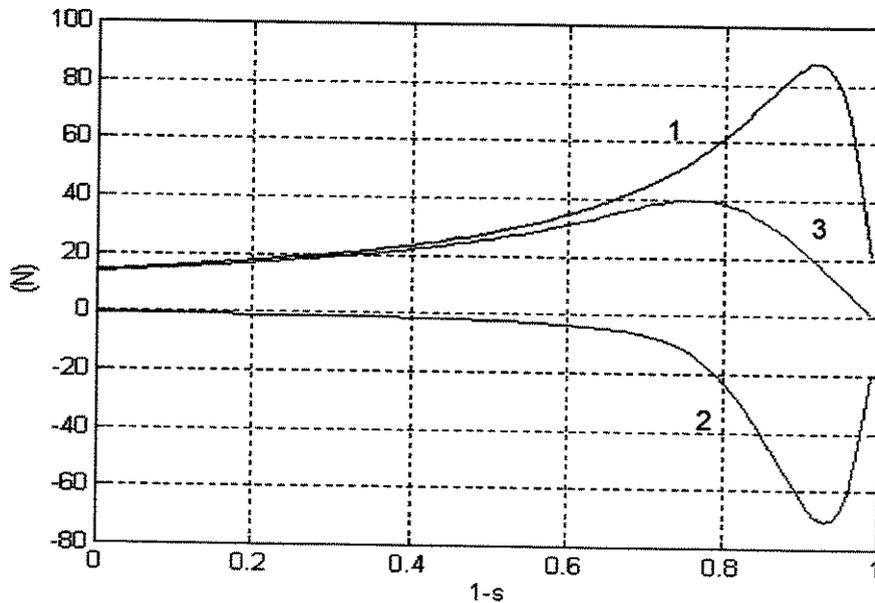


Figura 3.16- Comportamento das parcelas da força propulsora  $f_{xh}$ , para o MIL de arco operando a corrente eficaz constante de 2,12 A em 60 Hz.

- 1 - força propulsora fundamental  $f_{hf}$  ; 2 - força devido ao efeito de extremidade  $f_{he}$ .  
3 - força propulsora resultante  $f_{xh}$ .

Uma comparação obtida por simulação para o MIL de disco, entre a força propulsora determinada através do fator  $k_e$ ,  $f_{xe}$  (equação 3.43) e a força de Lorentz  $f_{xh}$  (equação 3.50), pode ser observada na figura 3.17.

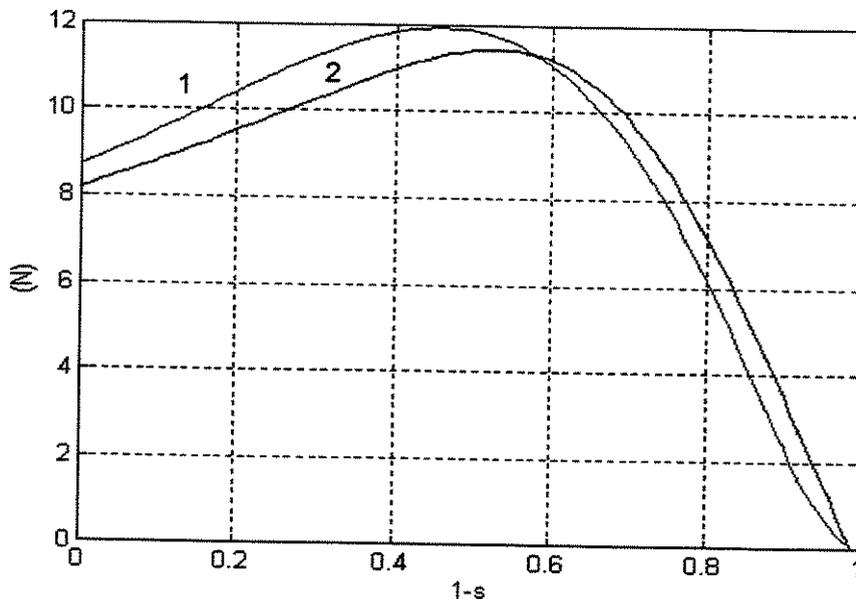


Figura 3.17 - Comportamento da força propulsora para o MIL de disco operando a corrente eficaz constante de 5,0 A em 60 Hz.

- 1 - força propulsora  $f_{xe}$  ; 2 - força propulsora  $f_{xh}$ .

Através da simulação da figura 3.17, pode-se observar um comportamento muito semelhante entre as forças propulsoras  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$  para o MIL de disco.

Para o MIL em arco, a figura 3.18 apresenta uma comparação obtida por simulação entre o comportamento das força propulsoras;  $f_{xg}$  que leva em conta o fator de qualidade (equação 3.46) aplicado ao cee convencional (figura 3.11);  $f_{xea}$  (equação 3.53) que considera a impedância de efeito longitudinal de extremidade de entrada aplicada ao cee (figura 3.13) e  $f_{xh}$  determinada sem a utilização dos parâmetros do cee (equação 3.58).

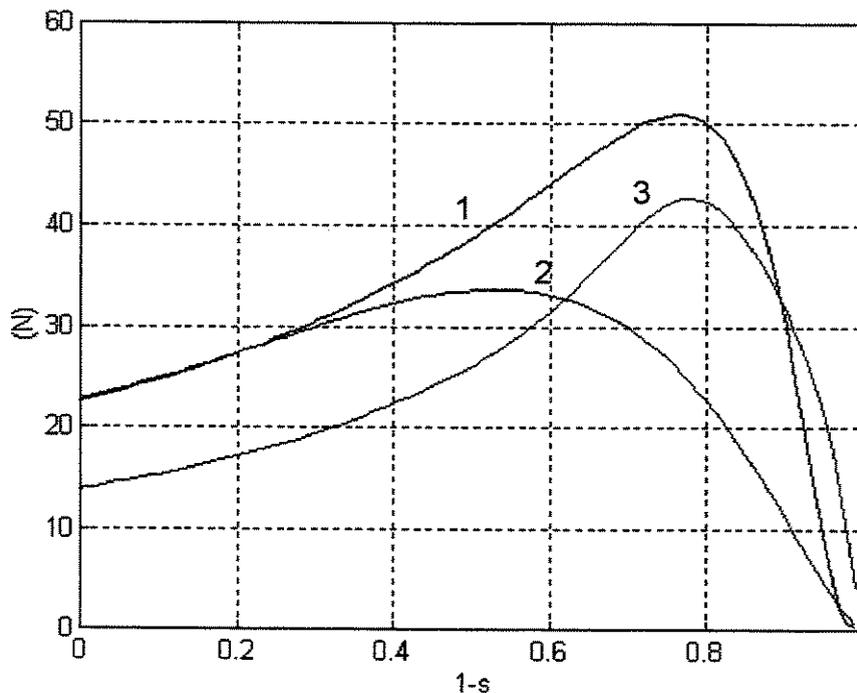


Figura 3.18 - Comportamento da força propulsora para o MIL de arco operando a corrente eficaz constante de 2,12 A em 60 Hz.

1 - força propulsora  $f_{xg}$ ; 2 - força propulsora  $f_{xea}$ ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

Conforme pode ser observado através da figura 3.18 para o MIL de arco, as forças apresentam comportamentos diferentes e no capítulo 6 estas forças obtidas por simulação poderão ser comparadas com os valores experimentais obtidos.

### 3.8 Considerações:

O decréscimo verificado no valor da força propulsora  $f_{xe}$  para o MIL plano é determinado considerando-se os fatores  $K_s$  e  $K_e$ . Em termos de circuito elétrico

equivalente, isto pode ser justificado pela diminuição no valor da corrente  $I'2e$ , circulante no ramo de força.

O MIL plano de disco tem uma característica construtiva típica de um motor linear com uma estrutura aberta no seu estator (que poderá ser melhor observada através das figuras apresentadas no capítulo 6).

Esta estrutura planificada e aberta do seu estator proporciona uma forte presença do efeito longitudinal de extremidade de entrada e conseqüentemente a força propulsora  $f_{xe}$ , que considera este efeito (equação 3.43), resulta bastante atenuada (figura 3.10) em comparação a força  $f_x$  (equação 3.27) obtida com os parâmetros do cee convencional (figura 3.6).

O MIL plano de disco possui um secundário móvel (linor) de alumínio (material não ferromagnético e caracterizado no cee como uma resistência no ramo de força) e isto pode explicar o comportamento bastante semelhante entre as forças  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$  obtido nas simulações (figura 3.17).

Por outro lado o MIL em arco tem a sua natureza construtiva derivada de um motor rotativo convencional (ver detalhes construtivos no capítulo 6), portanto não é um motor linear típico (figura 3.12, onde as forças  $f_{xa}$  e  $f_{xg}$ , divergem muito pouco). Assim sendo, o efeito longitudinal de extremidade de entrada para o MIL em arco, aparece com uma atuação mais moderada quando comparado com o MIL plano de disco.

Além disto o rotor do MIL em arco é praticamente um rotor de um motor de indução rotativo convencional e portanto o cee convencional (figura 3.11) considera a existência de uma resistência e uma indutância.

Estes aspectos particulares do MIL em arco podem explicar os comportamentos diferentes das forças  $f_{xg}$ ,  $f_{xea}$  e  $f_{xh}$  obtidas por simulação (figura 3.18).

## CAPÍTULO 4

### O INVERSOR FONTE DE TENSÃO OPERANDO A CORRENTE CONSTANTE

#### 4.1 Introdução:

De modo a possibilitar o estudo do comportamento do MIL operando com velocidade variável, portanto alimentado com frequências diferentes, desenvolveu-se um inversor trifásico para o acionamento do motor. Com o objetivo de viabilizar o acionamento desejado para o MIL o inversor deve:

- i) Alimentar as fases do estator de forma independente e com correntes equilibradas;
- ii) Monitorar a corrente de cada fase com um sensor de efeito Hall, de modo a manter a sua forma de onda senoidal e seu valor eficaz constante.
- iii) Possibilitar uma ampla variação na frequência da corrente solicitada pelo motor, porém mantendo-se o valor eficaz constante;

Desta maneira construiu-se um inversor cujo controle foi elaborado com circuitos analógicos e digitais, de modo a manter a precisão na sua operação.

A etapa de potência foi desenvolvida com transistores do tipo IGBT, onde a frequência máxima de chaveamento foi limitada de forma digital em 8 kHz.

O diagrama de blocos do inversor acima descrito é mostrado a seguir, na figura 4.1.

A estrutura de controle da corrente opera estabelecendo uma comparação, por exemplo entre a corrente de referência,  $i_a^*$  da fase A, gerada pelo microcontrolador 87C51, e a corrente instantânea do motor,  $i_a$ .

Desta comparação, são produzidos os sinais de comando para o disparo dos transistores IGBT 's, que operam como chaves semicondutoras totalmente controladas.

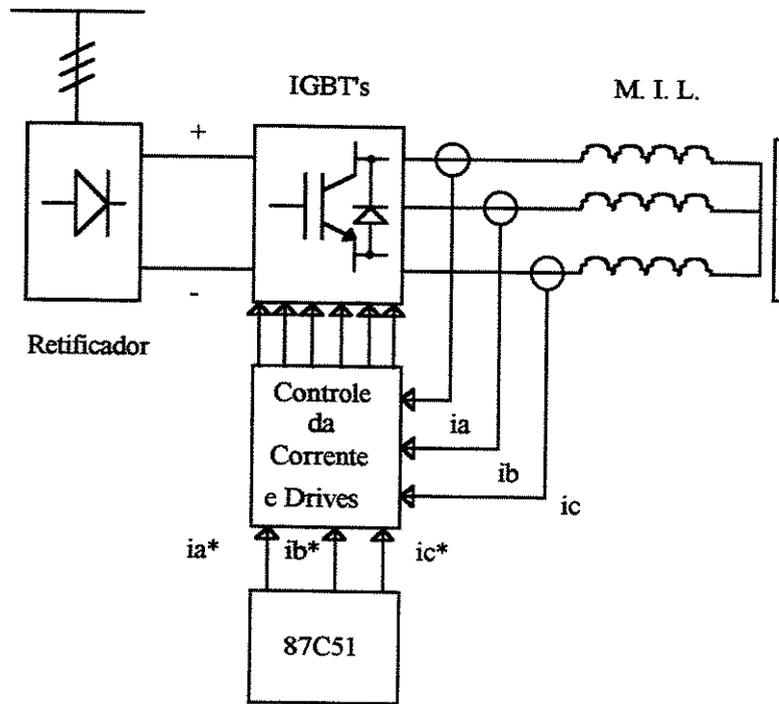


Figura 4.1 - Diagrama de blocos do inversor a corrente constante.

#### 4.2 Detalhes Construtivos do Inversor:

A fonte de alimentação em tensão contínua do inversor é formada por uma ponte retificadora de onda completa (SKD 31/04), com filtro constituído por capacitores eletrolíticos, formando assim uma fonte simétrica de valor ajustável através de um variac trifásico, ligado à fonte de tensão senoidal da rede trifásica de 127 V eficaz por fase em 60 Hz.

O valor da tensão contínua de saída do retificador foi, inicialmente, definido pela simulação do modelo unidimensional obtido pelo circuito elétrico equivalente. Considerou-se corrente eficaz constante de 2,8 A para o MIL plano e 2,12 A para o MIL em arco, e frequências de 20 a 60 Hz, conforme o procedimento detalhado no capítulo seguinte.

Os detalhes da fonte de alimentação, assim como da etapa de potência com as chaves semicondutoras controladas ( 6 transistores do tipo IGBT) são mostrados na figura 4.2.

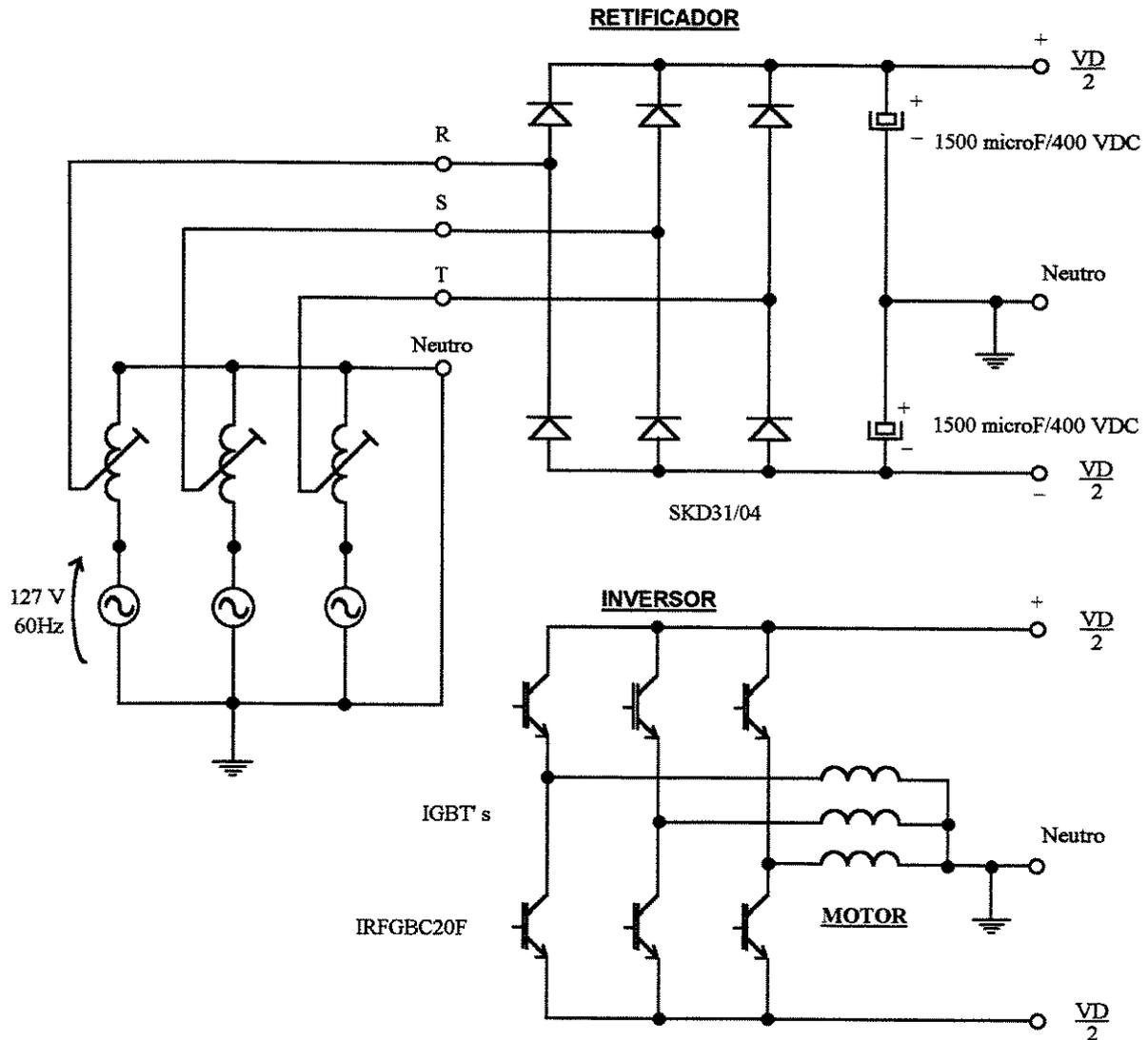


Figura 4-2 - Fonte de alimentação do inversor e etapa de potência simplificada.

Para a geração das referências senoidais das correntes, inicialmente desenvolveu-se um circuito com base num gerador senoidal.

O gerador cria a forma de onda da corrente da fase A, que serve de referência para as demais fases (defasadas de + ou - 120°, em relação à fase A), criadas com o auxílio de amplificadores operacionais, configurados como diferenciadores.

Neste sistema inicial, o controle da forma de onda da corrente é efetuado com o auxílio de um osciloscópio. Através da forma de onda lida no osciloscópio definia-se a amplitude (portanto, o valor eficaz) e a frequência da corrente de referência da fase A.

As dificuldades na geração das referências senoidais, utilizando-se este sistema com um gerador de frequências, foram as seguintes:

i) O gerador utilizado fornece apenas uma das tensões de referência, no caso, a tensão da fase A;

ii) As outras tensões de referências, respectivamente, das fases B e C, foram criadas a partir da tensão do gerador senoidal, com o auxílio de amplificadores operacionais atuando com diferenciadores, possibilitando os defasamentos de  $120^\circ$  entre as referências;

iii) A cada mudança na frequência das tensões de referência, era necessário um novo ajuste nos parâmetros dos operacionais para que os defasamentos fossem mantidos nos  $120^\circ$  desejados.

Estas dificuldades praticamente inviabilizaram esta solução inicial para a geração das referências senoidais.

Diante disto e com o objetivo de possibilitar um controle preciso, bem como contemplar utilizações futuras em circuitos de acionamento com interfaceamento que não requeira o uso de um gerador e um osciloscópio, desenvolveu-se um sistema de geração de referências com base em um microcontrolador 87C51, e que será mais detalhado no próximo item deste capítulo.

O controle da corrente no inversor é determinado pela operação do comparador por histerese mostrado na figura 4.3.

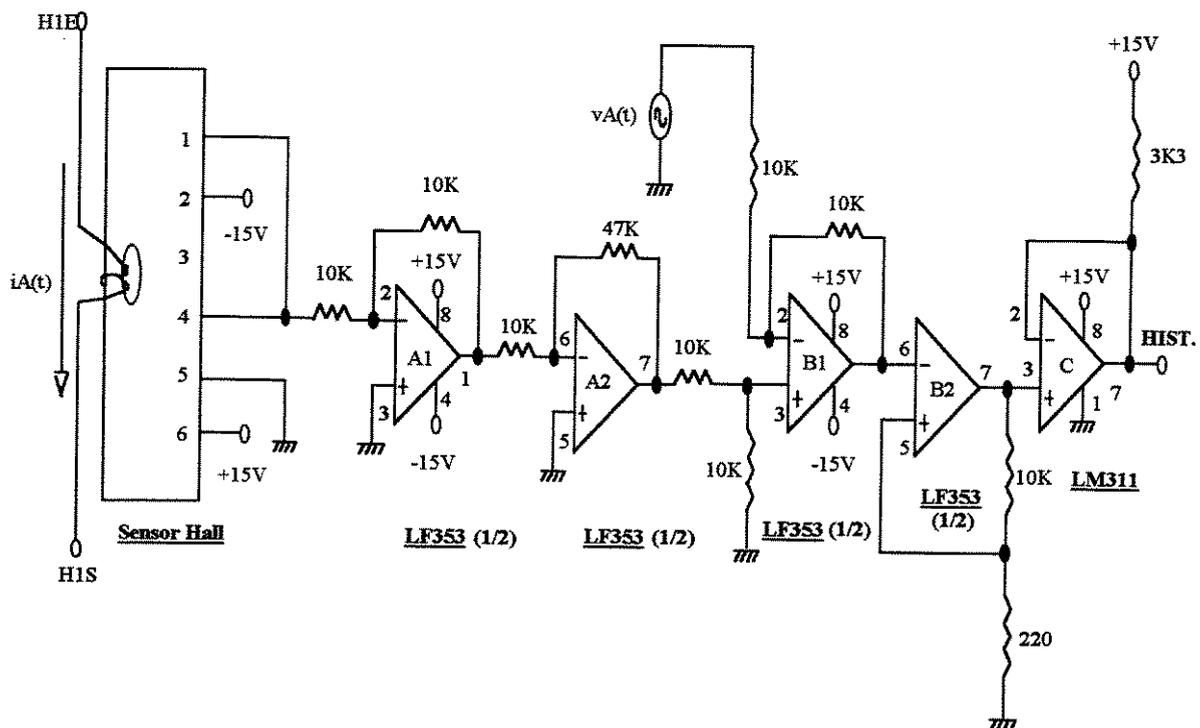


Figura 4.3 - Comparador por histerese com amplificadores operacionais da fase A.

De acordo com o circuito acima, a entrada inversora do amplificador operacional B1 é alimentada com a tensão senoidal de referência da fase A,  $v_A(t)$  gerada pelo circuito associado ao microcontrolador. Este sinal é comparado com aquele proveniente do sensor Hall (modelo LEM LTA 50P/SP-1) da fase A, que irá monitorar o valor instantâneo  $i_A(t)$  da corrente da fase A, sinal este que será tratado pelos amplificadores operacionais A1 e A2.

O controle da histerese é realizado pelo operacional B2. Convém destacar que, por exemplo, os operacionais B1 e B2, pertencem ao mesmo circuito integrado (LF 353), assim como os operacionais A1 e A2.

O circuito de monitoramento da corrente com sensor Hall é mostrado na figura 4.4, juntamente com um detalhe de um ramo do inversor (fase A), onde estão representados o par de transistores IGBT's T 11 e T 12 (modelo IRGBC20F), os diodos de "feedback" (diodos D1 e D2) e o circuito de auxílio à comutação ("voltage clamp circuit") [28], formado pelos indutores L1 e L2, pelos diodos D3 e D4, capacitores C1 e C2 e resistores R1 e R2. Todos os diodos empregados (D1 a D6), são diodos rápidos tipo APT15D60K.

No inversor são empregados 3 circuitos idênticos ao da figura 4.4, um para cada fase do motor.

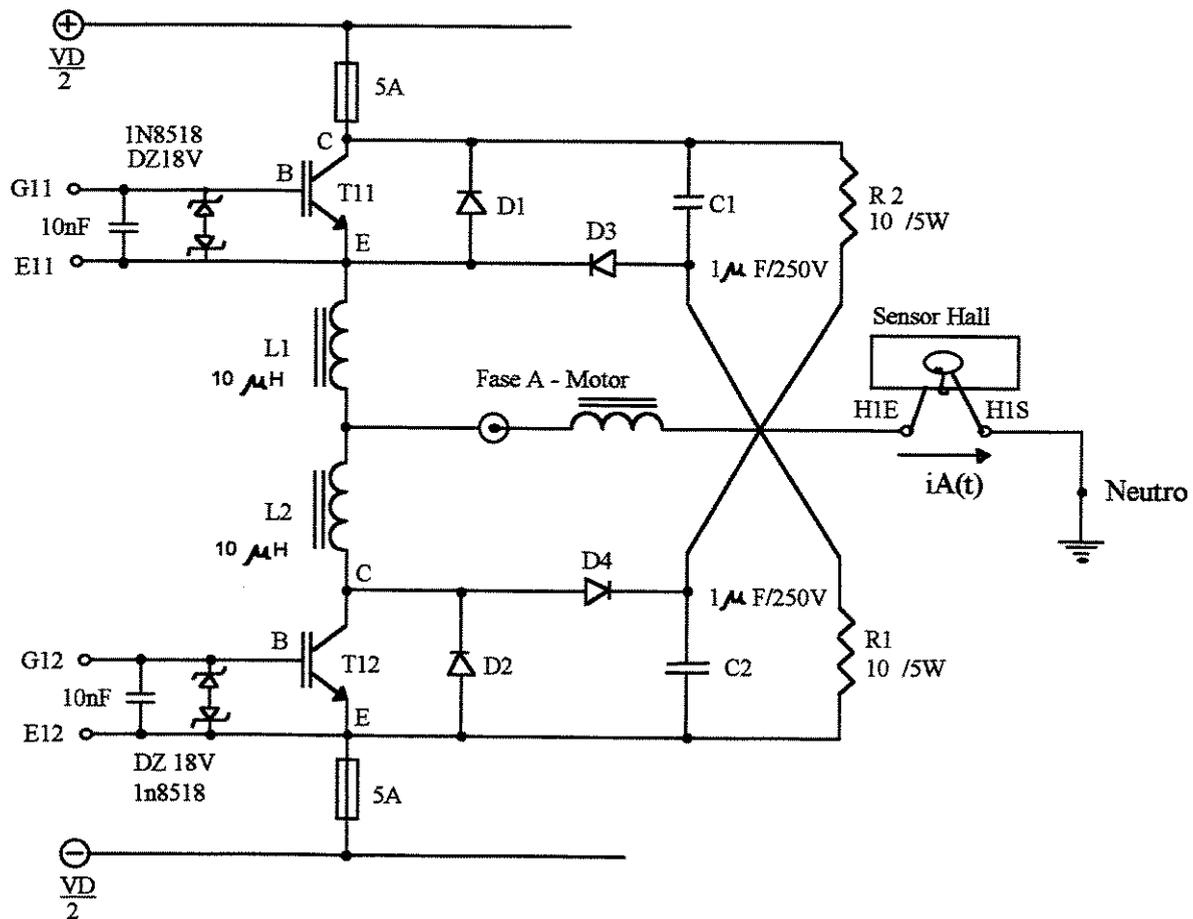


Figura 4.4 - Circuito de monitoramento da corrente da fase A, com sensor Hall e detalhe de um ramo da etapa de potência do inversor.

Desta forma, para o circuito da figura 4.3, sempre que o valor da corrente instantânea, lida através do sensor Hall, for diferente daquele da referência  $v_A(t)$  gerada pelo circuito do microcontrolador, o operacional B2 irá mudar de estado (sua



O circuito limitador da máxima frequência de chaveamento opera com um oscilador astável ("clock" de frequência igual a 8 kHz), construído com um circuito integrado LM 555 e um flip-flop tipo D (CD 4013).

O flip-flop tipo D somente transfere o sinal de controle vindo do comparador de histerese quando ocorrer a transição negativa do "clock", gerado pelo oscilador astável.

Portanto, com o circuito da figura 4.5, garante-se que, mesmo em baixas frequências de operação, a frequência máxima de chaveamento dos transistores de potência não ultrapasse os 8 kHz [29].

Desta forma, os circuitos integrados CD 4013 e LM 555 criam um sinal modulado por largura de pulso (PWM), que ainda precisa ser associado a uma lógica de geração de tempo morto [30], antes de gerar os comando de disparo dos transistores T 11 e T 12.

Este tempo morto é necessário para evitar uma possível condução simultânea dos transistores T 11 e T 12, o que levaria a fonte contínua simétrica  $V_d/2$  a um curto-circuito. No circuito da figura 4.5, este tempo é de aproximadamente 20  $\mu$ s.

Assim, o sinal PWM da figura 4.5 é ligado a um circuito gerador de tempo morto, formado pelo circuitos integrados CD 4528, 4070 e 40106.

As duas portas do circuito integrado 4070 são utilizadas para a introdução de um atraso no sinal PWM, compatível com o atraso do monoestável CD 4528 e o inversor 40106 cria o comando adequado para o transistor T 12.

Comutações mais favoráveis para os transistores de potência ocorrem quando da operação em frequências mais elevadas (maiores que 60 Hz).

É de se esperar que, para frequências superiores a 60 Hz, o inversor tenha dificuldade em manter a corrente no motor senoidal, particularmente para o acionamento do MIL em arco, podendo levar a forma de onda da mesma para um formato triangular.

Nestas condições, a forma de onda da tensão instantânea do M.I.L. em arco deve ser praticamente quadrada. Para frequências superiores a 60 Hz, portanto, e para o MIL em arco, será necessário aumentar-se o valor de  $V_d$ , para que a corrente ainda se mantenha senoidal e com o valor eficaz de 2.12 A.

Os sinais de comando PG 11 e PG 12 do circuito da figura 4.5 agora são conectados ao circuito de disparo dos transistores ("driver"), o qual é mostrado na figura 4.6.

O inversor emprega 6 circuitos idênticos ao da figura 4.5, todos com fontes de alimentações separadas (+5 VCC e +15 VCC), sendo utilizado, portanto, um circuito para cada transistor de potência.

Para garantir a isolação entre os circuitos de controle e de potência do inversor, desenvolveu-se, então, um circuito de disparo empregando-se os optoacopladores 4N25.

Outro cuidado empregado no "driver" de disparo do IGBT foi a utilização de um circuito de "interlock" digital, que possibilita o intertravamento entre os transistores T 11 (ligado a tensão  $+V_d/2$ ) e T12 (ligado a tensão negativa  $-V_d/2$ ) de cada ramo do inversor, impossibilitando-se, assim, um comando simultâneo destes transistores.

Este intertravamento é também necessário, para evitar a possibilidade de um "curto-circuito" na fonte contínua simétrica, sendo o "interlock" digital realizado pelo integrado DS0026.

O circuito de intertravamento utilizado é mostrado na figura 4.6.

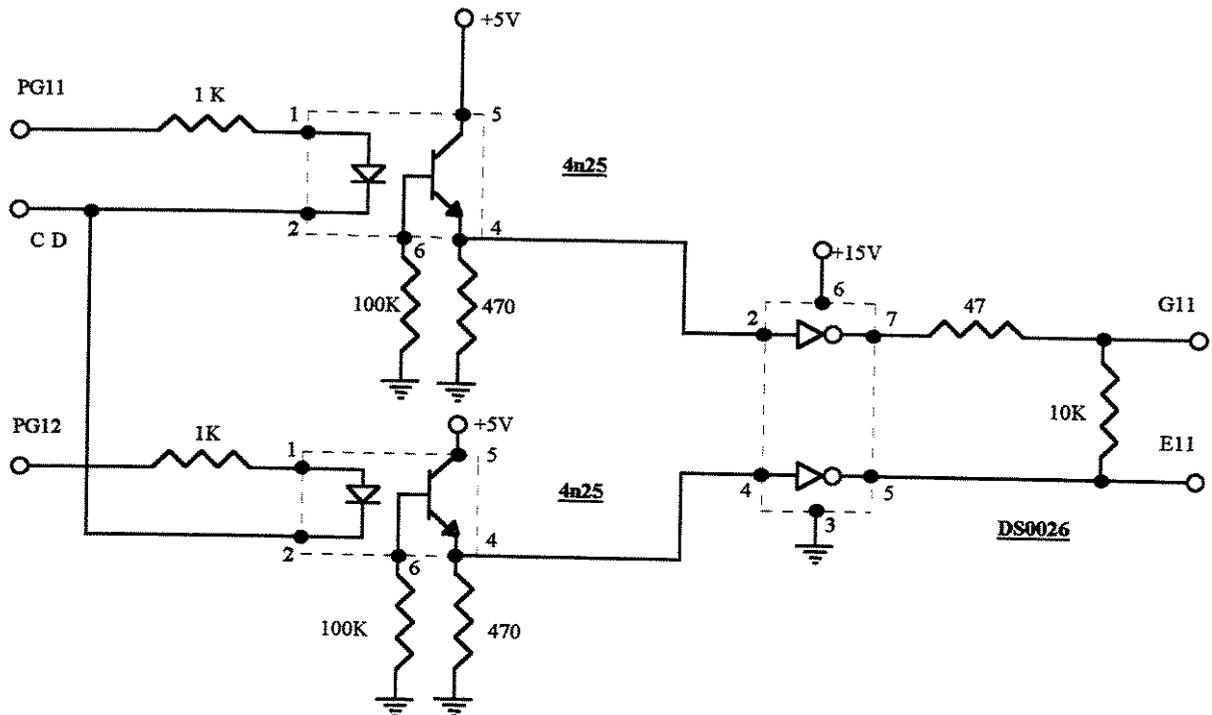


Figura 4.6 - Circuito de "driver" e "interlock" digital para o transistor T 11.

No inversor, são utilizados 6 circuitos idênticos ao da figura 4.6, uma para cada transistor de potência.

A ponte de transistores, constituída por 3 ramos (iguais ao da figura 4.4), está ligada ao motor numa conexão em estrela. Portanto, cada fase irá operar de forma independente, de modo semelhante a três circuitos monofásicos.

Todas as fontes de alimentação dos circuitos implementados (+ 5 VCC, +15 VCC e +15 VCC), por simplificação, foram omitidas nos desenhos anteriores.

### 4.3 O Microcontrolador como Gerador das Referências Senoidais:

Para a construção das referências senoidais, utilizou-se o microcontrolador 87C51 de 8 bits, com a sua Eprom programada para a geração de um sinal que possui características senoidais e frequência variável. O sinal gerado pelo microcontrolador alimenta um conversor digital-analógico e o sinal assim obtido é condicionado por amplificadores operacionais, que possibilitam o ajuste da amplitude desejada para a corrente que irá circular pelo MIL.

No microcontrolador de 12 MHz, foram empregadas duas portas para a geração dos sinais senoidais com defasagem de  $120^\circ$  e a outra porta restante utilizou-se como entrada das microchaves. Cada combinação empregada nas microchaves define uma frequência da senóide de referência de 20 até 100 Hz, com variações de 5 em 5 Hz, de acordo com a tabela 4.1.

Estabeleceu-se em 100 Hz a máxima frequência das referências e, para a reprodução de forma digital de um ciclo completo do sinal senoidal, empregou-se 36 pontos. Portanto é necessário que o microcontrolador realize todas as tarefas de controle em um tempo inferior à 1 ms.

Tabela 4.1 - Combinação das microchaves

S1	S2	S3	S4	S5	FREQÜÊNCIA (Hz)	VALOR INICIAL DO CONTADOR
		00000			20	FA92H
		00001			25	FBA8H
		00010			30	FC74H
		00011			35	FCF1H
		00100			40	FD5EH
		00101			45	FDABH
		00110			50	FDEFH
		00111			55	FE1DH
		01000			60	FE39H
		01001			65	FE65H
		01010			70	FE86H
		01011			75	FE9FH
		01100			80	FEBFH
		01101			85	FECDH
		01110			90	FEE3H
		01111			95	FEF3H
		11111			100	FEFFH

O circuito implementado com o microcontrolador é mostrado na figura

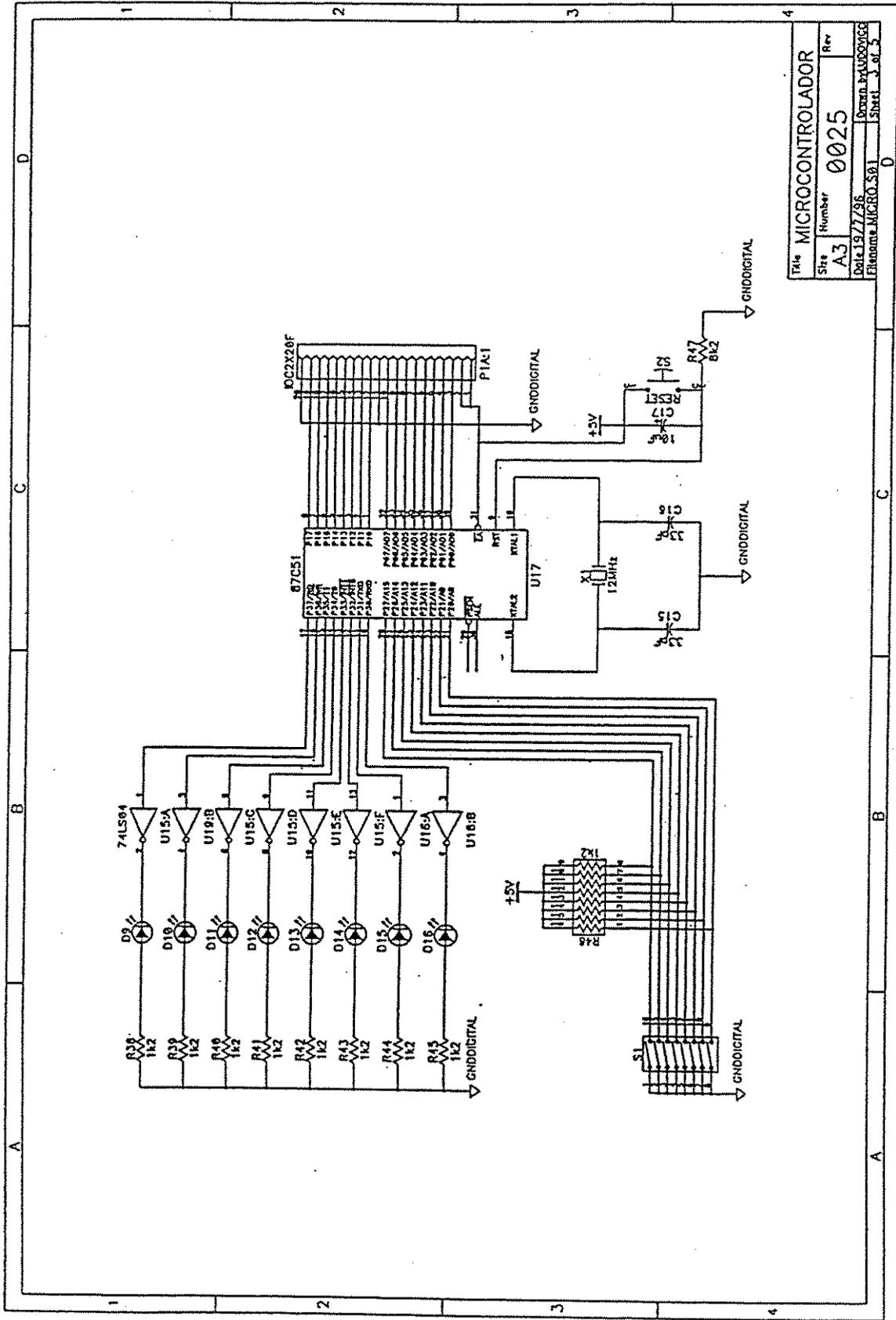


Figura 4.7 - Microcontrolador e microchaves.

A programação implementada [31] [32] foi realizada em "Assembler" da família 8051, com uma estrutura que consiste em gravar-se na Eprom 36 pontos de uma senóide e variar-se a freqüência da senóide através da alteração dos tempos de interrupção do microcontrolador.

Desta forma, em função das características do conversor A/D empregado, criou-se uma tabela que estabelece uma relação entre a amplitude de uma onda senoidal e a variação da amplitude de saída do A/D, associando-se ainda o correspondente valor da tensão em hexadecimal, conforme a tabela 4.2.

O valor correspondente em hexadecimal foi alocado em uma área da memória ROM, com início no endereço 003FH, indo até o endereço 00A8H, conforme o programa do Apêndice I, sendo que os demais pontos do programa são auxiliares para produzir a defasagem de  $120^\circ$ .

O cálculo das interrupções está relacionado com a freqüência da operação do microcontrolador (12 MHz) e o arredondamento nos cálculos leva a uma conseqüente imprecisão no sinal de saída.

Como exemplo deste cálculo, considere-se a criação de uma senóide na freqüência de 60 Hz; como a senóide foi dividida em 36 pontos (tabela 4.2) e cada período equivale, portanto, à 16,6667 ms a cada 0,8333 ms é gerado um ponto. Desta forma, o contador do microcontrolador deve encontrar a contagem referente a 0,8333 ms.

Sendo a freqüência de operação ("clock"), igual a 12 MHz, tem-se um pulso de "clock" a cada 0,08333  $\mu$ s. Para o relógio, o "clock" é dividido por doze e assim tem-se um pulso no relógio para cada 0,9996  $\mu$ s. Então, para efetuar-se uma contagem de 0,8333 ms são necessárias 833,633 contagens, ou aproximadamente 834 contagens.

A precisão no cálculo das interrupções deve considerar o valor dos ciclos de máquina de cada função.

Para a geração da segunda senóide de referência, defasada de  $120^\circ$ , o programa deve fazer com que a segunda porta seja sempre alimentada com pontos defasados de  $120^\circ$ , com relação à primeira porta, conforme pode ser observado no programa do Apêndice I.

A terceira senóide de referência, defasada de  $240^\circ$  em relação à primeira, é construída pela composição da primeira com a segunda, através de amplificadores operacionais, de acordo com a figura 4.8.

Tabela 4.2 - Relação entre as amplitudes de uma senóide e seus valores correspondentes em hexadecimal.

ÂNGULO (GRAUS)	SENO	HEXADECIMAL D/A
0	0,0000	7FH
10	0,1736	94H
20	0,3420	AAH
30	0,5000	BFH
40	0,6428	D0H
50	0,7660	E1H
60	0,8660	EEH
70	0,9397	F7H
80	0,9848	FCH
90	1,0000	FFH
100	0,9848	FCH
110	0,9397	F7H
120	0,8660	EEH
130	0,7660	E1H
140	0,6428	D0H
150	0,5000	BFH
160	0,3420	AAH
170	0,1736	94H
180	0,0000	7FH
190	0,1736	94H
200	0,3420	AAH
210	0,5000	BFH
220	0,6428	D0H
230	0,7660	E1H
240	0,8660	EEH
250	0,9397	F7H
260	0,9848	FCH
270	1,0000	FFH
280	0,9848	FCH
290	0,9397	F7H
300	0,8660	EEH
310	0,7660	E1H
320	0,6428	D0H
330	0,5000	BFH
340	0,3420	AAH
350	0,1736	94H

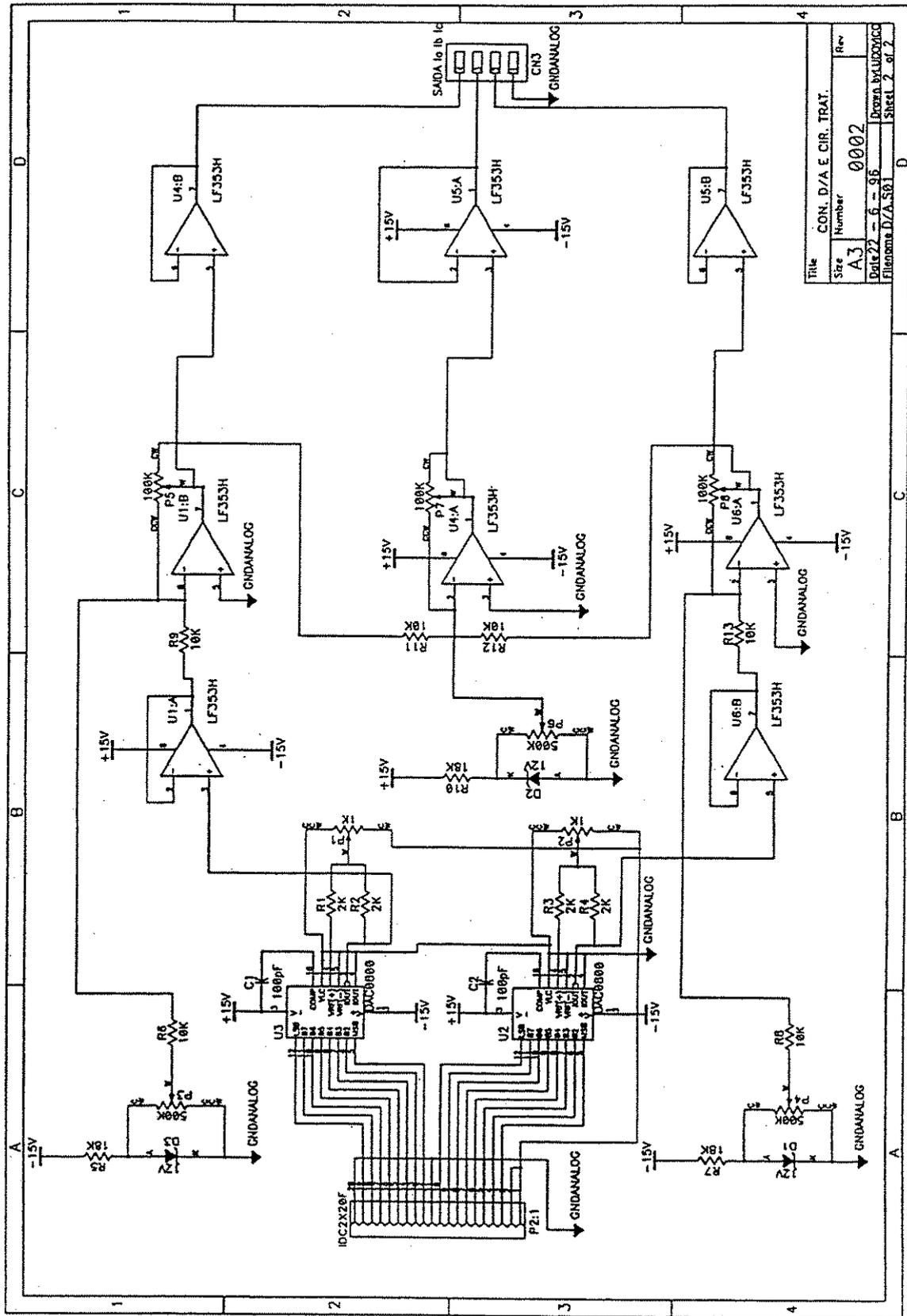


Figura 4.8 - Operacionais que condicionam os sinais de saída do microcontrolador.

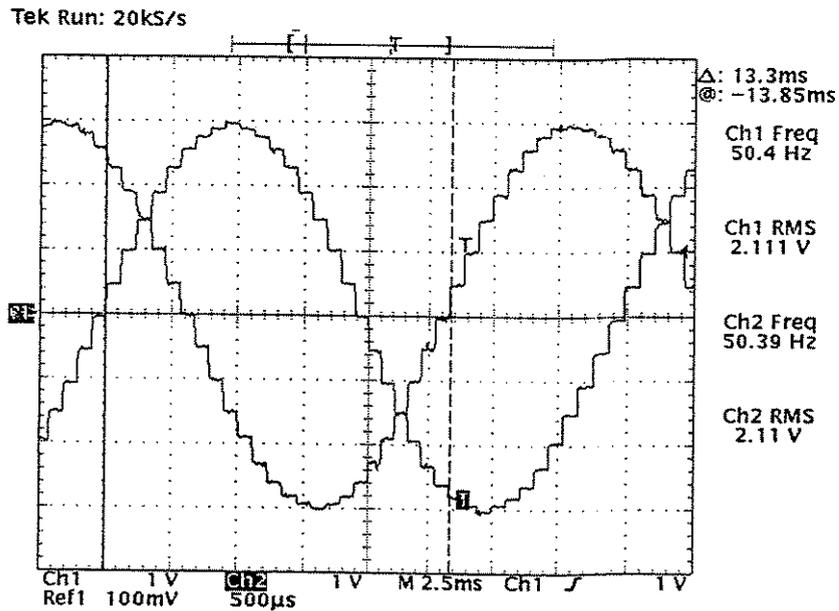
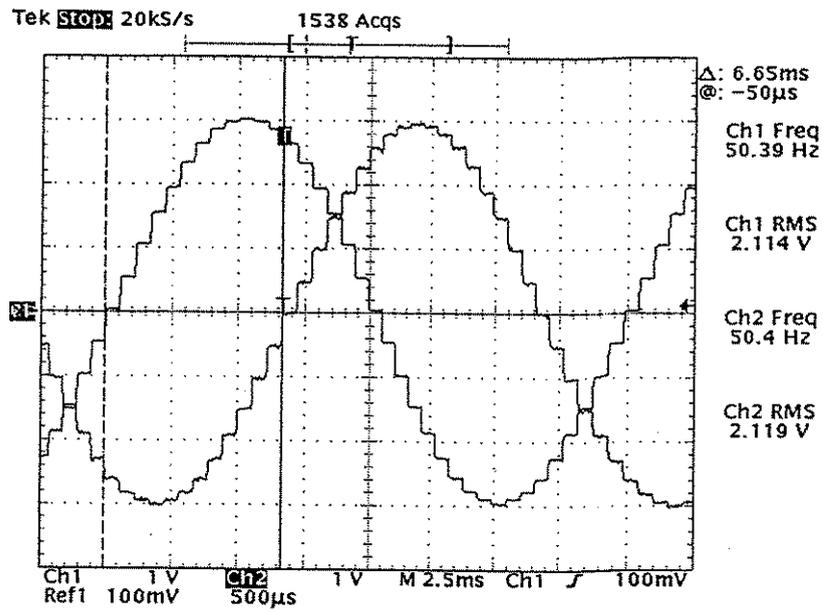


Figura 4.9 - Formas de onda das tensões de referências.

As formas de onda de saída do circuito de geração de referências das figura 4.8 , são apresentadas na figura 4.9 e 4.10.

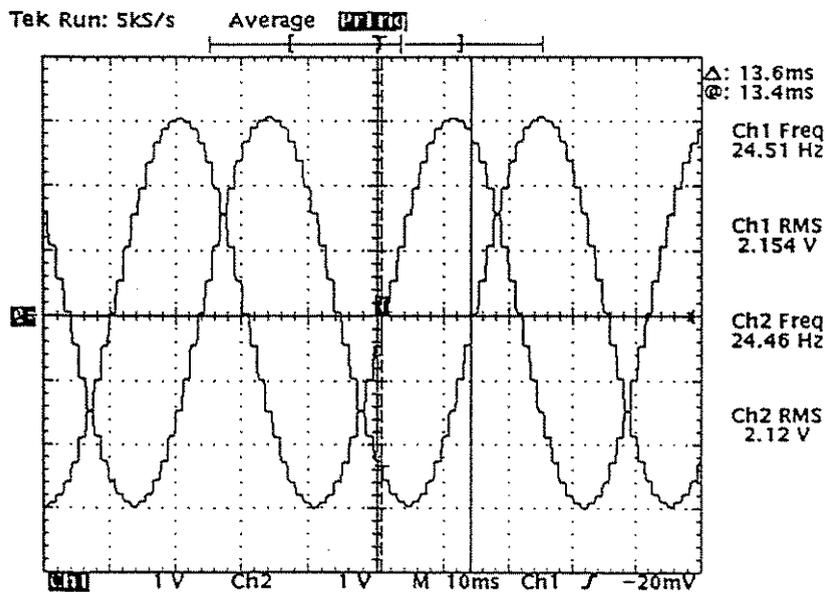
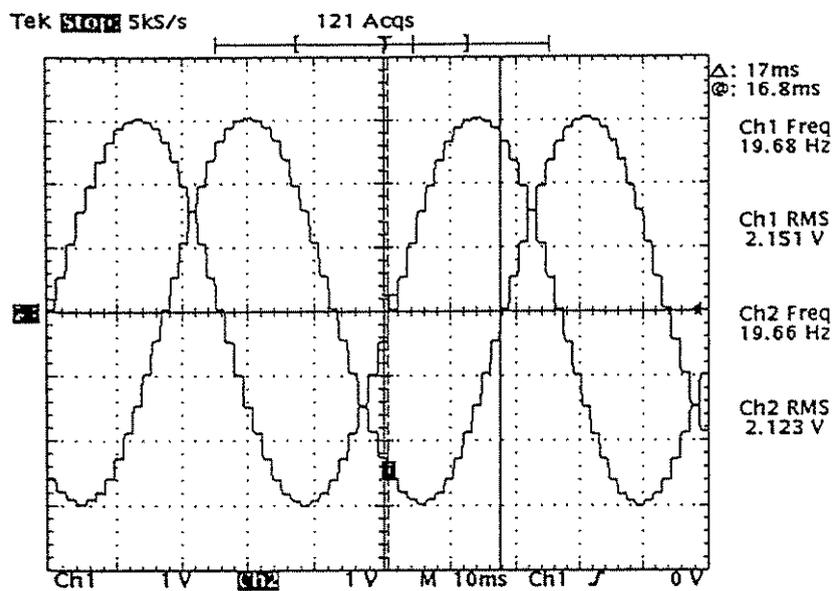


Figura 4.10 - Formas de onda das tensões de referências.

De acordo com a figura 4.8, as saídas digitais do microcontrolador alimentam dois conversores D/A de 8 bits (DAC 0800) que geram os sinais analógicos correspondentes às senóides de referências das fases A e B.

Como os sinais de saída do microcontrolador tem valores entre 0 e + 5 V, é necessário tratar estes sinais para que os mesmos tenham variações alternadas e simétricas, assim como efetuar os necessários ajustes de "off-set".

As formas de onda agora, alternadas e simétricas, formam as tensões de referências das fases A e B que serão somadas para a geração da senóide de referência da fase C [ $v_C(t) = -v_A(t) - v_B(t)$ ].

A frequência das senóides de referências é controlada pela combinação das microchaves, enquanto as amplitudes das senóides são controladas pelos ajustes nos potenciômetros de controle de ganho dos operacionais.

#### 4.4 Considerações:

O inversor assim construído possibilita o acionamento do MIL de acordo com a técnica proposta, onde as correntes instantâneas do motor são totalmente monitoradas.

As formas de onda das correntes no motor são mantidas senoidais equilibradas e com valores eficazes mantidos constantes, de acordo com as referências trifásicas geradas.

Portanto, para que o motor seja acionado com uma corrente eficaz de 2,12 A em 60 Hz, por exemplo, as microchaves da figura 4.7 devem estar com a combinação 01000, ou seja, somente a microchave S2 deve estar ligada (tabela 4.1) e os operacionais da figura 4.8 devem gerar as tensões senoidais  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  equilibradas e simétricas, defasadas de  $120^\circ$  entre si e cada uma, com um valor eficaz de 2,12 A.

O motor, acionado nas condições acima impostas, irá operar com uma força propulsora de valor previsível, através do modelo unidimensional desenvolvido no capítulo 3. Este considera o circuito elétrico equivalente corrigido pelos efeitos de extremidade longitudinal de entrada e transversal de borda.

## CAPÍTULO 5

### SIMULAÇÕES DO COMPORTAMENTO DA FORÇA PROPULSORA E SIMULAÇÕES DA OPERAÇÃO DO INVERSOR

#### 5.1 Introdução:

Para as simulações do comportamento da força propulsora desenvolvida pelo MIL plano de disco e pelo MIL em arco, ambos operando com corrente constante, desenvolveram-se programas simuladores através do "software" MATLAB. São definidos os parâmetros de operação do motor, tais como corrente eficaz de operação, frequência e dados relativos ao circuito elétrico equivalente, acrescidos das correções pelo efeito de extremidade longitudinal de extremidade de entrada e pelo efeito transversal de bordas, dentro do modelo unidimensional para a densidade de campo magnético.

Desta maneira, são obtidas as avaliações do desempenho do motor para as frequências de 20 até 60 Hz, sempre operando com corrente eficaz constante.

Para uma avaliação inicial da operação do inversor construído para o acionamento do MIL plano de disco e do MIL em arco, desenvolveu-se um circuito simulador utilizando-se o "software" PSPICE.

#### 5.2 Simulações para a Avaliação da Força Propulsora:

##### 5.2.1 Motor Plano de Disco:

Com base na análise unidimensional e nas equações apresentadas no capítulo 3, desenvolveu-se um programa denominado *dishir2.m*, utilizando-se o "software" MATLAB, para a determinação dos parâmetros do circuito elétrico equivalente, cee do MIL plano de disco.

Os dados de entrada do programa *dishir2.m* são os seguintes:

\*  $I_l$ , corrente eficaz do estator por fase;

\*  $t_a$ , temperatura do linor (alumínio);

\*  $t_{co}$ , temperatura do cobre;

\*  $k_c$ , fator de Carter;

\*  $g_o$ , entreferro corrigido;

\*  $\rho_{ra}$ , resistividade do linor;

- \* m, número de fases;
- \* q, número de ranhuras por pólo por fase;
- \* p, número de pólos;
- \* nf, número de condutores ativos;
- \* a1, a2, h1, h2, h3, h4, h5, parâmetros construtivos da ranhura;
- \* af, área do fio;
- \* f, frequência da corrente I1;
- \* tp, passo polar;
- \* tb, passo da bobina;
- \* hal, espessura do linor;
- \* bid, largura do estator;
- \* lcb, comprimento da cabeça da bobina;
- \* aba, aba do linor;
- \* fl, fator de laminação;

Os principais dados de saída do programa dishir2.m são os seguintes:

- \* força propulsora  $f_x$  sem correções, determinada pela equação 3.37, de acordo com os parâmetros do cee da figura 3.6;
- \* força propulsora  $f_{xe}$  com correção efetuada pelo efeito longitudinal de extremidade de entrada (fator  $Ke$ ), determinada pela equação 3.43, de acordo com os parâmetros do cee da figura 3.9;
- \* força propulsora  $f_{xh}$  que tem como origem a força de Lorentz aplicada aos motores lineares, determinada pela equação 3.58.

A principal característica do programa dishir2.m é manter a frequência fixa e variar o escorregamento, sendo este o programa utilizado para as comparações das forças com correções,  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$ , com a força propulsora real do motor, levantada nos ensaios experimentais.

Também através deste programa são obtidos os parâmetros  $R_1$ ,  $X_1$ ,  $R_m$ ,  $X_m$ ,  $R'_2$  (equações de 3.1 até 3.19), fator  $K_s$  (equação 2.40) e fator  $K_e$  (equação 2.49), com os quais é possível construir-se o cee do MIL plano de disco corrigido, apresentado na figura 3.9.

Portanto, com base nos parâmetros do cee, corrente eficaz  $I_1$  e na frequência, é determinada a força propulsora do motor, considerando-se um cee com ou sem correção pelo efeito longitudinal de extremidade e transversal de borda. Em todos os programas, o valor eficaz da corrente  $I_1$ , do cee da figura 3.9, foi mantido constante.

Desta maneira é obtida uma família de curvas, para cada frequência de operação. A frequência pode ser definida com valores de 20 até 60 Hz, de acordo com os valores utilizados nos ensaios com o inversor.

O comportamento da força propulsora  $f_x$  e das forças propulsoras com correções  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$ , para o MIL plano de disco operando em 60 Hz, com corrente eficaz constante e igual a 5,0 Ampères, é mostrado na figura 5.1.

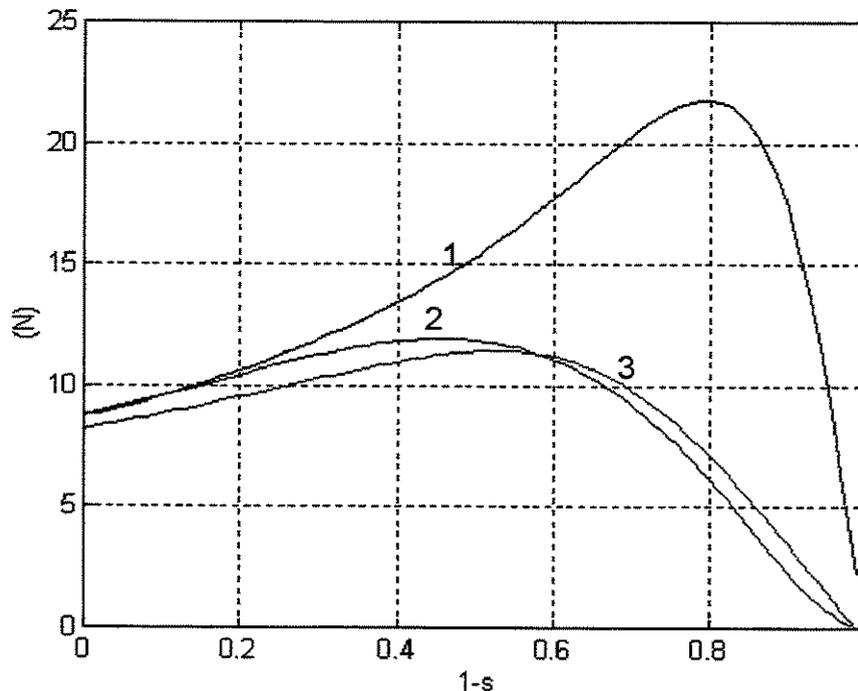


Figura 5.1 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL plano de disco, operando com corrente eficaz  $I_1 = 5,0$  A e  $f = 60$  Hz.

1 - força propulsora  $f_x$ ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$ ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

Através da figura 5.1, pode-se notar a grande atenuação nas forças propulsoras corrigidas  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$ , as quais devem ter comportamentos próximos da força propulsora real do MIL.

A diminuição das forças  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$ , comparativamente com a força sem correções  $f_x$ , ocorre à medida que a velocidade aumenta e, para um escorregamento de 20 %, tem-se a maior diferença relativa entre as forças. Este comportamento é devido principalmente, ao aumento da atuação do efeito longitudinal de extremidade com o aumento da velocidade [16] [25].

O efeito longitudinal de extremidade é incorporado ao cee através da impedância  $Z_e$ . A impedância  $Z_e$  é determinada pela equação (3.37) que incorpora o fator de correção do efeito longitudinal de extremidade de entrada  $K_e$ . O comportamento do parâmetro  $(1 - K_e)$ , fator este associado à diminuição da tensão (equação 3.37) no ramo de magnetização (ramo de força) do cee corrigido (figura 3.9), é apresentado na figura 5.2, para as mesmas condições da simulação apresentada na figura 5.1. A diminuição da tensão do ramo de magnetização acarreta uma diminuição na força propulsora do MIL.

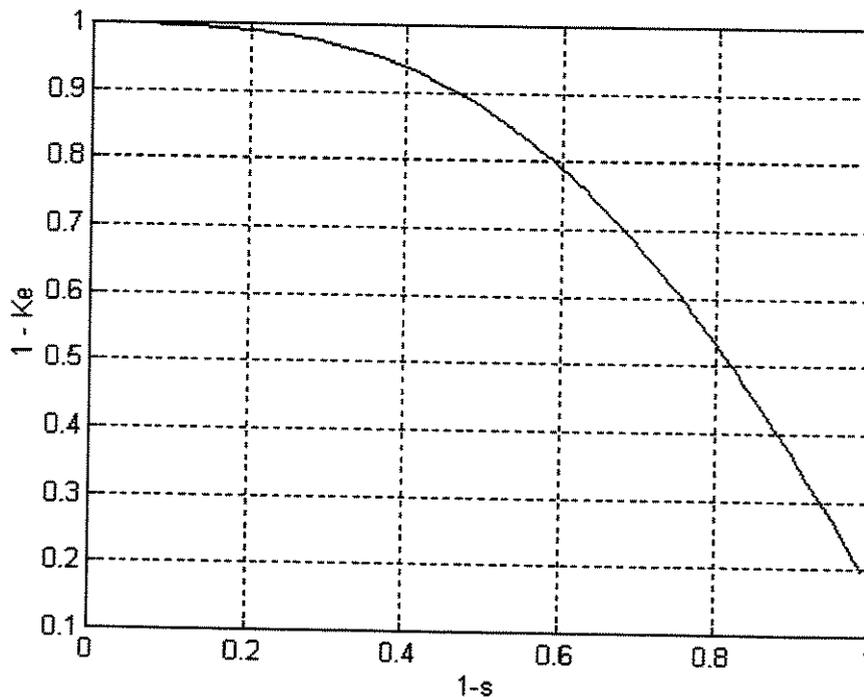


Figura 5.2 - Comportamento do parâmetro  $(1 - K_e)$  com o escorregamento  $(1-s)$  para o MIL plano de disco, operando de acordo com as condições da figura 5.1.

Através da figura 5.2, nota-se a fraca atuação do fator  $K_e$  em baixas velocidades (escorregamentos superiores à 80%) e sua inexistência na partida do motor.

Portanto para baixas velocidades é de se esperar um comportamento com menores divergências para as forças propulsoras  $f_x$  e  $f_{xe}$ , conforme o que pode ser verificado na figura 5.3, para o MIL plano de disco. Este comportamento é bastante diferente daquele verificado na figura 5.1, para o MIL operando em 60 Hz.

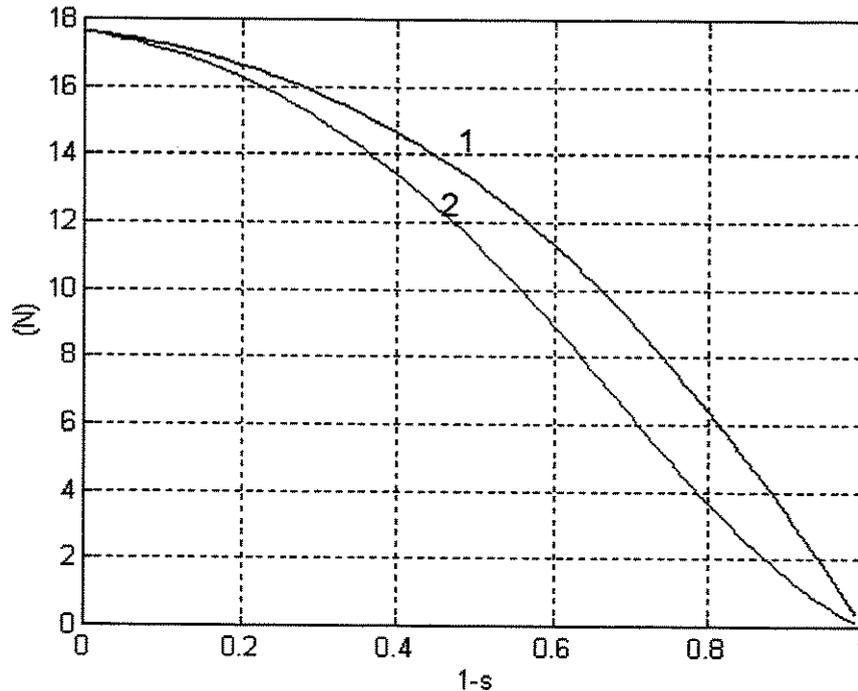


Figura 5.3 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL plano de disco, operando com corrente eficaz  $I_1 = 5,0$  A e  $f = 10$  Hz.  
1 - força propulsora  $f_x$  ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$ .

Um outro programa também foi desenvolvido para possibilitar a observação da força propulsora corrigida, com a variação da frequência de alimentação do motor, para um dado escorregamento, porém mantendo-se a corrente  $I_1$  com o seu valor eficaz constante.

Este segundo programa, denominado disco2.m, utiliza basicamente a mesma estrutura do anterior, diferenciando-se apenas com a relação à frequência de operação.

No programa disco2.m, a frequência é variável, mantendo-se o escorregamento constante. Este programa foi desenvolvido com o objetivo de observar o comportamento das forças propulsoras  $f_x$  e  $f_{xe}$ , assim como do fator  $K_e$ , com uma variação da frequência da corrente de alimentação do estator  $I_1$ .

Na figura 5.4, é apresentado o comportamento das forças propulsoras  $f_x$  e  $f_{xe}$  para uma variação na frequência de 0 até 100 Hz, com uma corrente eficaz constante de 5,0 Amperes e escorregamento de 20 %.

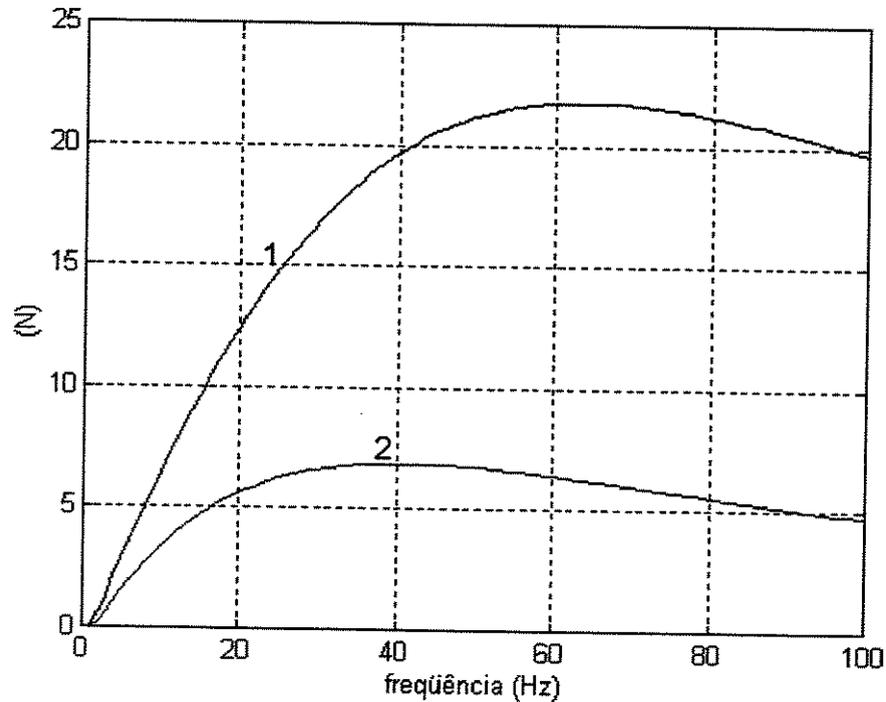


Figura 5.4 - Comportamento das forças propulsoras para MIL plano de disco operando com corrente eficaz constante de 5,0 A, para um escorregamento de 20 %.  
1 - força  $f_x$ ; 2 - força  $f_{xe}$ .

De acordo com os resultados apresentados na figura 5.4, pode-se observar a grande atuação do efeito longitudinal de extremidade de entrada na redução da força  $f_{xe}$ , a partir de uma frequência próxima de 20 Hz.

Agora, para uma simulação de um acionamento de tração para o MIL, operando com corrente eficaz constante, foi desenvolvido um terceiro programa para o motor plano de disco com a mesma estrutura dos anteriores, denominado disco3.m, onde variou-se simultaneamente a frequência e o escorregamento.

Desta maneira, para um escorregamento unitário (partida do motor), o valor da frequência empregado é de 25 Hz, sendo este valor aumentado linearmente até 60 Hz, à medida que o escorregamento se aproxima de zero.

Nestas condições, o comportamento da força propulsora corrigida  $f_{xe}$ , também para uma corrente eficaz constante  $I_1$  de 5,0 A, é apresentado na figura 5.5.

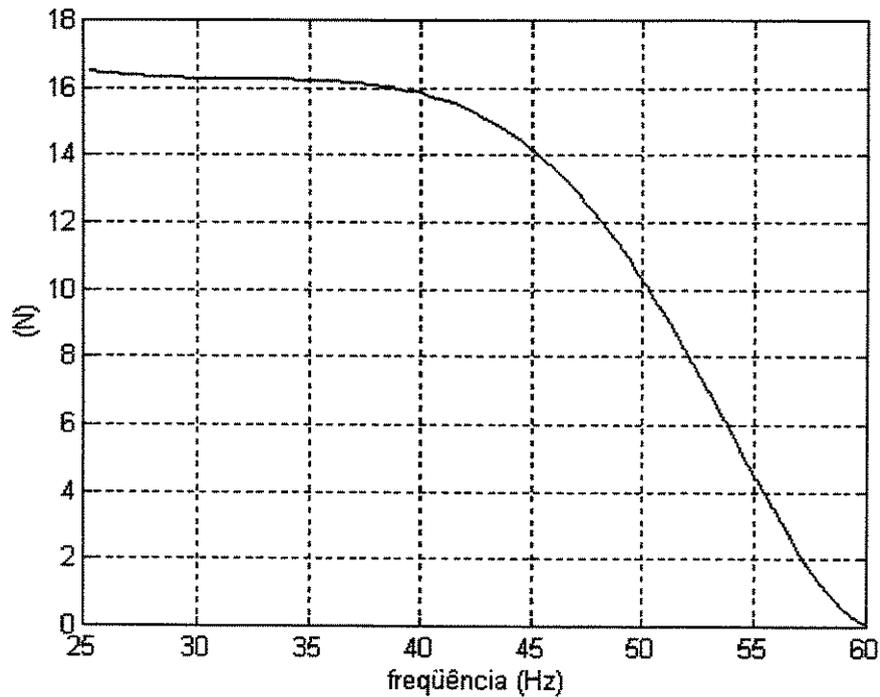


Figura 5.5 - Força propulsora corrigida  $f_{xe}$  com um variação simultânea da frequência de 25 até 60 Hz e do escorregamento de 1 até 0,01.

Um interessante comportamento da força  $f_{xe}$ , pode ser observado através da figura 5.5, onde  $f_{xe}$  apresenta valor praticamente constante até pouco mais de 40 Hz. Para esta mesma modalidade de acionamento, a atuação do fator  $K_e$  é mostrada na figura 5.6.

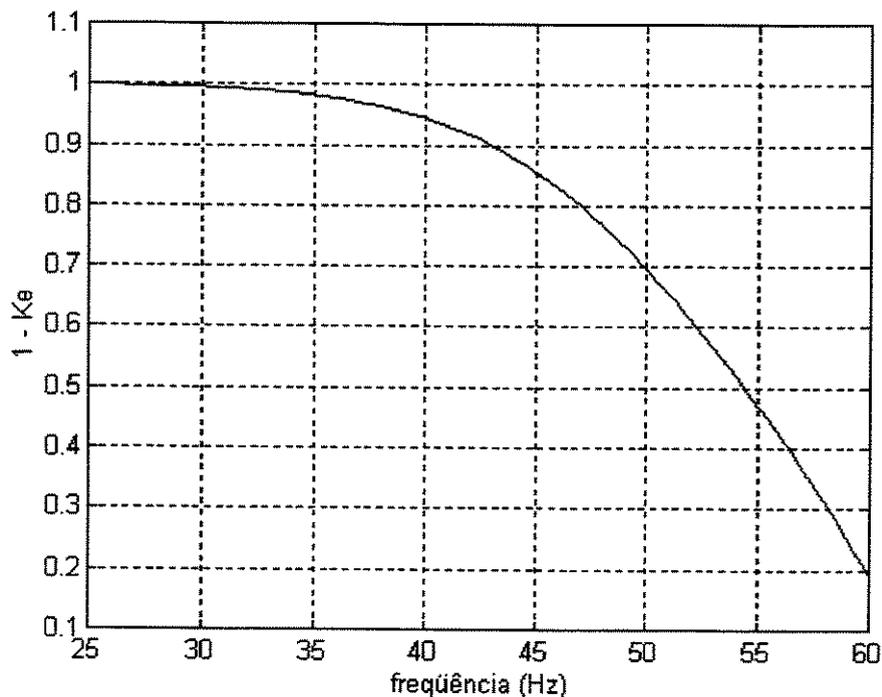


Figura 5.6 - Multiplicador (1- $K_e$ ), para o acionamento da figura 5.5.

Através da figura 5.6, confirma-se a fraca atuação do fator  $K_e$  para baixas velocidades (por exemplo, frequências inferiores a 40 Hz, com escorregamentos superiores a 60 %).

Outro dado obtido com os programas desenvolvidos foi o valor estimado para a tensão de alimentação c.a. senoidal do MIL plano de disco para que a corrente mantenha-se com o valor eficaz constante, para todas as frequências em estudo, com uma variação de 20 até 60 Hz.

Para esta análise inicialmente estudou-se o comportamento da impedância equivalente do MIL plano de disco, aqui denominada  $Z_{equiv}$ . (módulo em  $\Omega$ ), na frequência de 60 Hz. Nesta frequência o MIL deve apresentar o seu maior valor para o módulo de  $Z_{equiv}$ .( $\Omega$ ).

Este comportamento pode ser observado através da figura 5.7, onde são apresentadas duas características para o módulo de  $Z_{equiv}$ .(Ohms); uma onde a impedância que representa o efeito de extremidade de entrada  $Z_e$  é considerada no circuito elétrico equivalente (cee) e outra curva, onde  $Z_e$  não é considerada.

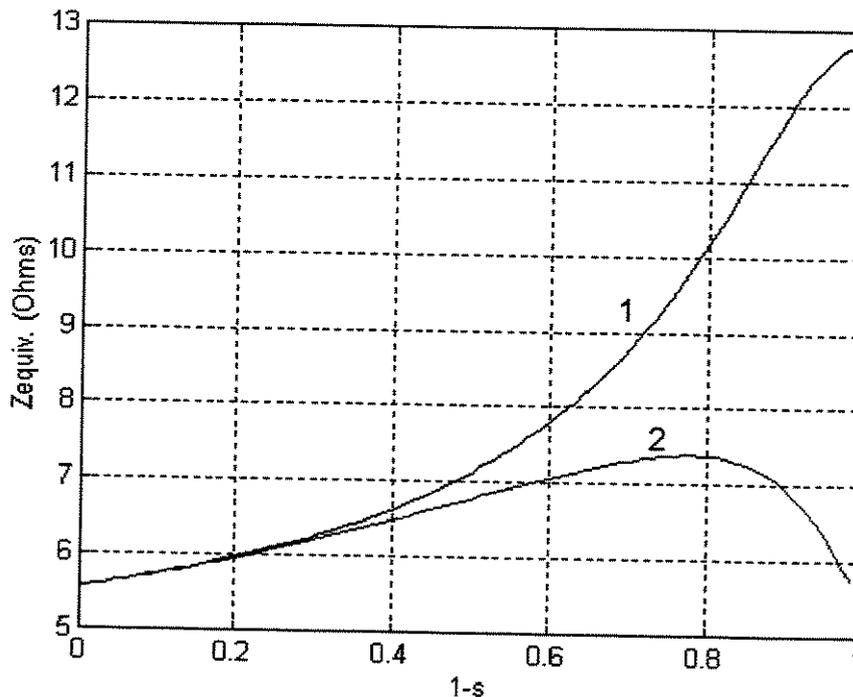


Figura 5.7 - Comportamento do módulo da impedância equivalente para o MIL plano de disco, operando com corrente eficaz constante de 2,80 A em 60 Hz:

1 - cee sem a impedância  $Z_e$ ; 2 - cee com a impedância  $Z_e$ .

Pode-se observar que o efeito da impedância de extremidade de entrada  $Z_e$ , no cee do MIL plano de disco, é reduzir significativamente o módulo de  $Z_{equiv}$  do motor.

Assim, de acordo com a figura 5.7, o módulo de Zequiv. alcança o seu valor máximo para um escorregamento de 22% ( $s = 0,22$ ).

Este valor de escorregamento foi, então, utilizado para a obtenção do valor eficaz da tensão senoidal que mantenha o valor eficaz constante de 2,80 A, no estator do MIL plano de disco, para as frequências de 20 até 60 Hz. Este resultado é apresentado na figura 5.8.

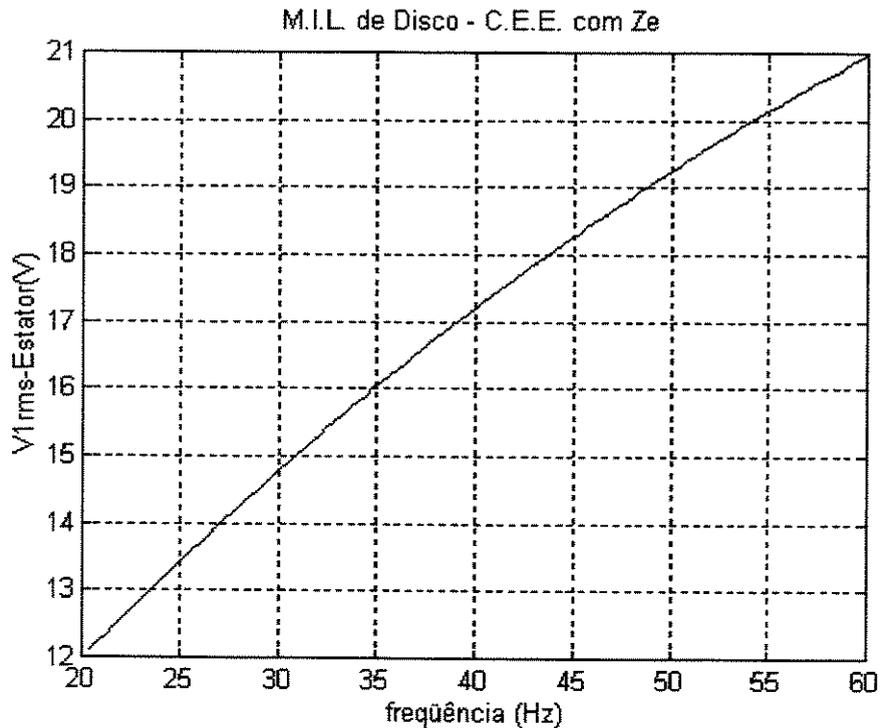


Figura 5.8 - Variação do valor eficaz da tensão senoidal de alimentação do MIL plano de disco, operando com corrente eficaz constante de 2,80 A e escorregamento de 22 %

Assim, de acordo com os valores obtidos na figura 5.8, uma tensão senoidal com valor eficaz de aproximadamente 21 V seria suficiente para manter-se uma corrente eficaz de 2,80 A no MIL plano de disco, operando nas frequências de 20 a 60 Hz.

O mesmo procedimento apresentado na figura 5.7, foi agora aplicado para a obtenção do comportamento do módulo de Zequiv., para o MIL plano de disco operando em 20 Hz, comportamento este apresentado na figura 5.9, onde o módulo de Zequiv. alcança o seus valores mínimos.

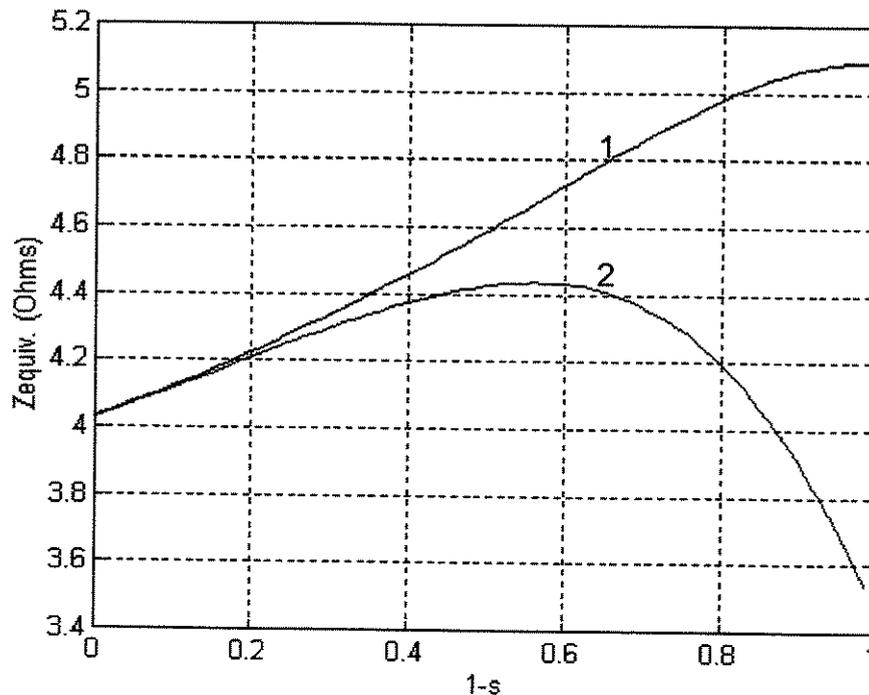


Figura 5.9 - Comportamento do módulo da impedância equivalente para o MIL plano de disco, operando com corrente eficaz constante de 2,80 A em 20 Hz:  
 1 - cee sem a impedância  $Z_e$ ; 2 - cee com a impedância  $Z_e$ .

O maior valor encontrado para a tensão eficaz  $V_1$ , obtido através da figura 5.8, assim como valores do módulo de  $Z_{equiv.}$ , encontrados respectivamente nas figuras 5.7 e 5.9, serão utilizados posteriormente como referências nas simulações da operação do inversor, através do PSPICE.

### 5.2.2 Motor em Arco:

De modo análogo ao apresentado no item anterior, ou seja, com base na análise unidimensional e nos parâmetros do circuito elétrico equivalente, cee do MIL em arco, apresentados na tabela 3.1 do capítulo 3, desenvolveram-se três programas simuladores utilizando-se o "software" MATLAB. Em todos os programas o valor eficaz da corrente  $I_{1a}$ , do cee da figura 3.11, foi mantido constante.

Um dos programas desenvolvidos, denominado arcoke2.m, possibilitou a determinação da força propulsora do MIL em arco considerando-se o fator de qualidade, introduzido nos cálculos relativos ao cee, com o objetivo de aproximar os valores obtidos nas simulações para a força propulsora corrigida dos valores experimentais.

Os dados de entrada do programa arcoke2.m, são os seguintes:

- \*  $R_{1a}$ , resistência do estator;
- \*  $X_{1a}$ , reatância de dispersão do estator;
- \*  $R_{ma}$ , resistência de magnetização;
- \*  $X_{ma}$ , reatância de magnetização;
- \*  $R'_{2a}$ , resistência do rotor;
- \*  $X'_{2a}$ , reatância de dispersão do rotor;
- \*  $I_{1a}$ , corrente eficaz do estator por fase;
- \*  $t_a$ , temperatura do alumínio;
- \*  $t_{co}$ , temperatura do cobre;
- \*  $k_c$ , fator de Carter;
- \*  $g_o$ , entreferro corrigido;
- \*  $\rho_{ra}$ , resistividade do alumínio;
- \*  $m$ , número de fases;
- \*  $q$ , número de ranhuras por pólo por fase;
- \*  $n_f$ , número de condutores ativos;

- \*  $f$ , frequência da corrente  $I_{1a}$ ;
- \*  $t_p$ , passo polar;
- \*  $t_b$ , passo da bobina;

Os principais dados de saída do programa `arcoke2.m` são os seguintes:

- \* força propulsora  $f_{xa}$  sem correções, determinada pela equação 3.45, de acordo com os parâmetros do cee da figura 3.11;
- \* força propulsora  $f_{xg}$  (equação 3.46) com correção efetuada por um fator multiplicador, que leva em conta o Fator de Qualidade  $G_{le}$  (equação 3.20), aplicado ao MIL em arco, de acordo com os parâmetros do cee da figura 3.11;
- \* força propulsora  $f_{xea}$  com correção efetuada pelo efeito longitudinal de extremidade de entrada (fator  $K_e$ ), determinada pela equação 3.53, de acordo com os parâmetros do cee da figura 3.13;
- \* força propulsora  $f_{xh}$  que tem como origem a força de Lorentz aplicada aos motores lineares, determinada pela equação 3.58.

A principal característica do programa `arcoke2.m` é manter a frequência fixa e variar o escorregamento, sendo este o programa utilizado para as comparações das forças com correções,  $f_{xg}$ ,  $f_{xea}$  e  $f_{xh}$ , com a força propulsora real do motor, levantada nos ensaios experimentais.

Os parâmetros do cee (figura 3.11 e figura 3.13)  $R_{1a}$ ,  $X_{1a}$ ,  $R_{ma}$ ,  $X_{ma}$ ,  $R'_{2a}$  e  $X'_{2a}$  são aqueles apresentados na tabela 3.1 e o fator  $K_s$  (equação 2.40) e fator  $K_e$  (equação 2.49) são determinados de acordo com os parâmetros do MIL em arco.

Em todos os programas, o valor eficaz da corrente  $I_{1a}$  do cee das figuras 3.11 e 3.13 foi mantido constante.

No programa `arcoke2.m`, uma corrente eficaz e uma frequência de operação são definidas e o desempenho da força propulsora é avaliado, em função do escorregamento, para uma dada frequência. Portanto, varia-se o escorregamento do seu valor unitário (condições de rotor bloqueado), até zero.

Desta maneira é obtida uma família de curvas, para cada frequência de operação do MIL em arco. A frequência pode ser definida com valores de 20 até 60 Hz, de acordo com os valores utilizados nos ensaios com o inversor.

O comportamento da força propulsora  $f_{xa}$  e das forças propulsoras com correções  $f_{xg}$ ,  $f_{xea}$  e  $f_{xh}$ , para o MIL em arco operando em 60Hz, com corrente eficaz constante e igual a 2,12 Ampères, é mostrado na figura 5.10.

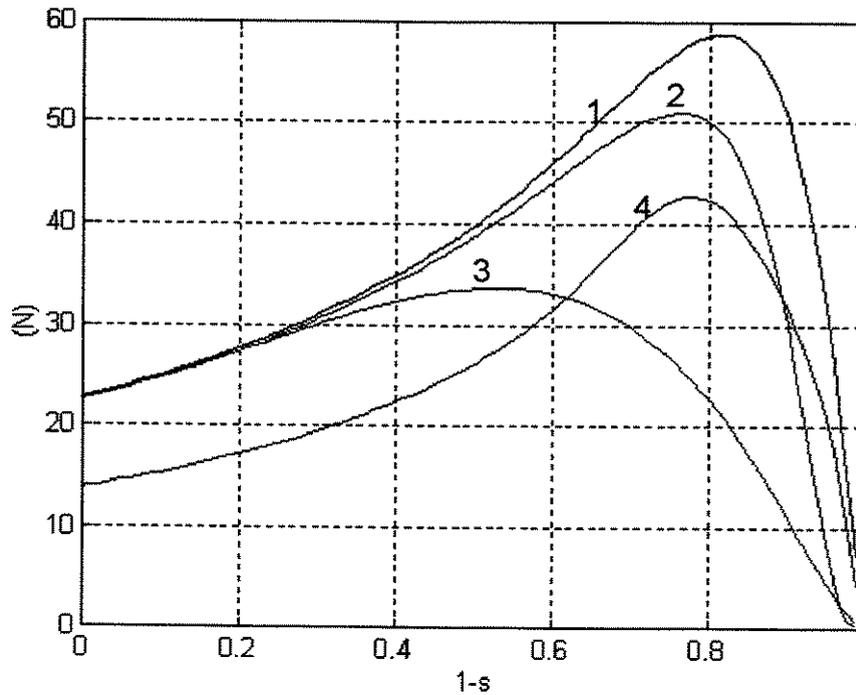


Figura 5.10 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL em arco, operando com corrente eficaz  $I_{la} = 2,12$  A e  $f = 60$  Hz.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

Na figura 5.10 para o MIL em arco, por suas características construtivas, encontram-se diferentes comportamentos das forças propulsoras, situação diferente daquela apresentada pelo MIL plano de disco.

Nas figuras 5.11 e 5.12, são apresentados os comportamentos das forças propulsoras para o MIL em arco operando com corrente eficaz de 2,12 A em 40 e 20 Hz, respectivamente. Agora, em função da diminuição da frequência e conseqüentemente da velocidade do MIL em arco, existe um comportamento mais concordante entre as forças propulsoras  $f_{xa}$  (sem correções),  $f_{xg}$  e  $f_{xea}$  (com correções).

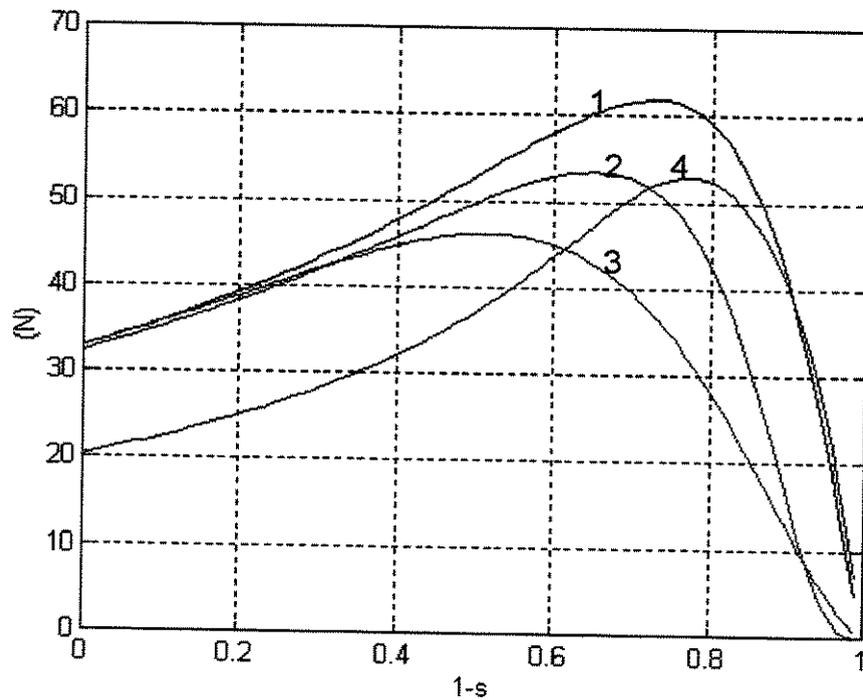


Figura 5.11 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL em arco, operando com corrente eficaz  $I_{la} = 2,12$  A e  $f = 40$  Hz.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

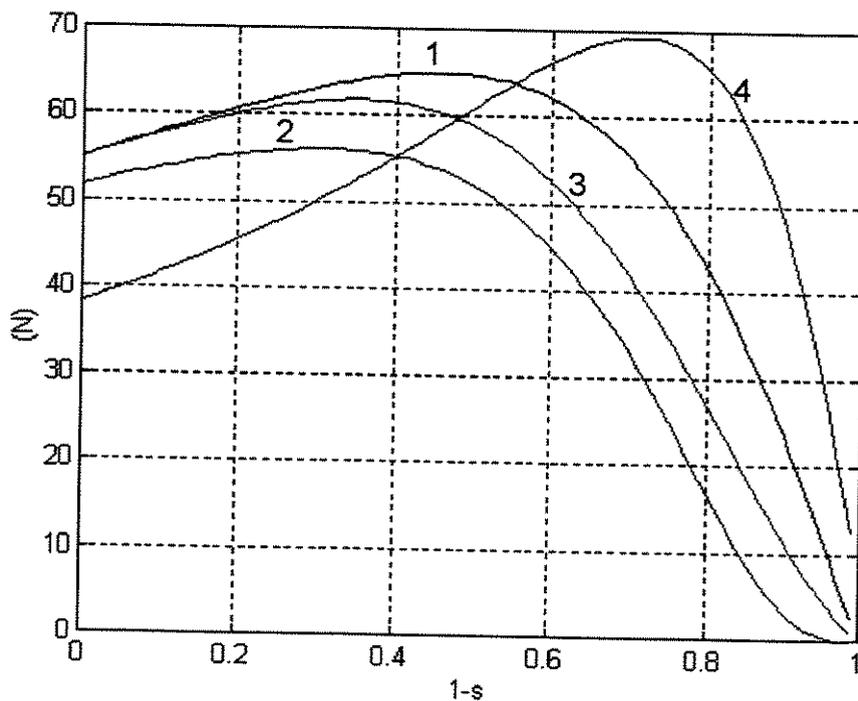


Figura 5.12 - Característica  $F(N) \times (1-s)$  para o MIL em arco, operando com corrente eficaz  $I_{la} = 2,12$  A e  $f = 20$  Hz.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

Usando-se os dados do cee equivalente para o MIL em arco apresentados na tabela 3.1, empregados no programa simulador arcoke2.m, determinou-se o valor do módulo da impedância equivalente  $Z_{aequiv.} (\Omega)$ , para o MIL em arco operando na frequência de 60 Hz.

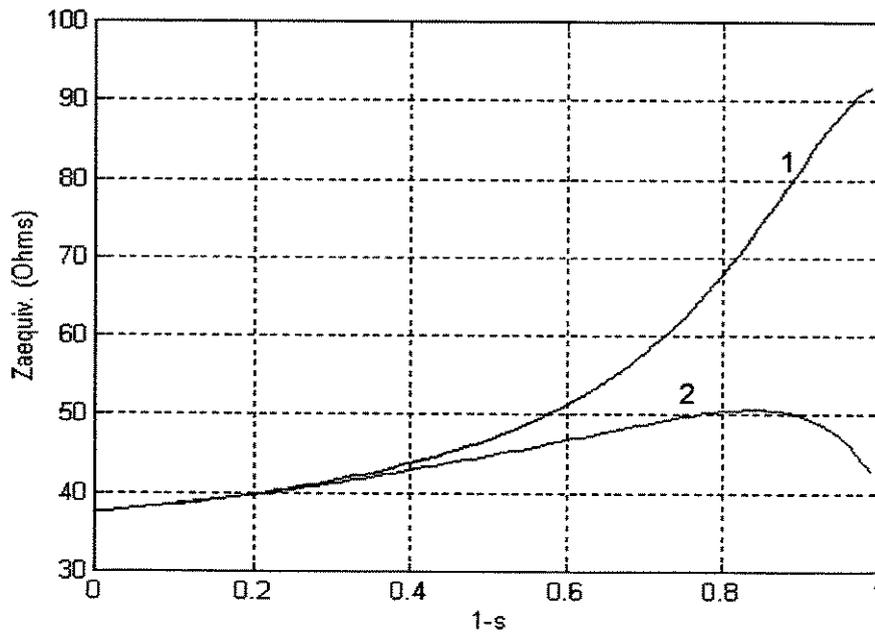


Figura 5.13 - Comportamento do módulo da impedância equivalente para o MIL em arco, operando com corrente eficaz constante de 2,12 A em 60 Hz:  
1 - cee sem a impedância  $Z_e$ ; 2 - cee com a impedância  $Z_e$ .

De acordo com a figura 5.13, o módulo de  $Z_{aequiv.}$  atinge o seu valor máximo para um escorregamento de 16 % ( $s = 0,16$ ).

Este valor de escorregamento foi, então, utilizado para a obtenção do valor eficaz da tensão senoidal, que mantenha o valor eficaz constante de 2,12 A, para a corrente do estator do MIL em arco, para as frequências de 20 até 60 Hz.

Este resultado é apresentado na figura 5.14.

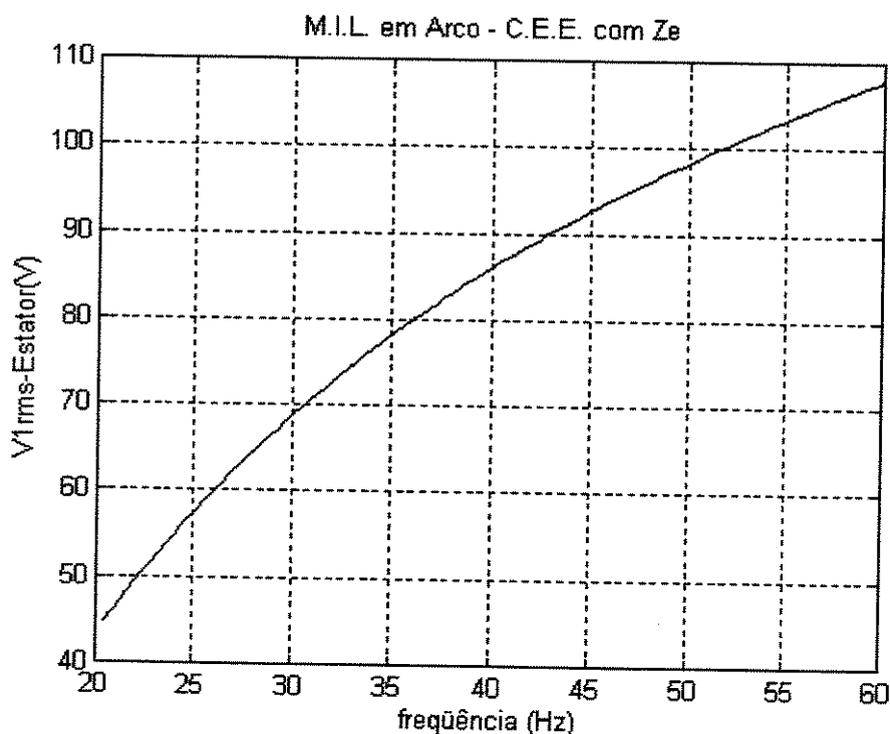


Figura 5.14 - Variação do valor eficaz da tensão senoidal de alimentação do MIL em arco, operando com corrente eficaz constante de 2,12 A e escorregamento de 16 %

Assim, de acordo com os valores obtidos na figura 5.14, uma tensão senoidal com valor eficaz de aproximadamente 108 V seria suficiente para manter-se uma corrente eficaz de 2,12A no MIL em arco, operando nas frequências de 20 a 60 Hz.

O mesmo procedimento apresentado na figura 5.13 foi também aplicado para a obtenção do comportamento do módulo de Zaequiv., para o MIL em arco operando em 20 Hz, comportamento este apresentado na figura 5.15, onde o módulo de Zaequiv. alcança o seus valores mínimos.

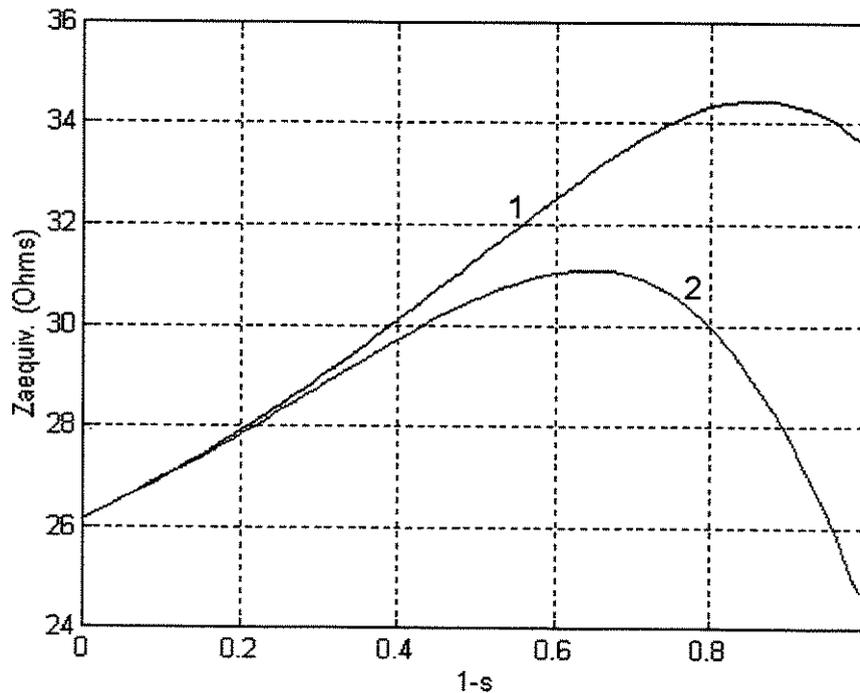


Figura 5.15 - Comportamento do módulo da impedância equivalente para o MIL em arco, operando com corrente eficaz constante de 2,12 A em 20 Hz:  
 1 - cee sem a impedância  $Z_e$ ; 2 - cee com a impedância  $Z_e$ .

O maior valor encontrado para a tensão eficaz  $V_1$ , obtido através da figura 5.14, assim como valores do módulo de  $Z_{equiv.}$ , encontrados respectivamente nas figuras 5.13 e 5.15, serão utilizados posteriormente, como referências nas simulações da operação do inversor, através do PSPICE.

### 5.3 Circuito Desenvolvido para as Simulações do Inversor:

Para uma avaliação da operação do inversor construído para o acionamento do MIL plano de disco e do MIL em arco, desenvolveram-se circuitos simuladores utilizando-se o "software" PSPICE.

Para a simulação da operação do transistores de potência do inversor, assumiu-se que os mesmos atuassem como chaves controladas por tensão, S1 e S2, conforme apresentado na figura 5.16. O sinal de tensão que comanda a ligação ou não de uma chave é criado pelos operacionais A1 e A2.

A tensão de referência  $V_{ref}$  da figura 5.16 representa a corrente senoidal que se deseja reproduzir no motor.

Esta corrente é comparada com o sinal da corrente instantânea que circula pelo motor e transformada em um sinal de tensão, através do resistor RS1 de  $1,0\Omega$  (figura 5.16). Esta comparação é efetuada pelo operacional A1.

O motor é representado na figura 5.16 por uma "impedância equivalente", formada pela resistência  $R_L$  e pela indutância  $L_L$ , cujos valores são os obtidos do circuito elétrico equivalente do MIL, para um determinado valor de escorregamento e frequência.

A saída do operacional A1 é conectada à entrada do operacional A2, que irá operar como um comparador inversor com histerese. Desta maneira, variações da ordem mais ou menos 1% na entrada de A2 levam sua saída a mudar de estado.

Assim, uma saída saturada para +12 VCC aciona a chave S1, que irá fechar e ser responsável pelo crescimento da corrente no motor (corrente instantânea menor que a desejada). De forma análoga, quando a saída de A2 assumir a tensão de -12 V, a chave S1 é desligada e a chave S2 é ligada; a corrente no motor irá decrescer (corrente instantânea maior que a desejada).

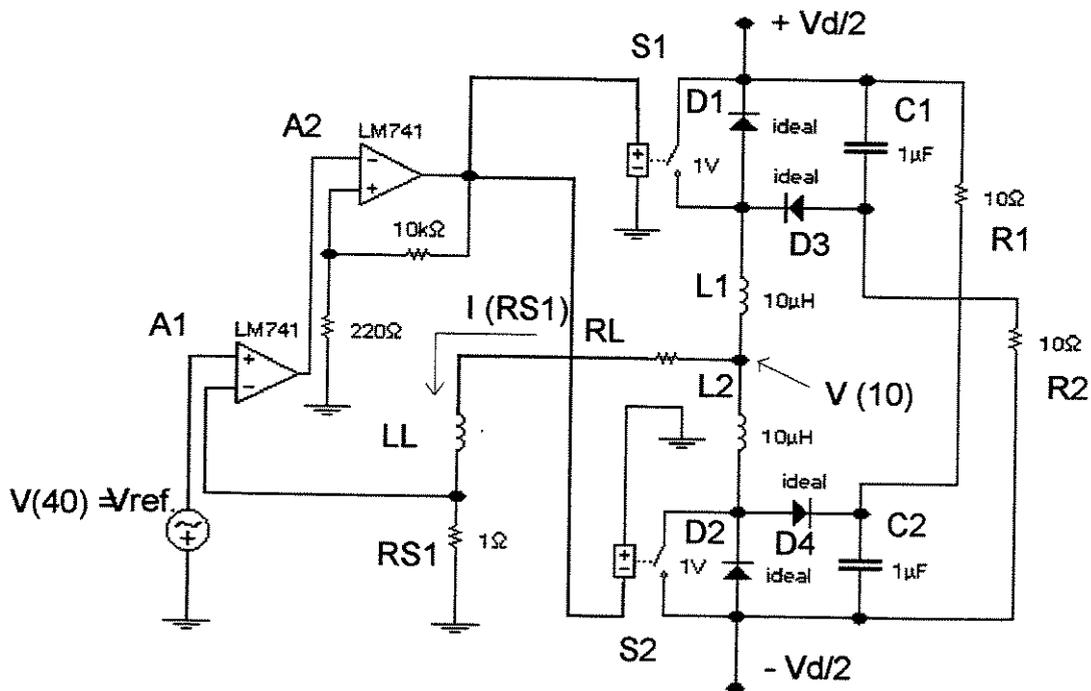


Figura 5.16 - Circuito simulador da operação de uma das fases do inversor. Controle da corrente (A1 e A2) e etapa de potência (S1 e S2).

Os demais componentes conectados às chaves (diodos D1, D2, D3 e D4; indutores L1 e L2; resistores R1 e R2 e capacitores C1 e C2) representam os circuitos de auxílio à comutação [28] e proteção das chaves ("voltage clamp circuit"). As chaves são conectadas às tensões  $+V_d/2$  e  $-V_d/2$  de uma fonte contínua e simétrica, que representa a tensão simétrica de saída do retificador de onda completa do inversor.

## 5.4 Simulações da Operação do Inversor:

Estas simulações foram executadas com objetivo de observar, principalmente, a operação do circuito de controle de corrente e das chaves controladas, que simulam a operação dos transistores IGBT's.

Serão apresentadas as formas de onda das tensões de referências e das correspondentes correntes, para o MIL plano de disco e para o MIL em arco, nas frequências de 20 Hz e de 60 Hz, de acordo com o circuito apresentado na figura 5.16. O circuito de controle da corrente deve manter a forma de onda da corrente IS1 a mais próxima possível da forma de onda da tensão Vref. (senoidal).

Desta maneira, o valor eficaz da componente fundamental de IS1 deve ser ao valor eficaz de Vref. e o conteúdo espectral de IS1 não deve conter componentes harmônicas de baixa ordem.

A atuação do circuito de auxílio à comutação, na redução dos transitórios de tensão, também será observada, sendo que as chaves S1 e S2 foram modeladas como ideais.

### 5.4.1 Simulações do Inversor Acionando o MIL Plano de Disco:

As formas de onda apresentadas a seguir, foram obtidas com Vref. correspondente a uma corrente eficaz de 2,80 A na frequência de 60 Hz. Os parâmetros do circuito elétrico equivalente utilizados, RL e LL, correspondem a uma operação do motor com um escorregamento de 22%, de acordo com os dados da figura 5.7.

A tensão simétrica empregada foi de + ou - 42 V e, na figura 5.17-a), são apresentadas as formas de onda da corrente I(RS1) e da tensão Vref. (na simulação V40). Na figura 5.17 -b) são apresentadas as formas de onda da tensão no motor ( V10) e da corrente I(RS1), multiplicada por dez para uma melhor visualização.

A tensão V(10) foi avaliada, com relação ao terra representando, portanto, a tensão de uma das fases do MIL plano de disco.

Traçando-se um paralelo com o inversor implementado, V(40) seria equivalente à tensão de referência, gerada pelo circuito da figura 4.8, enquanto a corrente I(RS1) seria equivalente à corrente instantânea de uma das fases do MIL plano de disco. Pode-se observar a boa atuação do circuito de controle da corrente, onde a forma de onda de I(RS1) reproduz a forma de onda de referência.

O conteúdo espectral da corrente I(RS1) é apresentado na figura 5.18-b), onde se pode observar praticamente a inexistência de componentes harmônicas de baixa ordem.

A componente fundamental de I(RS1) possui uma frequência de 60 Hz com amplitude de 4 Ampères, obedecendo, portanto, os parâmetros ajustados na tensão de referência.

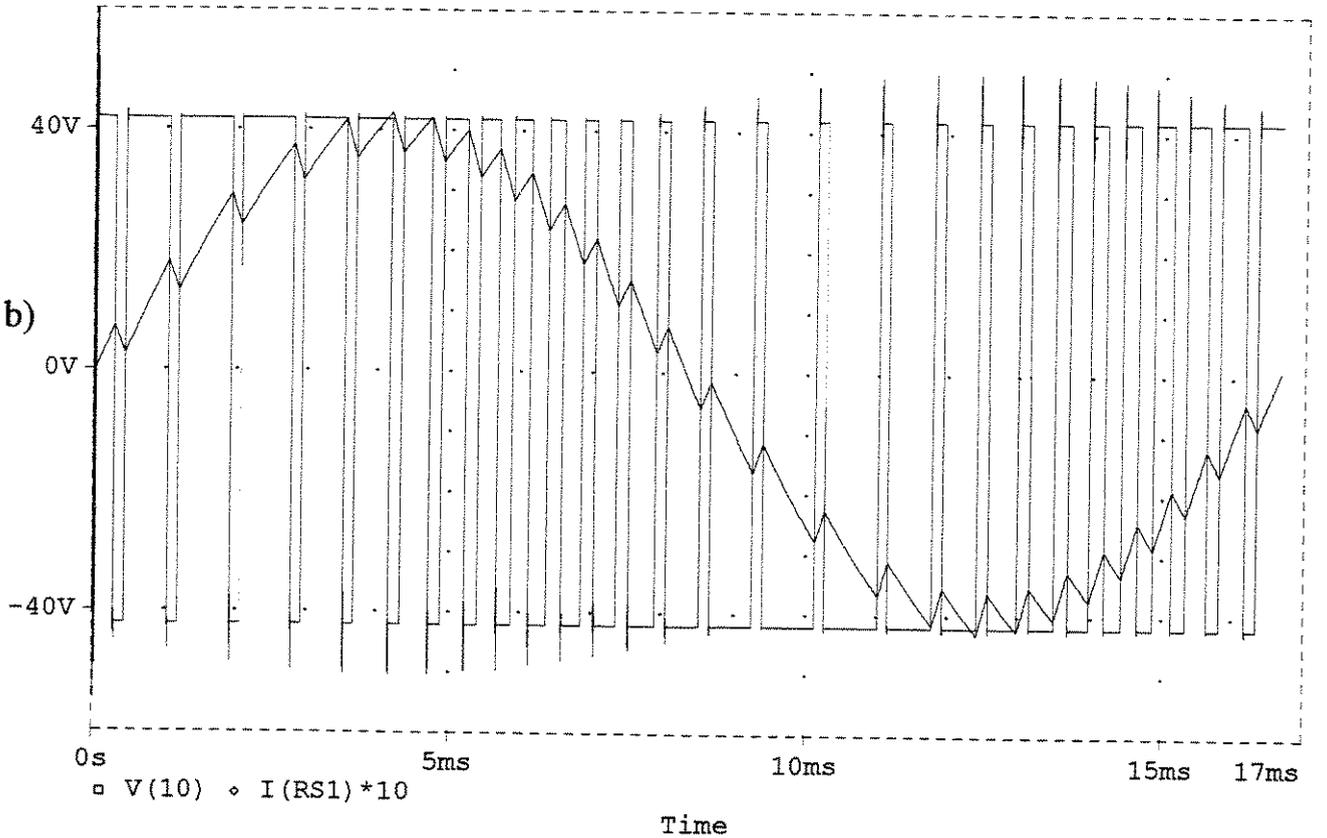
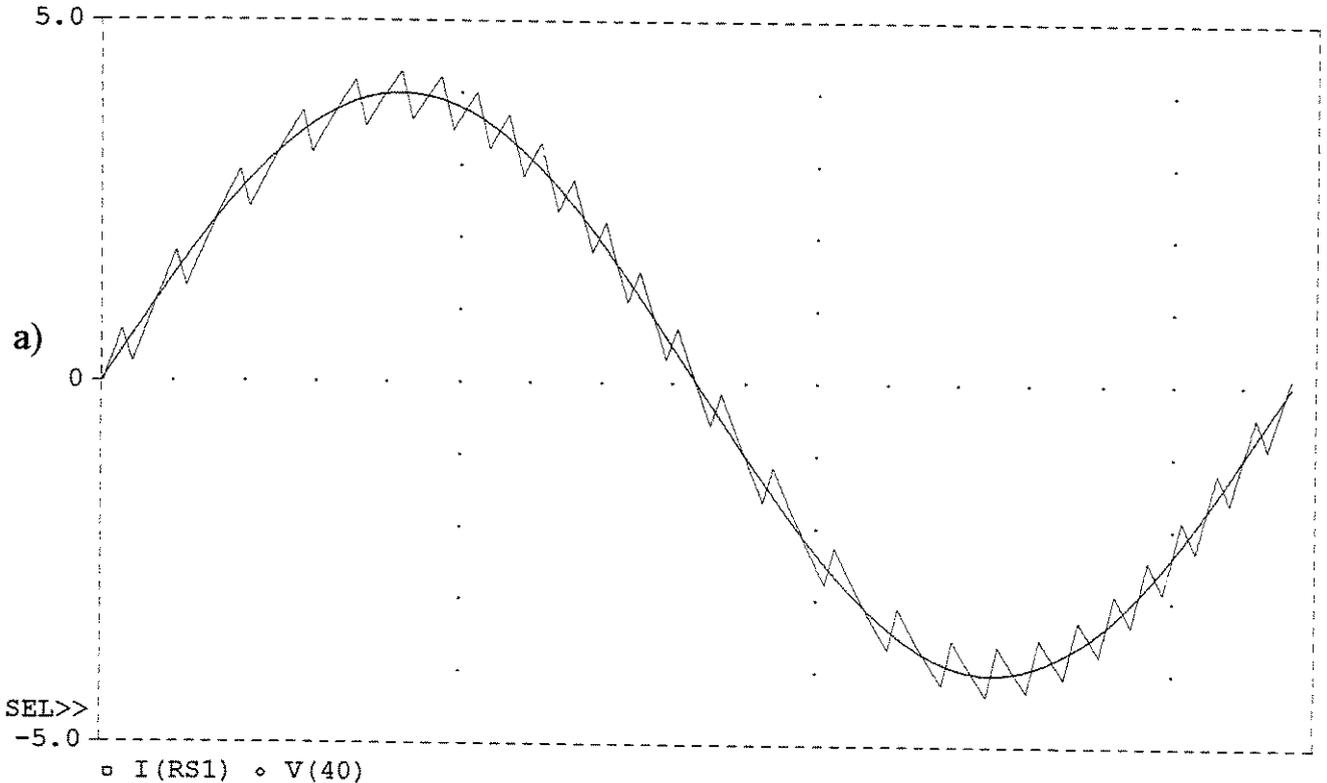
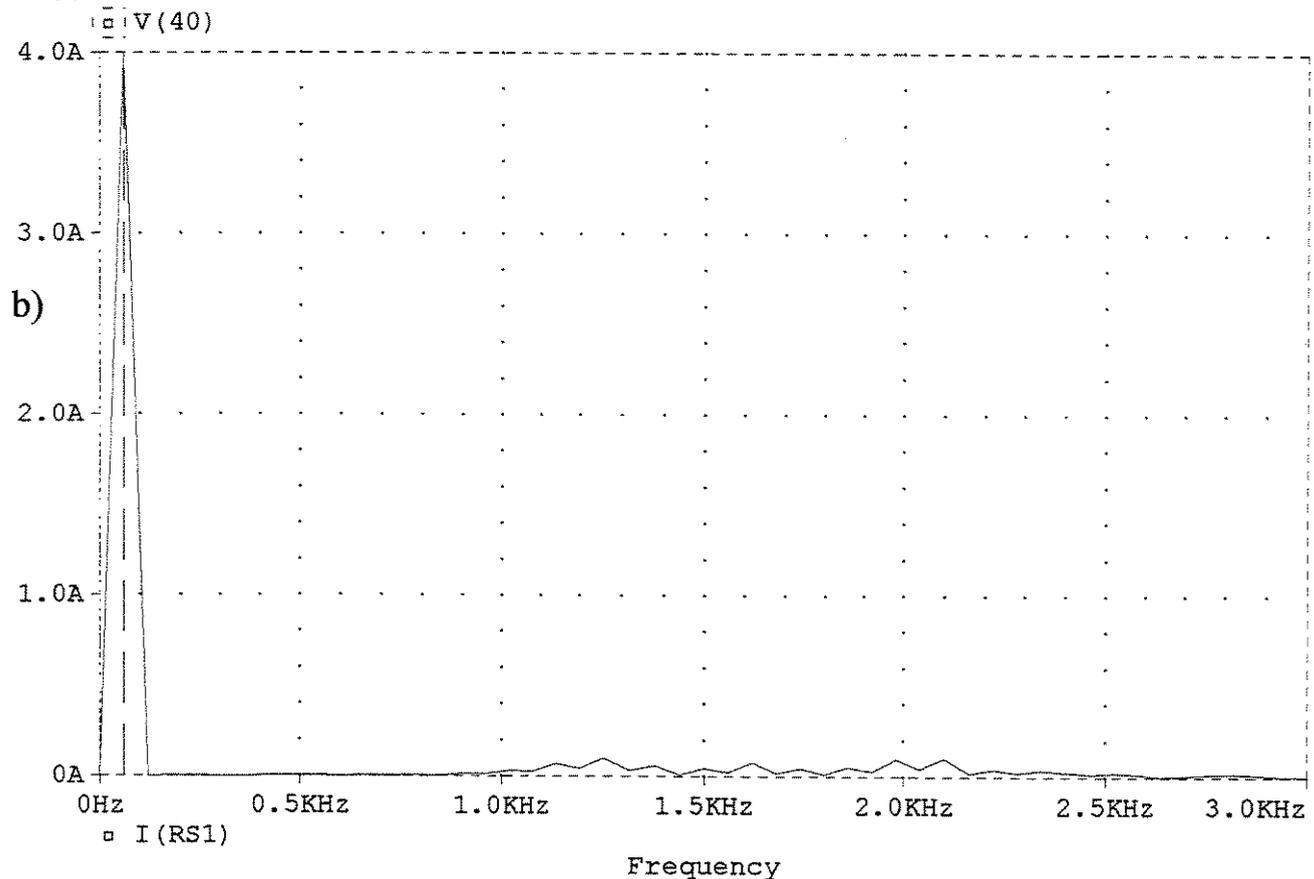
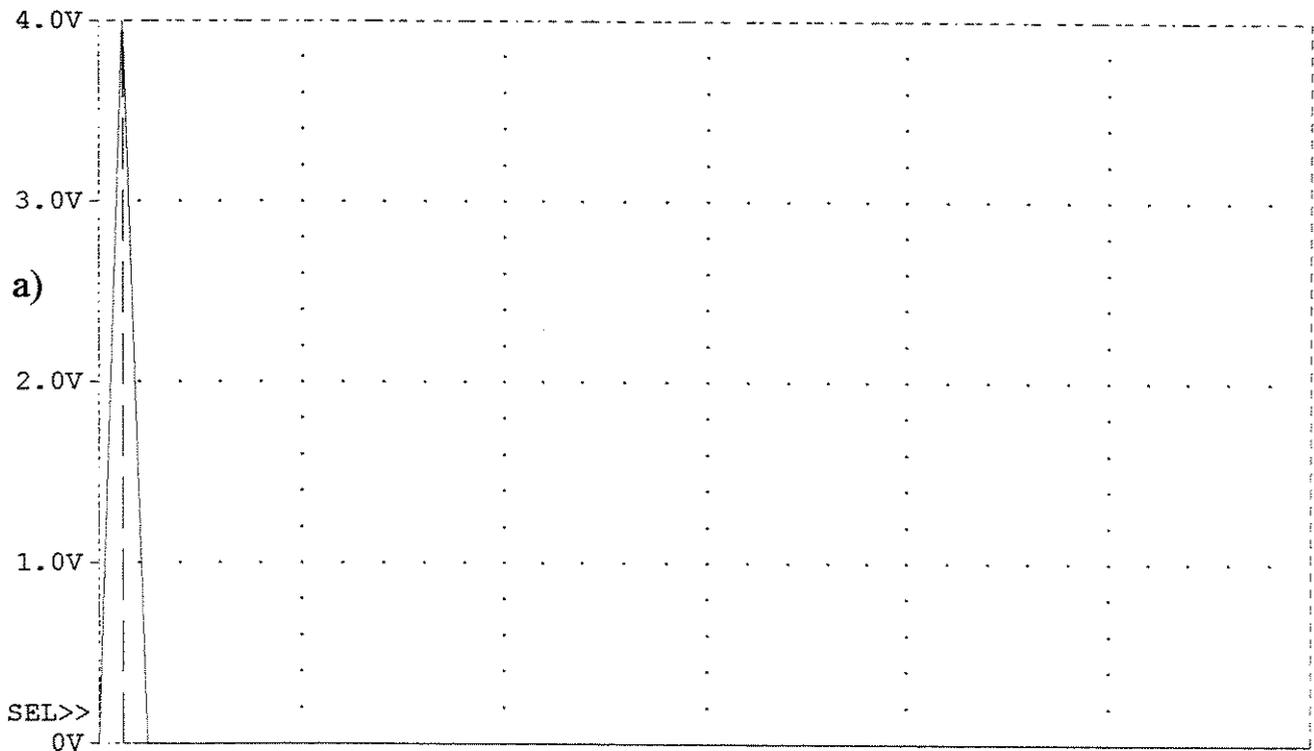
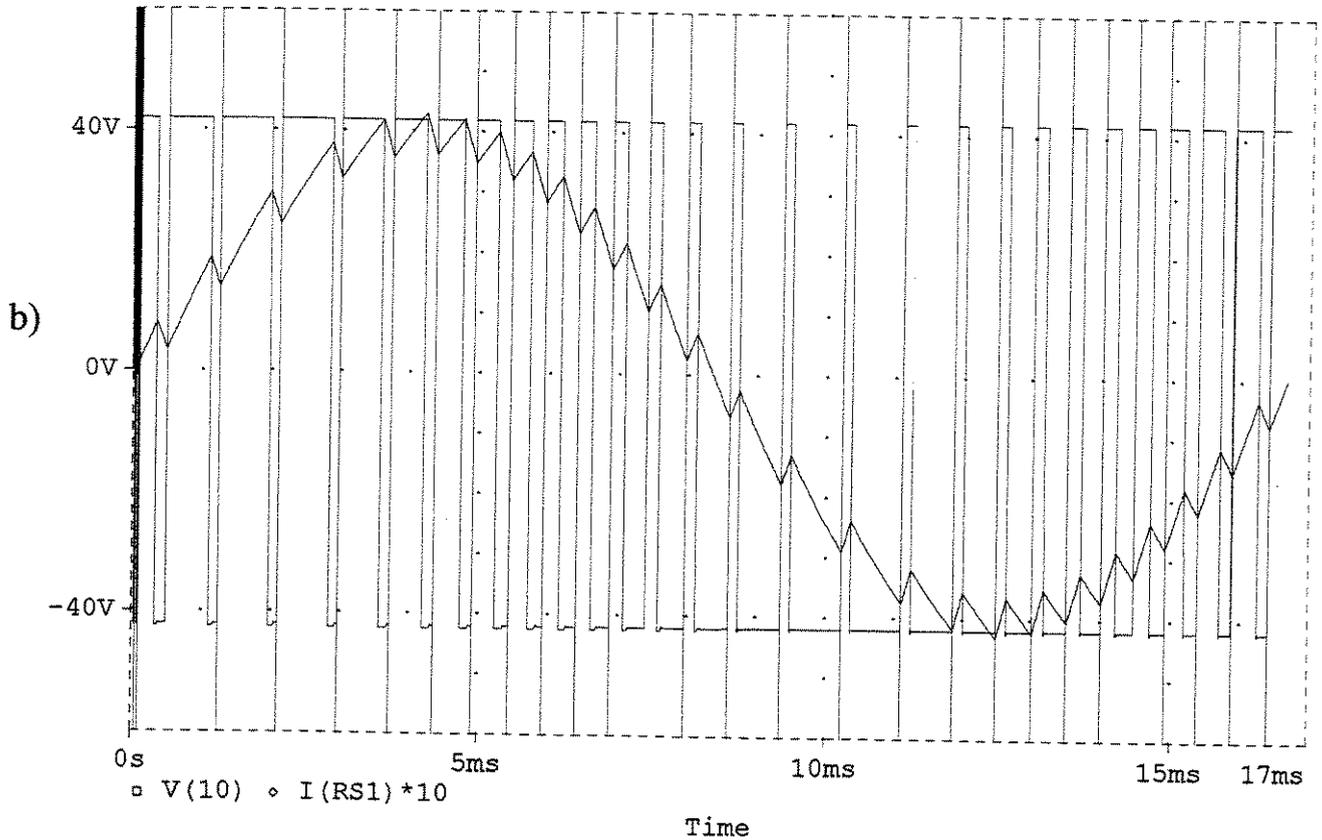
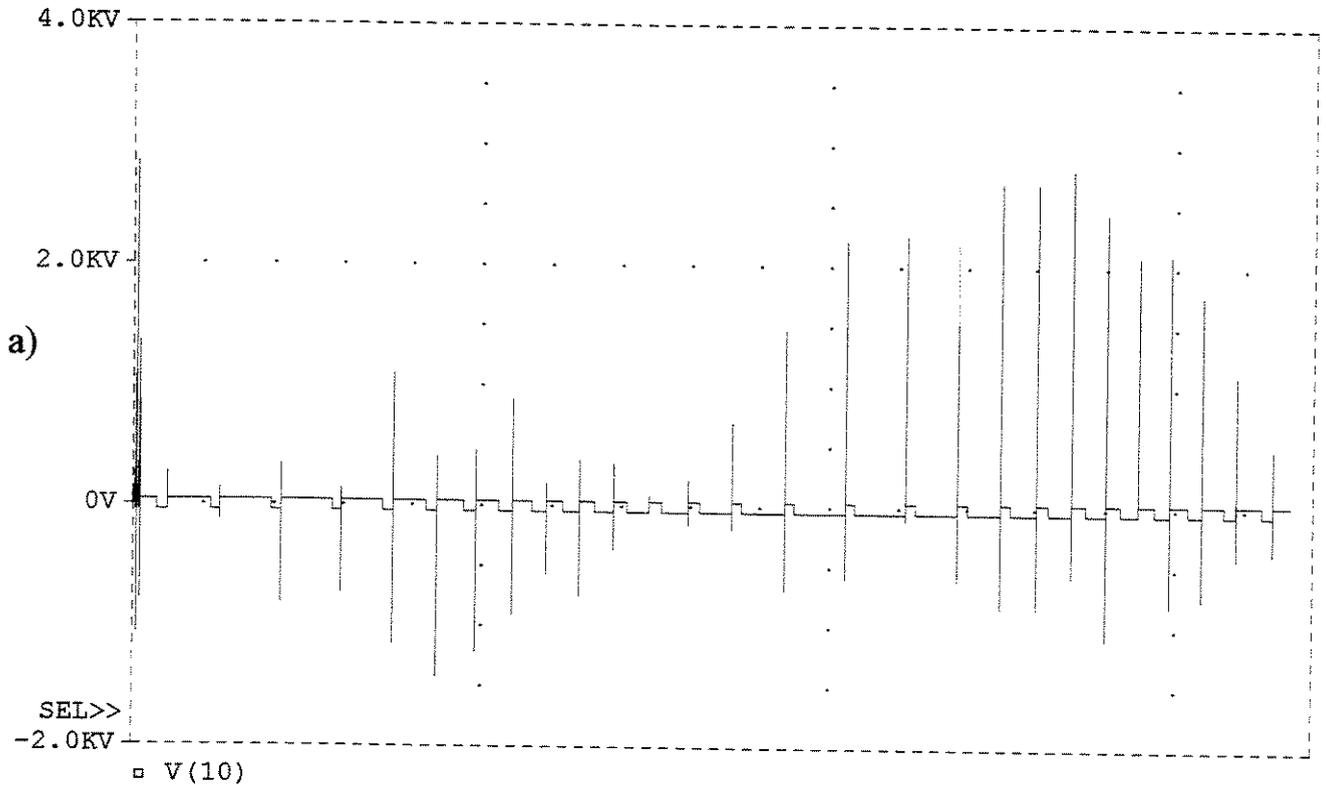


Figura 5.17 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 60 Hz, para o MIL de disco; -a) corrente I(RS1) e tensão de referência V(40); -b) tensão V(10) e corrente I(RS1).



A1: (60.029, 4.0000) A2: (-121.168u, -205.6E-18) DIFF(A): (60.029, 4.0000)  
Date: December 15, 1999 Page 1 Time: 10:10:38

Figura 5.18 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 60 Hz, para o MIL de disco;  
-a) Conteúdo espectral da tensão de referência V(40); -b) Conteúdo espectral da corrente I(RS1).



Na figura 5.19-a) V10 representa a tensão que seria aplicada ao motor, agora com o circuito da figura 5.16, sem os componentes da auxílio à comutação (foram mantidos apenas os diodos D1 e D2 e os indutores L1 e L2).

Através do nível elevado de sobretensões, fica evidenciada a fundamental importância deste circuito para a proteção das chaves S1 e S2, durante os seus instantes de comutação. Portanto, a inexistência no inversor implementado do circuito de auxílio à comutação certamente levaria à destruição dos IGBT's por sobretensão. Conforme as figuras 5.17-b) e 5.19-b), as características da corrente I(RS1) permanecem inalteradas.

Agora, a operação do circuito da figura 5.16 (com o circuito de auxílio à comutação) será observada na frequência de 20 Hz e corrente eficaz de 2,80 A. Nesta frequência, o MIL plano de disco apresenta seus menores valores de impedância equivalente, conforme os resultados apresentados na figura 5.10.

As simulações das figuras 5.20 e 5.21 atestam também o bom desempenho do circuito em 20 Hz, onde os valores para RL e LL do circuito da figura 5.16 são os apresentados na figura 5.10, para um escorregamento unitário, simulando a operação do motor com o linor bloqueado.

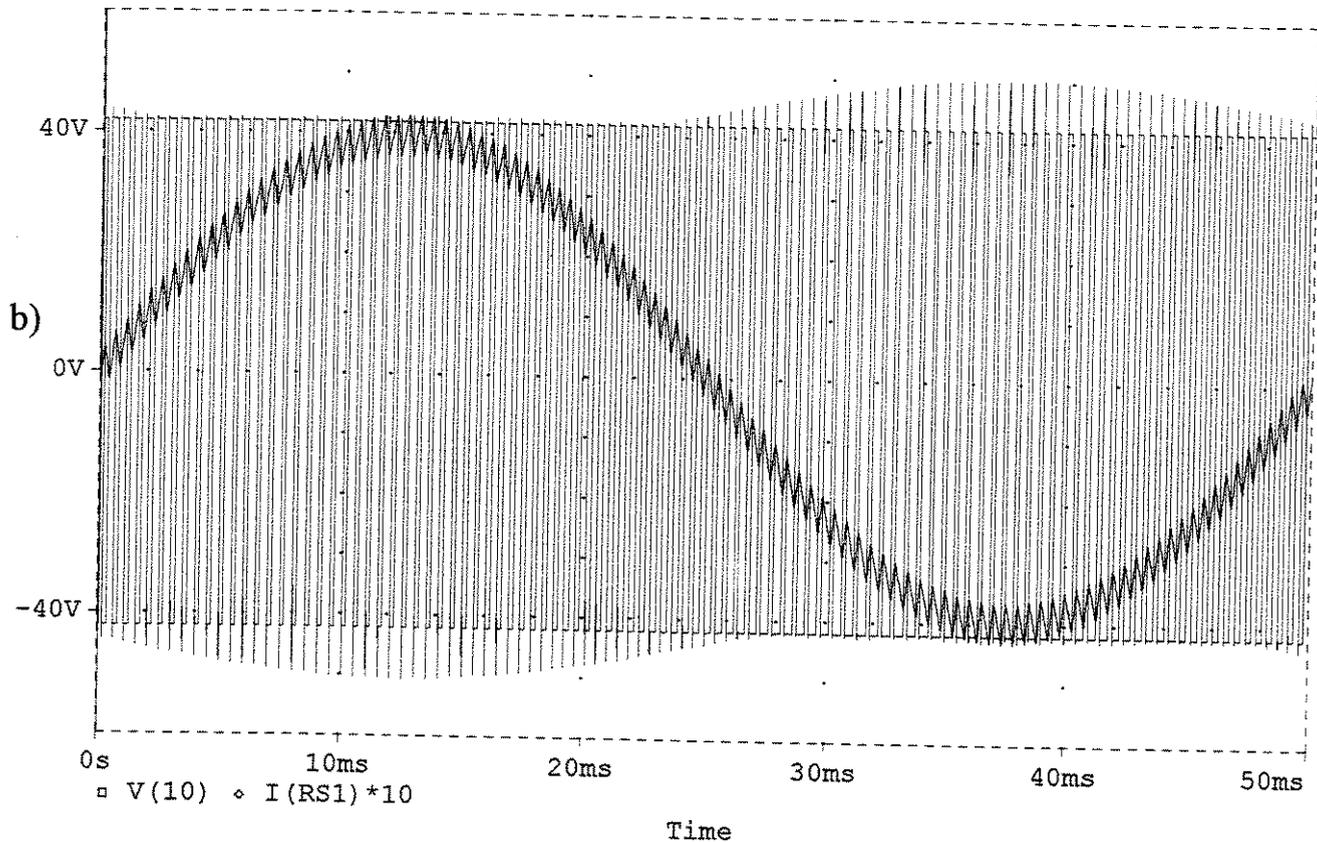
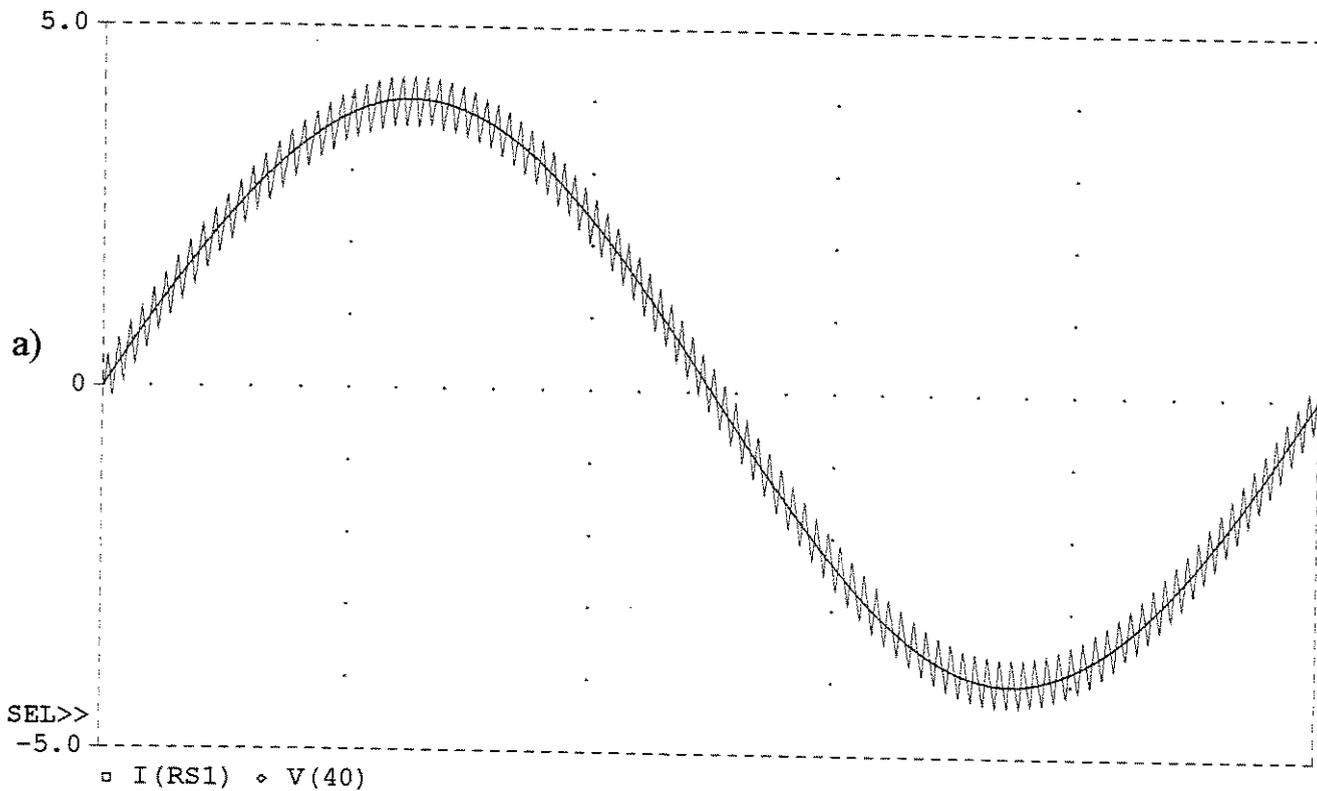
#### 5.4.2 Simulações do Inversor Acionando o MIL em Arco:

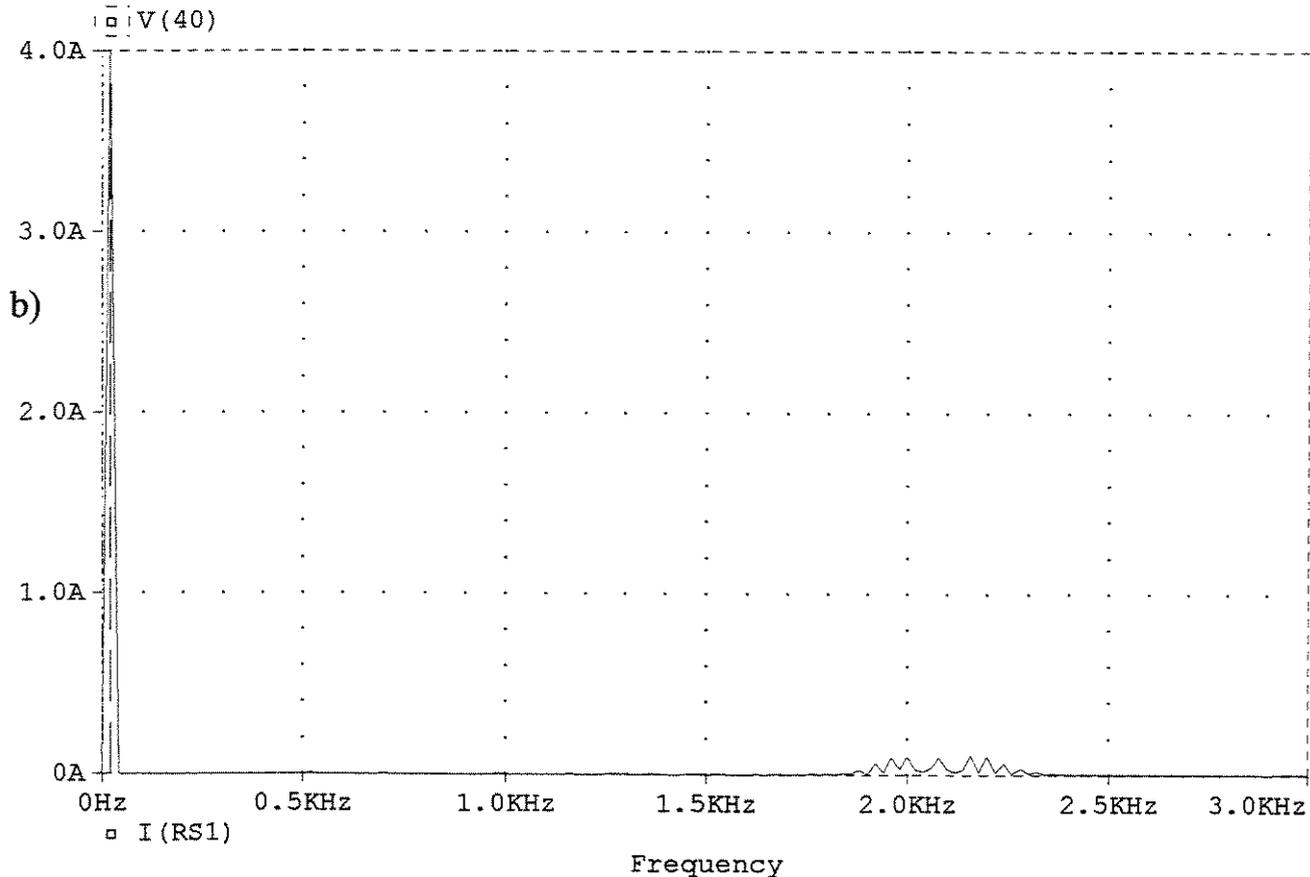
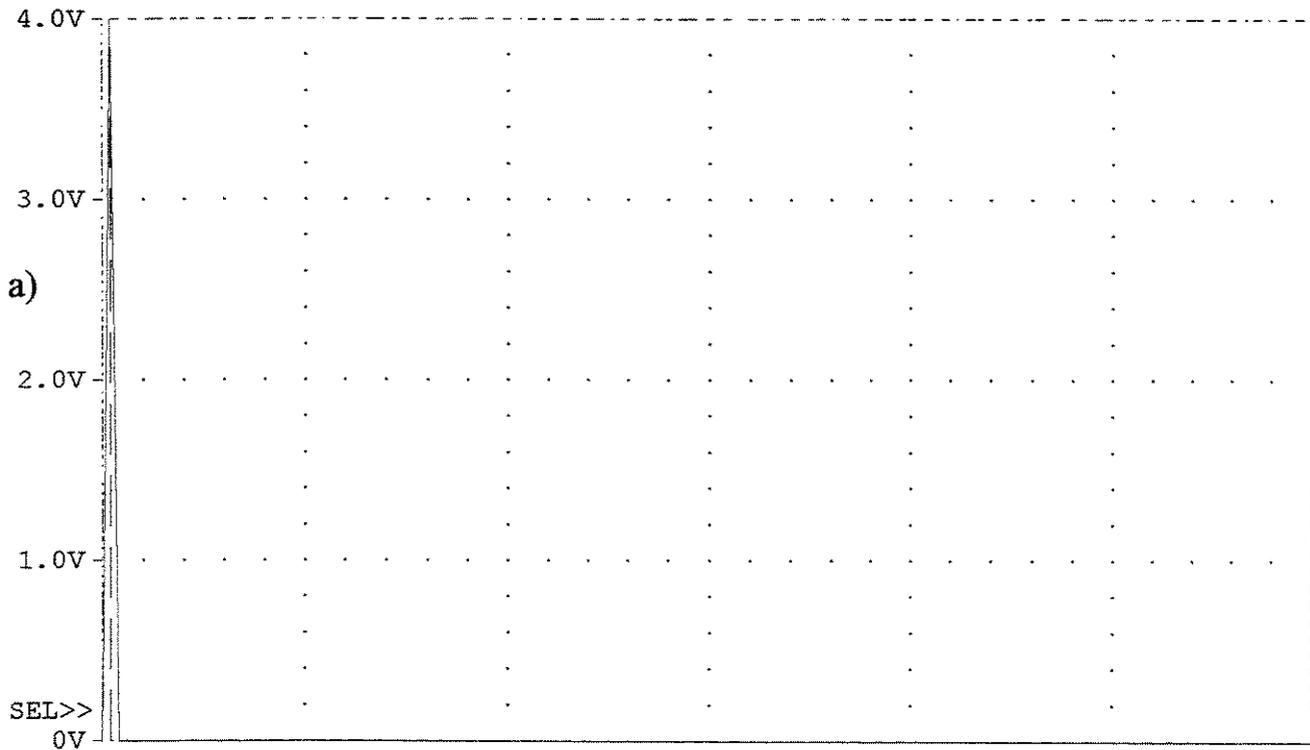
As formas de onda apresentadas a seguir, foram obtidas para o circuito da figura 5.16 (com o circuito de auxílio à comutação) e com Vref. correspondente a uma corrente eficaz de 2,12 A, na frequência de 60 Hz. Os parâmetros do circuito elétrico equivalente utilizados, RL e LL, foram os relativos a uma operação do motor com um escorregamento de 16 %, de acordo com os dados da figura 5.13.

A tensão simétrica empregada foi de + ou - 158 V e, na figura 5.22-a), são apresentadas as formas de onda da corrente I(RS1) e da tensão Vref. (na simulação V40). Na figura 5.22-b), são apresentadas as formas de onda da tensão no motor ( V10) e da corrente I(RS1) multiplicada por dez para uma melhor visualização.

De modo análogo, V(40) seria equivalente à tensão de referência gerada pelo circuito da figura 4.8, enquanto a corrente I(RS1) seria equivalente à corrente instantânea de uma das fases do MIL em arco. Pode-se observar, através da corrente I(RS1) a atuação do controle por histerese implementado. A corrente I(RS1) tenta acompanhar a todo instante a forma de onda senoidal imposta por Vref., no caso de valor eficaz igual a 2,12 V.

O conteúdo espectral da corrente I(RS1) é apresentado na figura 5.23-b), onde pode-se observar a praticamente inexistência de componentes harmônicas de baixa ordem. A componente fundamental de I(RS1), tem uma frequência de 60 Hz com amplitude de 3 Ampères, obedecendo, portanto, os parâmetros ajustados na tensão de referência.





C1: (20.001, 4.0000) C2: (-1.7558u, 170.4E-18) DIFF(C): (20.001, 4.0000)

Date: December 15, 1999

Page 1

Time: 10:59:37

Figura 5.21 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 20 Hz, para o MIL de disco;

-a) Conteúdo espectral da tensão de referência V(40); -b) Conteúdo espectral da corrente I(RS1).

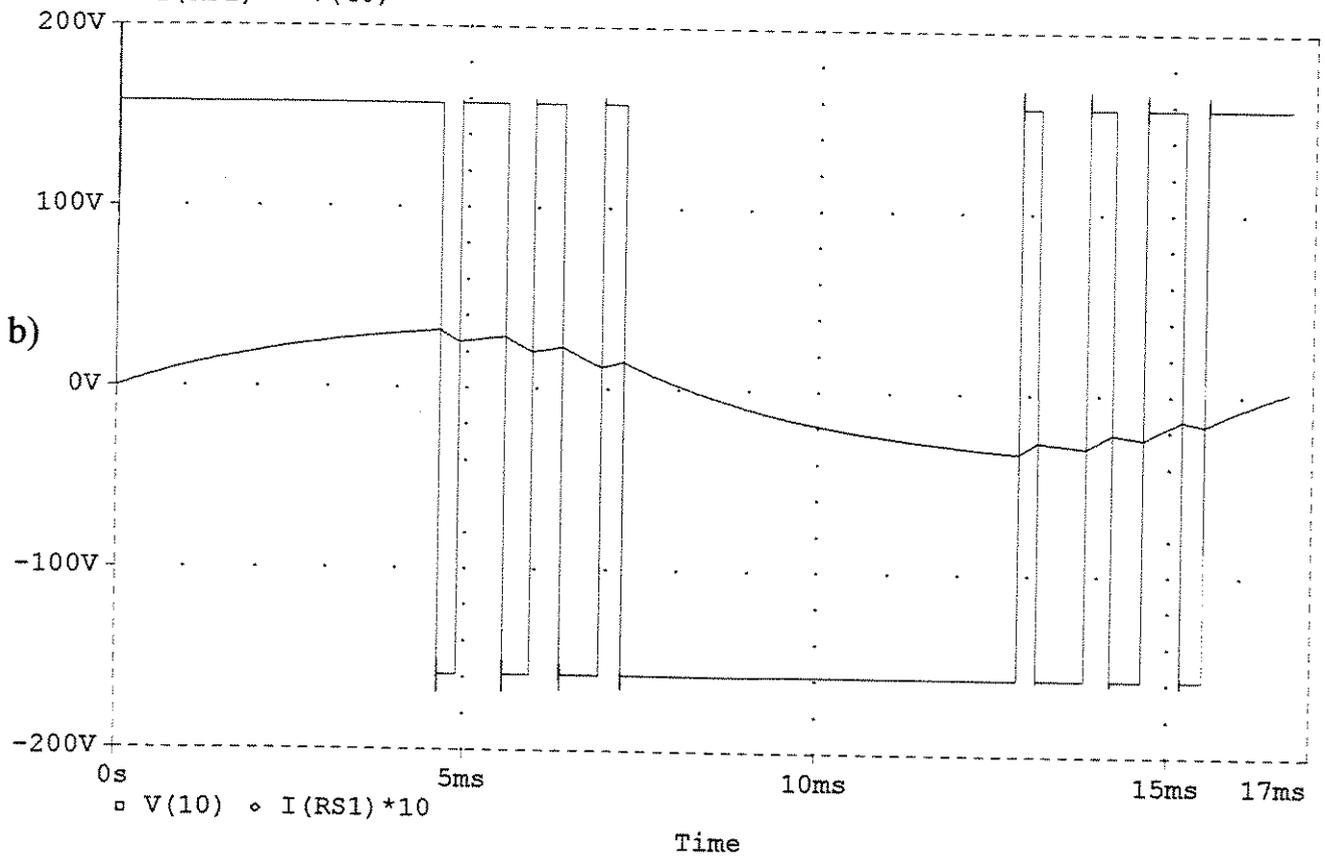
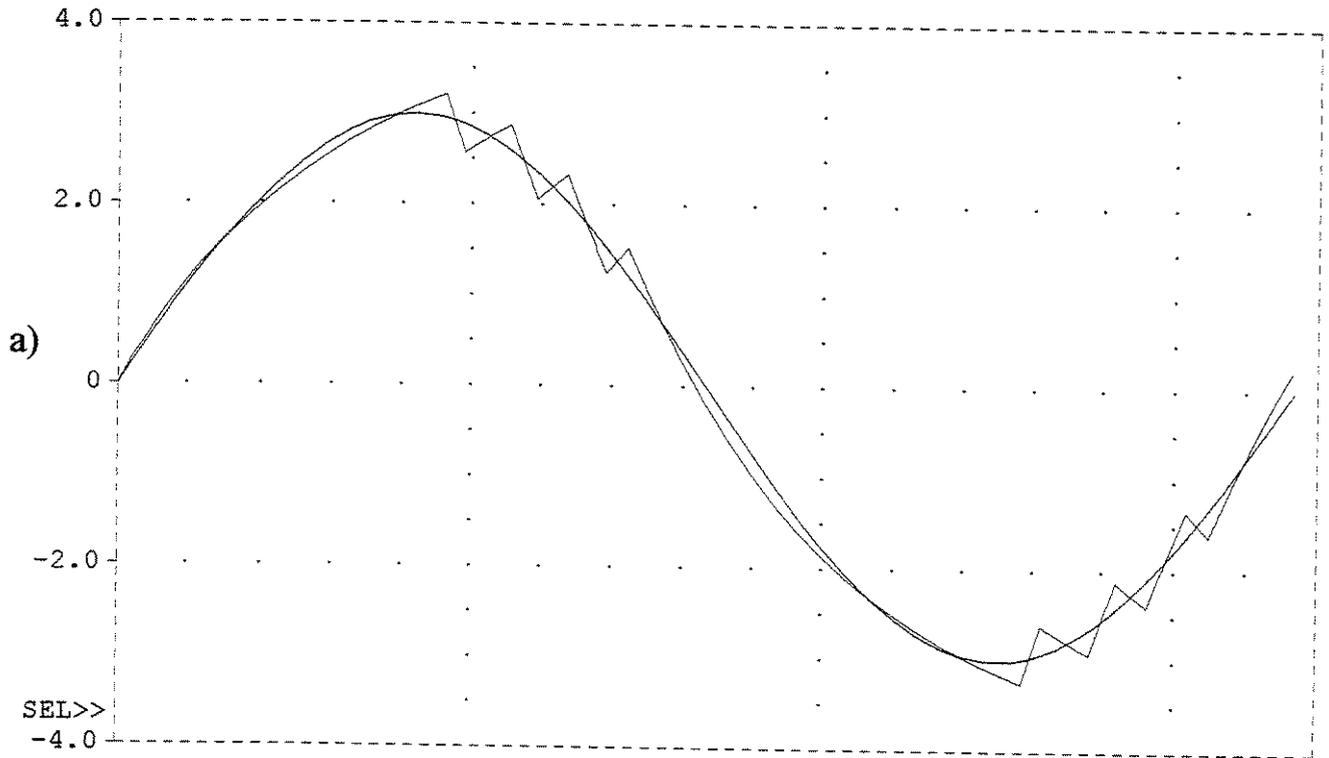
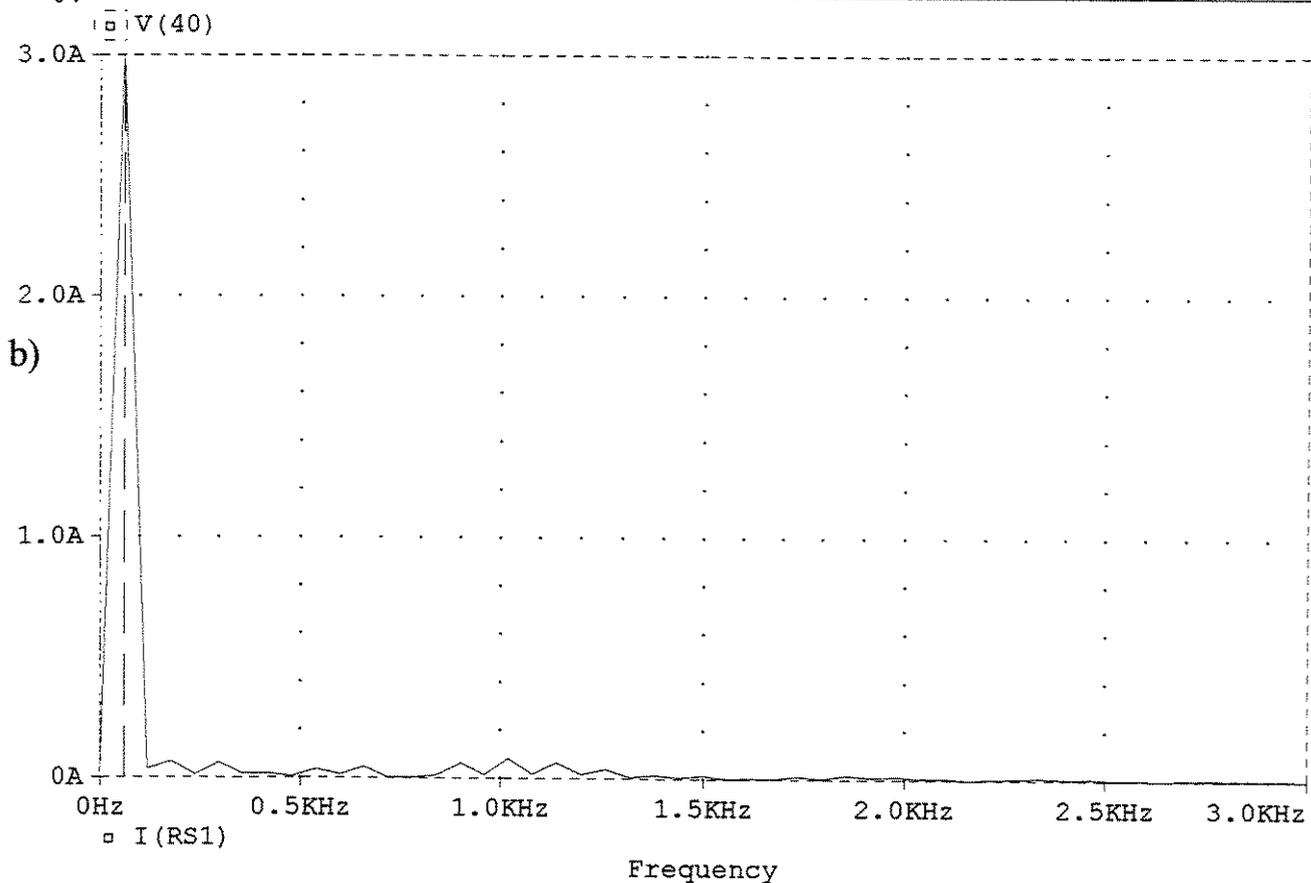
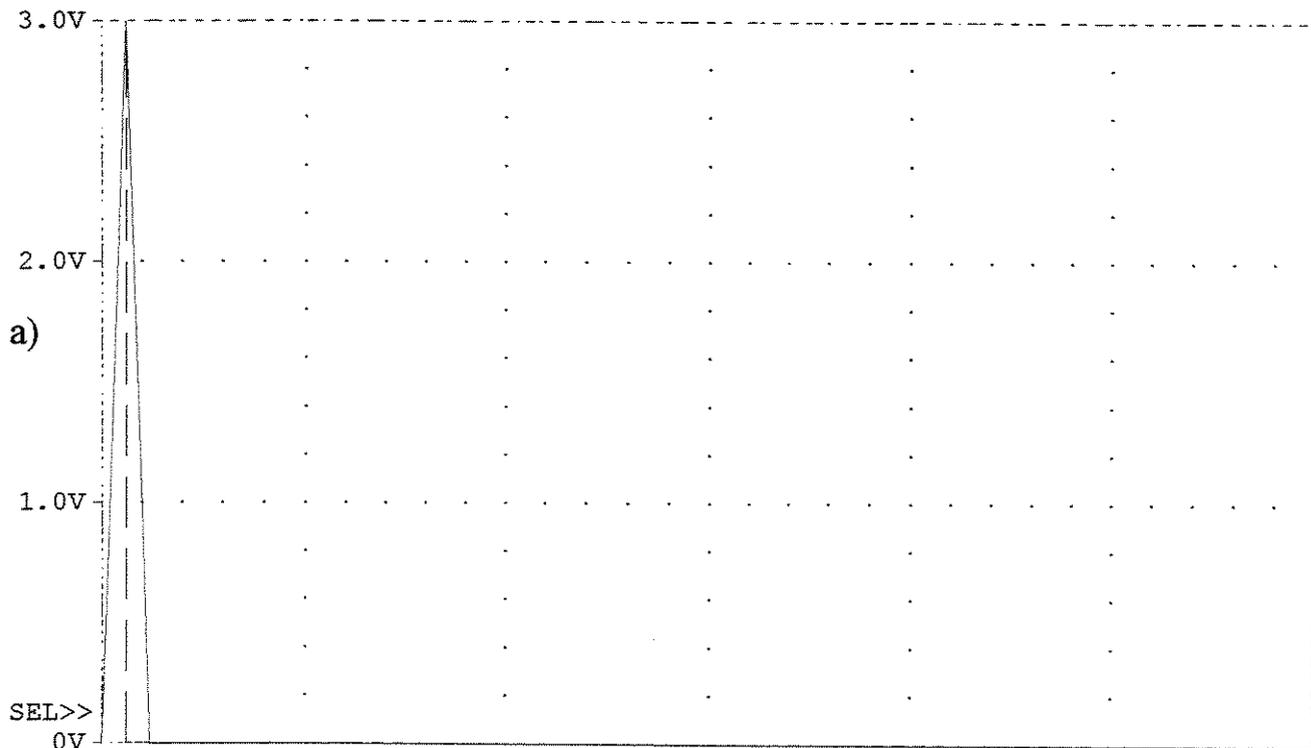


Figura 5.22 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 60 Hz, para o MIL em arco;  
-a) corrente I(RS1) e tensão de referência V(40); -b) tensão V(10) e corrente I(RS1).



A1: (60.014, 3.0000) A2: (-149.577u, -320.1E-18) DIFF(A) : (60.014, 3.0000)

Date: December 15, 1999

Page 1

Time: 11:35:38

Figura 5.23 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 60 Hz, para o MIL em arco;  
-a) Conteúdo espectral da tensão de referência V(40); -b) Conteúdo espectral da corrente I(RS1).

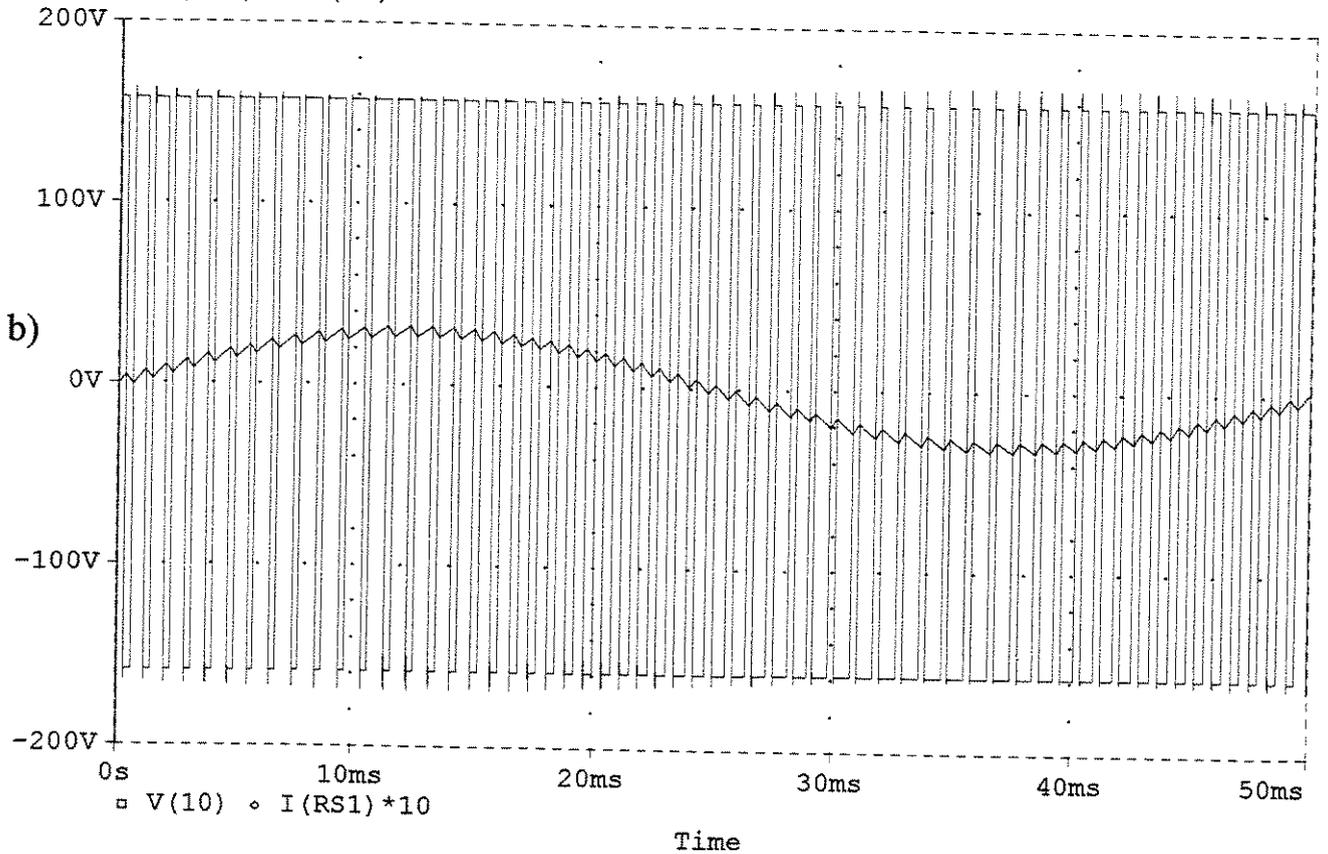
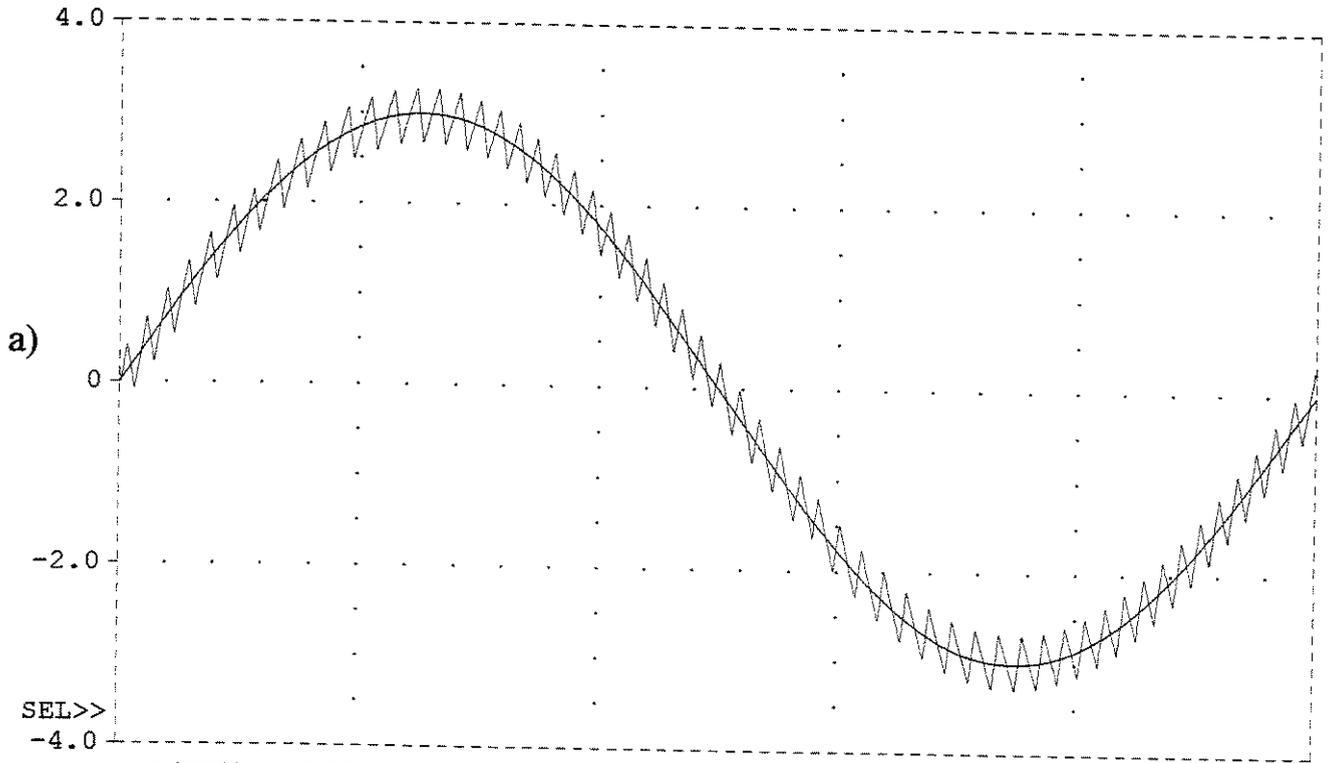
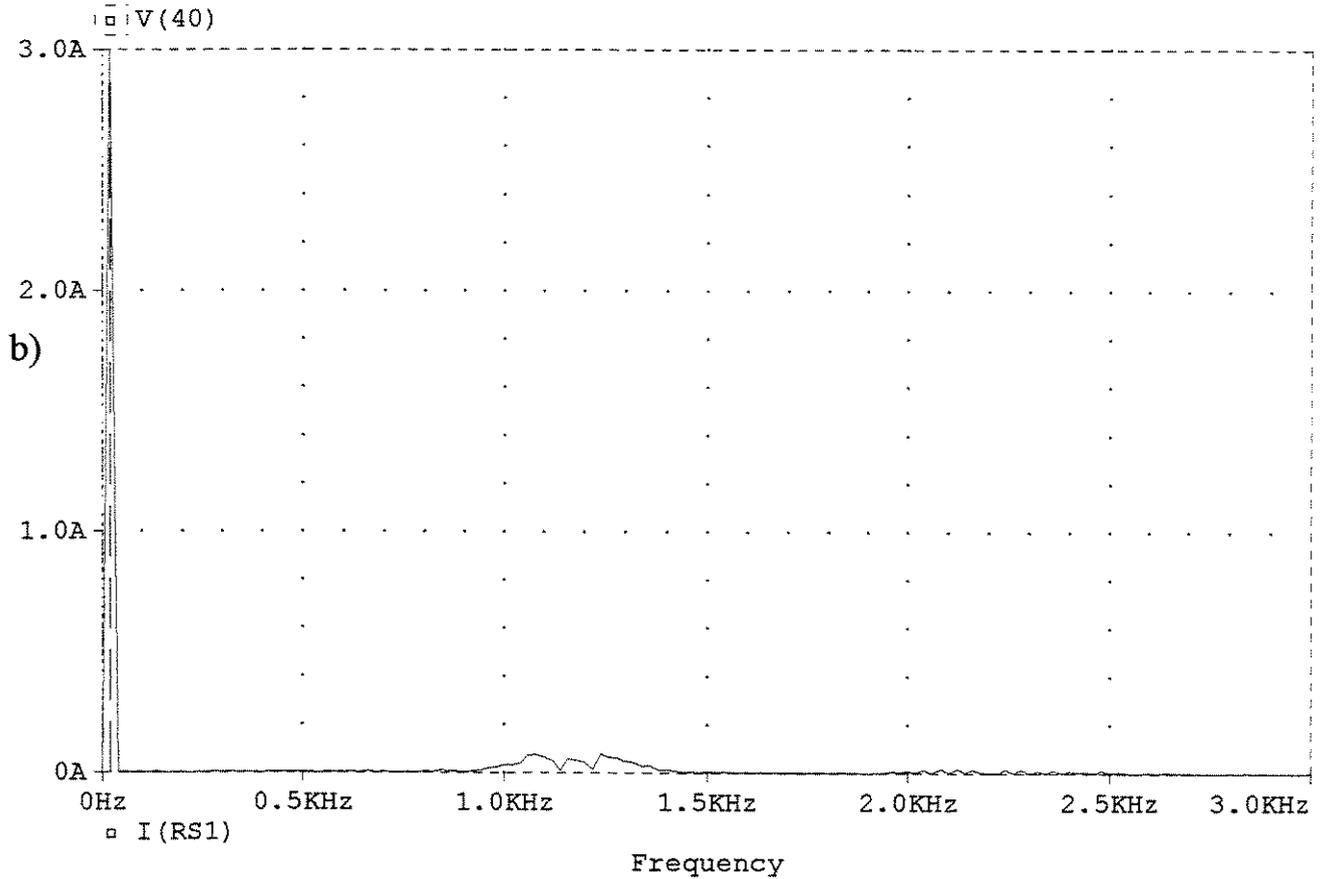
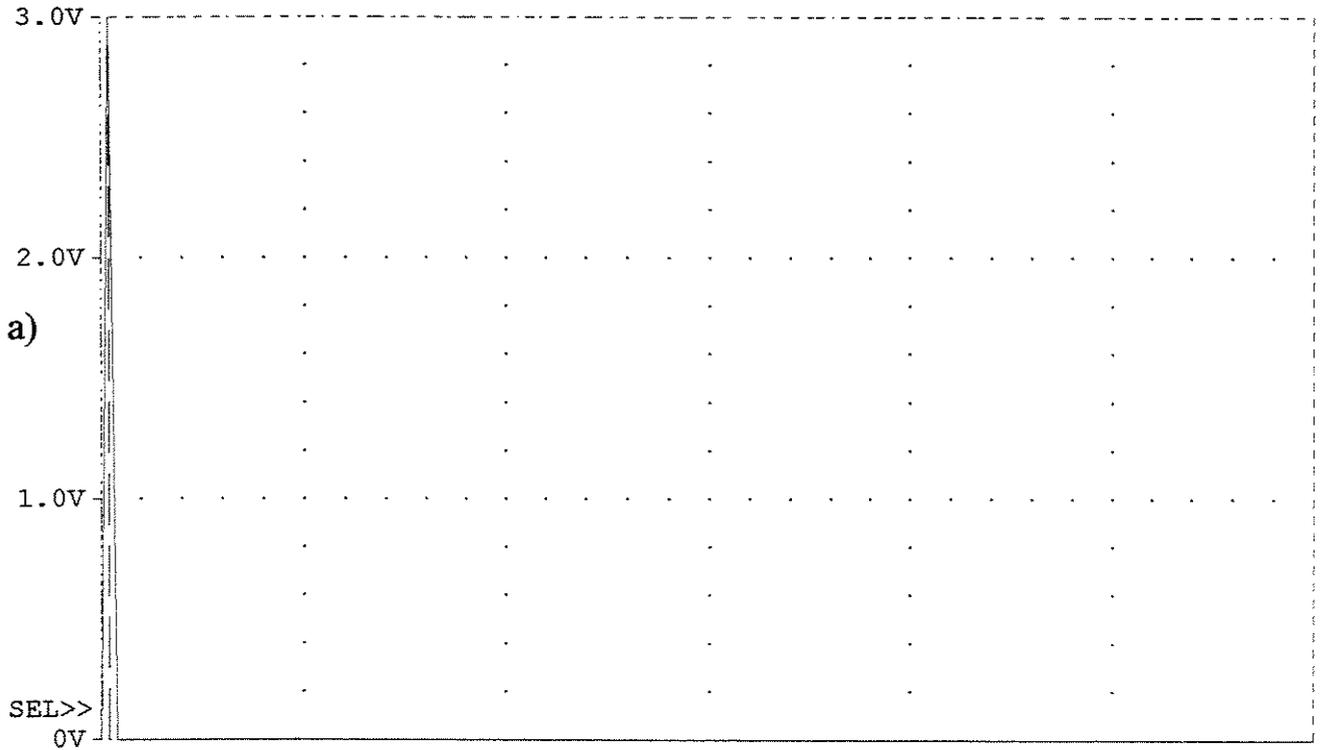


Figura 5.24 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 20 Hz , para o MIL em arco;  
-a) corrente I(RS1) e tensão de referência V(40); -b) tensão V(10) e corrente I(RS1).



A1: (20.000, 3.0000) A2: (-10.202u, -208.2E-18) DIFF(A): (20.000, 3.0000)

Date: December 15, 1999

Page 1

Time: 13:16:23

Figura 5.25 - Simulação do circuito da figura 5.16, na frequência de 20 Hz, para o MIL em arco;  
-a) Conteúdo espectral da tensão de referência V(40); -b) Conteúdo espectral da corrente I(RS1).

As simulações das figuras 5.24 e 5.25 atestam também o bom desempenho do circuito em 20 Hz, onde os valores para RL e LL do circuito da figura 5.16 são os apresentados na figura 5.15, para um escorregamento unitário, simulando a operação do motor com o rotor bloqueado.

Nas figuras 5.24 e 5.25, o circuito da figura 5.16 opera na frequência de 20 Hz e corrente eficaz de 2,80 A. Nesta frequência, o MIL em arco apresenta seus menores valores de impedância equivalente, conforme os resultados apresentados na figura 5.15.

### 5.5 Considerações:

Neste capítulo, avaliações das forças propulsoras para o MIL plano de disco e para o MIL em arco são apresentadas através de simulações utilizando-se programas desenvolvidos como o uso do "software" MATLAB. Estes programas empregam o modelo unidimensional, aplicado aos motores lineares de indução através da utilização de circuitos elétricos equivalentes.

As forças propulsoras, com as necessárias correções para os motores em estudo, são apresentadas para operações com correntes senoidais e com valores eficazes constantes, nas frequências de 20 a 60 Hz.

Um circuito para simular a operação do inversor, utilizando o "software" PSPICE, é apresentado. Neste circuito, os motores são representados por impedâncias equivalentes, para determinados valores de escorregamento.

Desta forma, simulações para as frequências de 20 e 60 Hz, são efetuadas para as observações dos comportamentos das formas de onda das correntes e das tensões nestas impedâncias.

Conteúdos espectrais das correntes são apresentados, evidenciando-se o bom desempenho do circuito de controle da corrente proposto assim como a correta operação das chaves que simulam os transistores da etapa de potência.

## CAPÍTULO 6

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES

#### 6.1- Introdução:

Para o levantamento dos dados experimentais, construiu-se uma bancada de ensaios composta por um dos motores de indução lineares de cada vez, com o seu eixo acoplado a um torquímetro (modelo SODMEX - T103, escala nominal: 0 - 50 N.m, tensão de saída: 0 - 20 mV) e a uma outra máquina, um alternador trifásico (Apêndice IV) operando como freio.

O MIL plano de disco foi acionado pelo inversor descrito no capítulo 4, com correntes eficazes de 2,80 a 5,0 A e o MIL em arco foi acionado também pelo referido inversor, com correntes eficazes de 1,0 até 2,12 A.

Para o levantamento dos dados, primeiramente ajustava-se a corrente na amplitude e frequências desejadas, através do circuito do microcontrolador. Através do controle da corrente de campo do alternador, aplicava-se carga no eixo do motor.

Nestas condições, efetuava-se as leituras da velocidade de rotação no eixo do motor, com o auxílio de um tacômetro digital e, simultaneamente, anotava-se o valor da tensão de saída do torquímetro.

Posteriormente, convertia-se a leitura do torquímetro em força propulsora desenvolvida pelo motor. Um exemplo de como este cálculo foi efetuado é mostrado a seguir:

- seja, por exemplo, uma leitura no torquímetro de 0,68 mV. Nestas condições, a força propulsora desenvolvida pelo motor pode ser determinada pela equação (6.2), seguinte;

$$F(N) = \frac{T(N.m)}{r(m)} \quad (6.1)$$

$$F(N) = \frac{50 \text{ leitura no torquímetro (mV)}}{20} \frac{1}{r(m)} \quad (6.2)$$

onde o multiplicador 50/20 vem das escalas do torquímetro e  $r$  (m) é o raio do motor, com valor igual a 0,05m. Portanto, no exemplo anterior onde a leitura é 0,680 mV, a força propulsora é ;

$$F = 34,0 \text{ N}$$

## 6.2- Ensaio para o MIL Plano de Disco:

A bancada de ensaios para o MIL plano de disco é mostrada na figura 6.1. Nesta figura, mais à esquerda, encontra-se o MIL de disco, ao centro, o torquímetro e, mais à direita, localiza-se o freio.

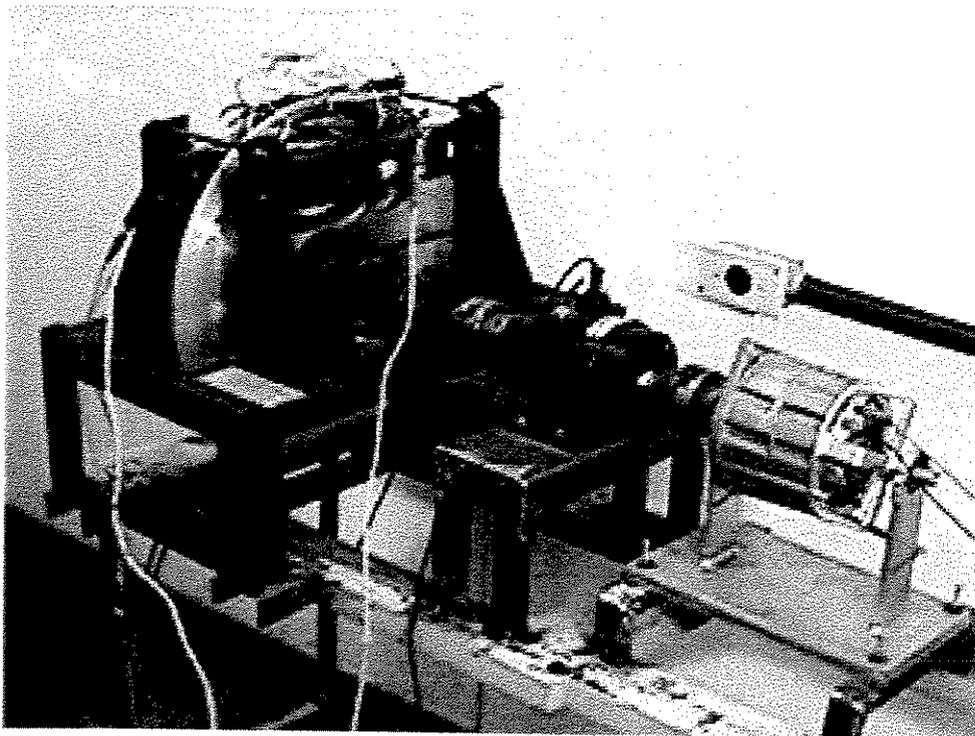


Figura 6.1 - Vista da bancada de ensaios para o MIL plano de disco.

Detalhes construtivos do MIL de disco utilizado nos ensaios estão disponíveis nas figuras 6.2 e 6.3.

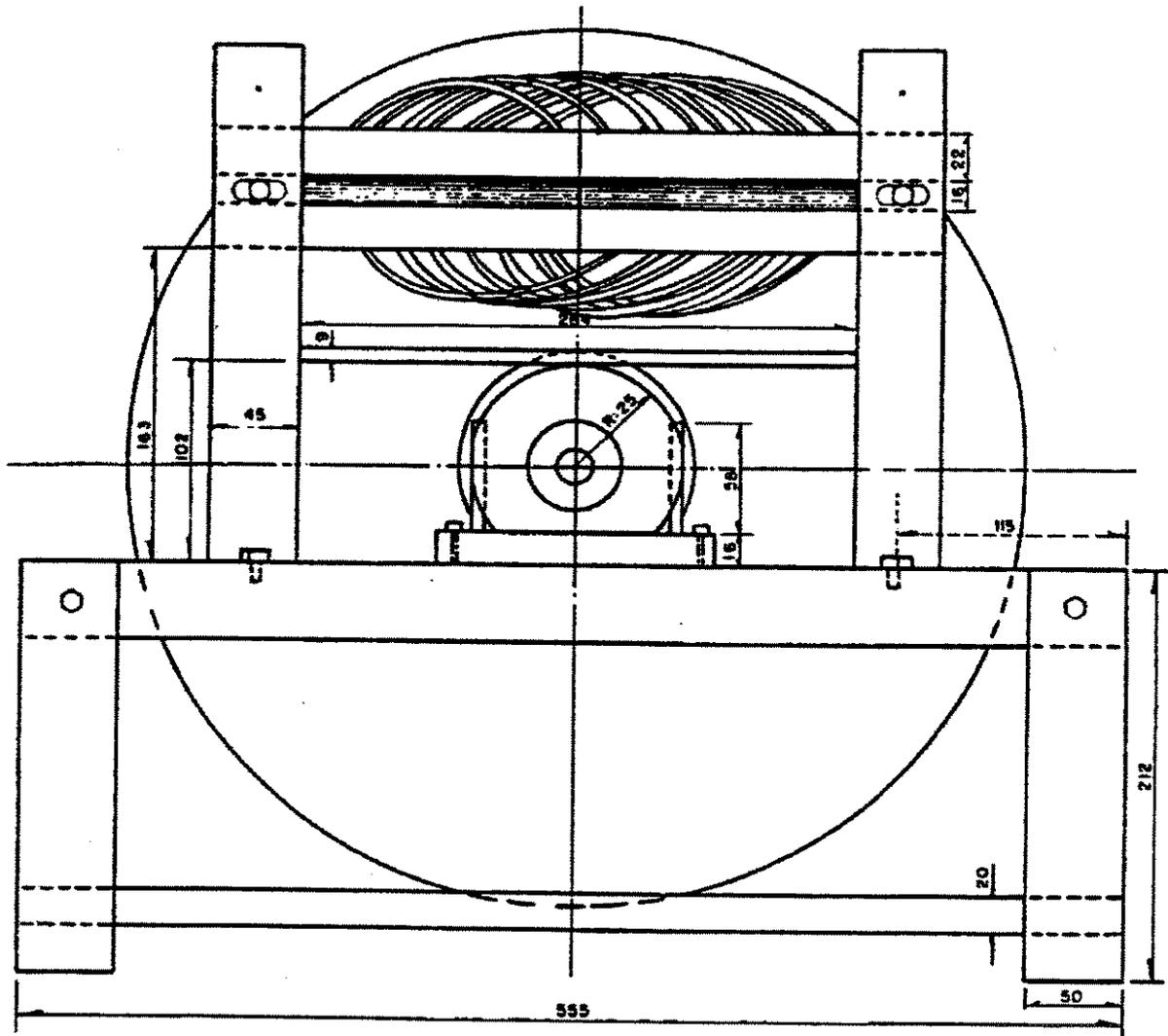


Figura 6.2 - Detalhe frontal do MIL plano de disco. Na parte superior da figura, observa-se um dos estatores ativos do motor.

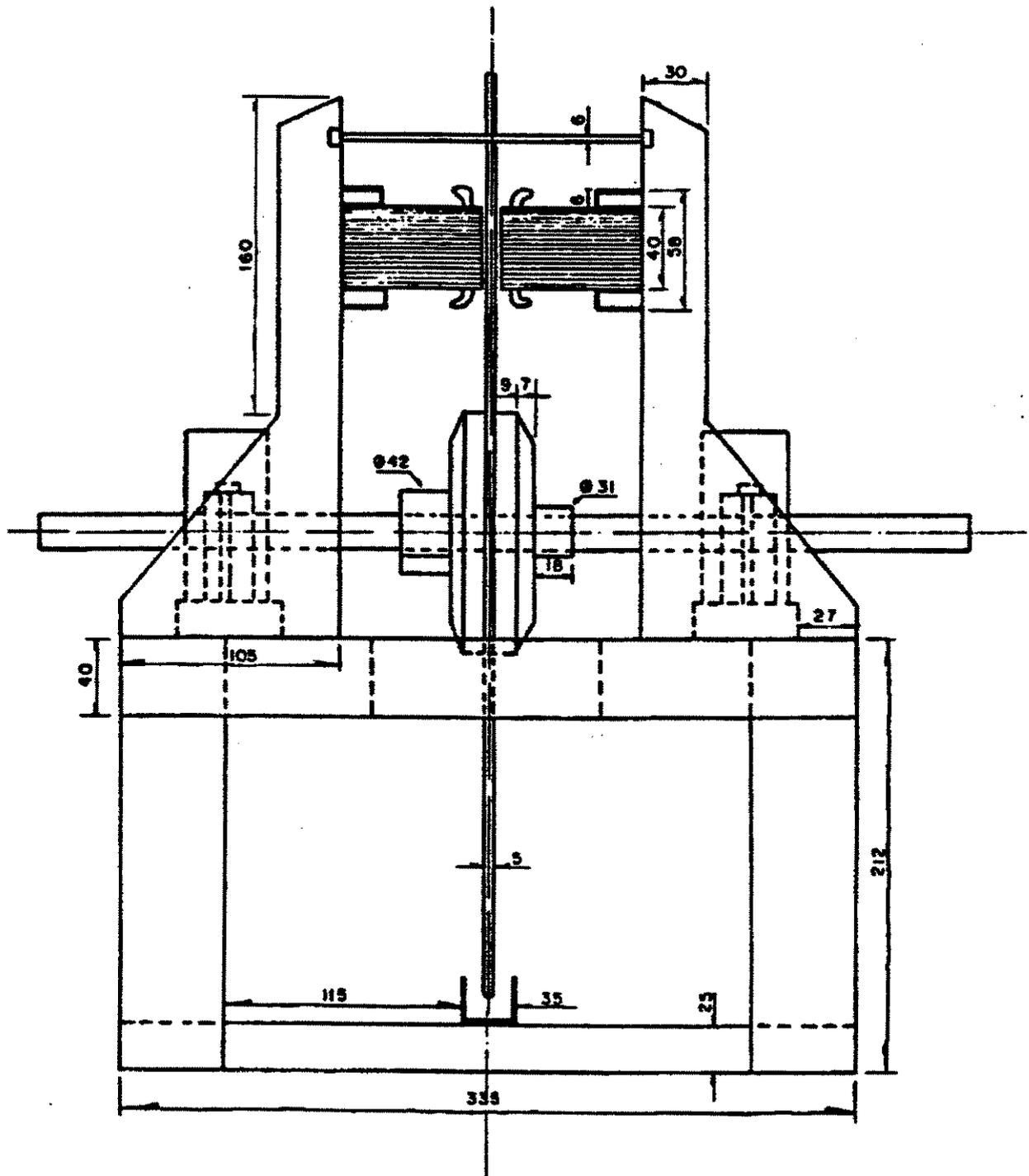


Figura 6.3 - Detalhe lateral do MIL plano de disco. Na parte superior da figura, observa-se a montagem dos dois estatores ativos do motor.

Desta forma, realizou-se ensaios com este motor, para várias frequências de acionamento, comparando-se as forças medidas com aquelas obtidas nas simulações com o programa dishir2.m, desenvolvido com o "software" MATLAB.

Então, de acordo com estes procedimentos, construiu-se uma família de curvas com as características  $F(N) \times (1-s)$  do MIL de disco acionado pelo inversor, com corrente senoidal e de valor eficaz constante, para diversas frequências de operação. Uma boa aproximação entre os valores experimentais e os simulados foi obtida, validando, portanto, a aplicação dos modelos analíticos propostos neste trabalho.

### 6.2.1 Resultados Experimentais das Forças Propulsoras:

Apresentam-se, agora, os resultados obtidos com os ensaios de acordo com a seguinte seqüência:

- As figuras de 6.4 até 6.8 referem-se a características das forças propulsoras  $f_x$ ,  $f_{xe}$  e  $f_{xh}$  (equações 3.27, 3.43 e 3.58 respectivamente) função de  $(1-s)$ . Neste caso, o MIL plano de disco é alimentado pelo inversor desenvolvido e opera com corrente eficaz constante de 5,0 A de referência e frequências variando de 20 até 60 Hz.

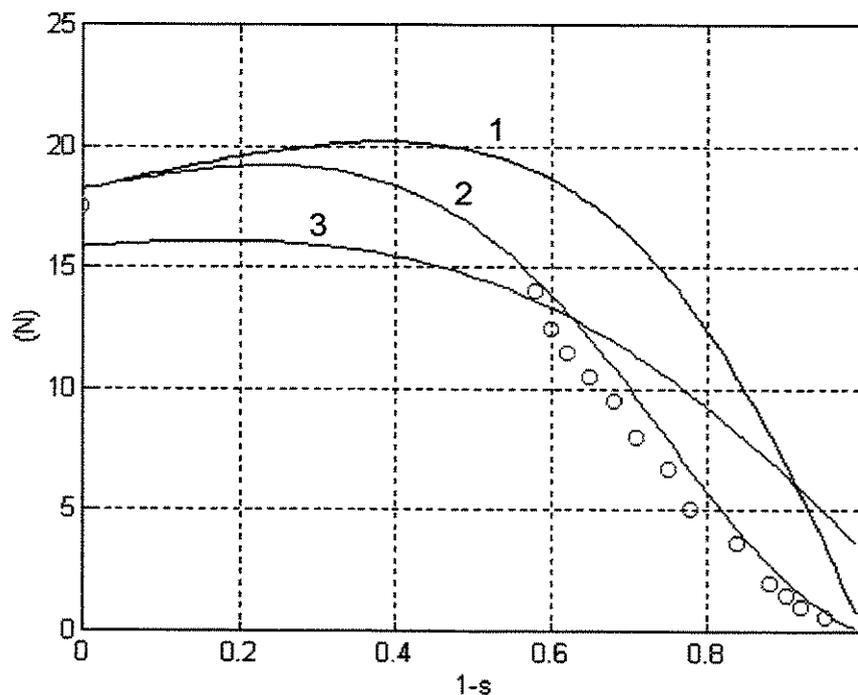


Figura 6.4 - Forças propulsoras função de  $(1-s)$ , para o MIL plano de disco operando na frequência de 20 Hz, com corrente eficaz constante de 5,0 A de referência. Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força propulsora  $f_x$ ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$ ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

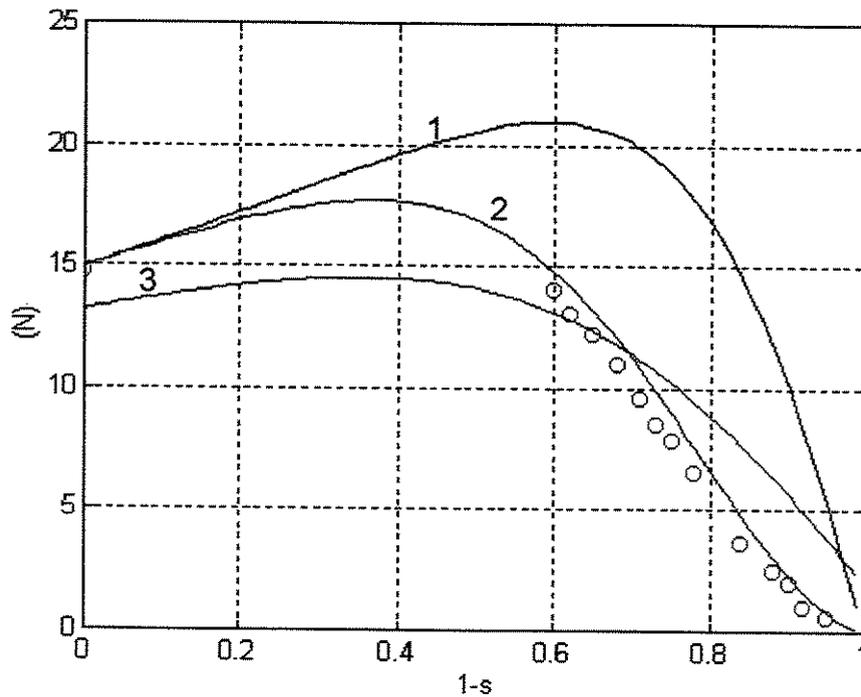


Figura 6.5 - Forças propulsoras função de  $(1-s)$ , para o MIL plano de disco, operando na frequência de 30 Hz, com corrente eficaz constante de 5,0 A de referência. Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força propulsora  $f_x$  ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$  ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

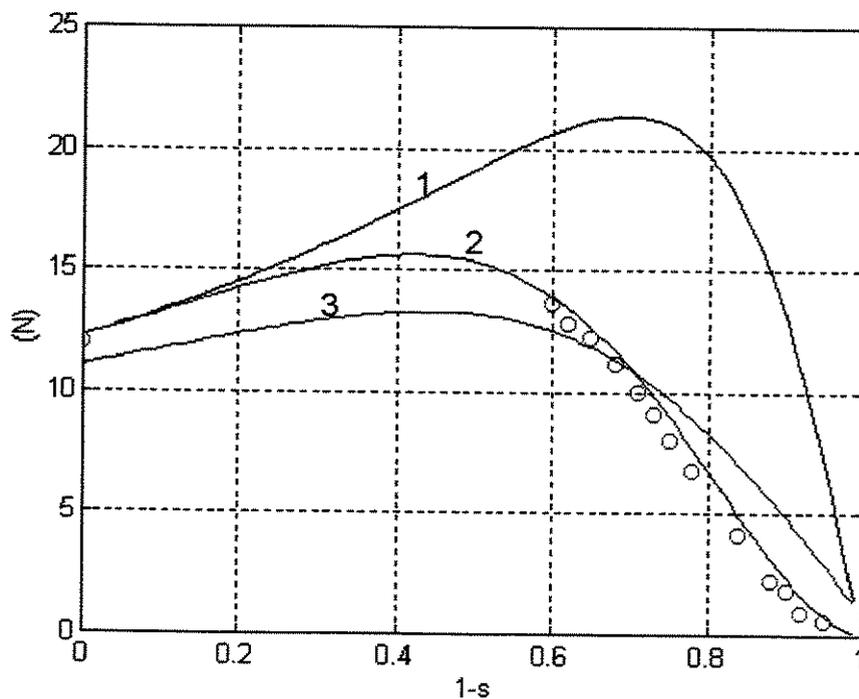


Figura 6.6 - Forças propulsoras função de  $(1-s)$ , para o MIL plano de disco, operando na frequência de 40 Hz, com corrente eficaz constante de 5,0 A de referência. Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força propulsora  $f_x$  ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$  ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

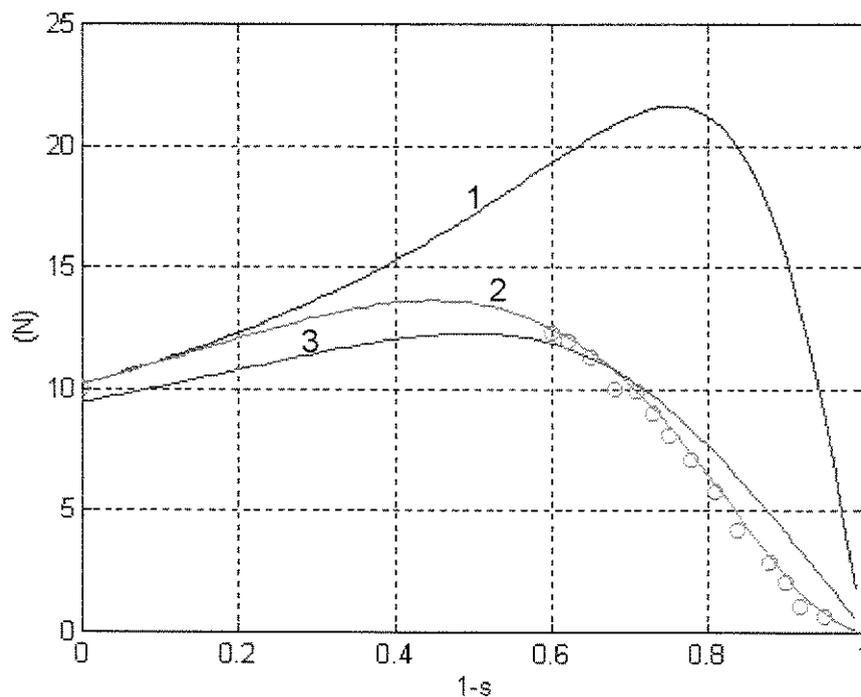


Figura 6.7 - Forças propulsoras função de  $(1-s)$ , para o MIL plano de disco, operando na frequência de 50 Hz, com corrente eficaz constante de 5,0 A de referência. Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força propulsora  $f_x$  ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$  ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

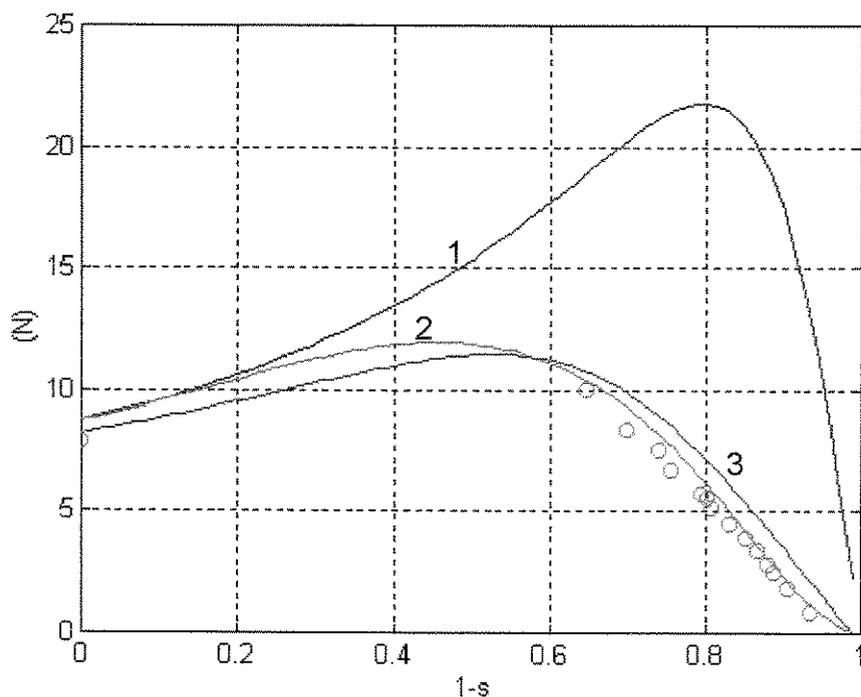


Figura 6.8 - Forças propulsoras função de  $(1-s)$ , para o MIL plano de disco operando na frequência de 60 Hz, com corrente eficaz constante de 5,0 A de referência. Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força propulsora  $f_x$  ; 2 - força propulsora  $f_{xe}$  ; 3 - força propulsora  $f_{xh}$ .

## 6.2.2 Resultados Experimentais de Correntes e Conteúdos Espectrais:

Avaliações nas formas de onda das correntes foram realizadas utilizando-se um osciloscópio digital (TEKTRONIX - modelo TRS 320) e um "Power Quality Meter" PQM - MULTILIN (medição dos conteúdos espectrais) marca G.E. (Apêndice II). Um detalhe do aspecto do PQM - MULTILIN da G.E. é mostrado na figura 6.9.

Nas medições das correntes efetuadas com o osciloscópio digital foram utilizados 3 sensores de efeito Hall (marca LEM, modelo LTA 50P/SP1), com relação de transformação de 1:5.

Desta maneira, foram registradas as formas de onda de cada uma das fases do motor, observando-se que o inversor, teve o desempenho desejado, mantendo as corrente aproximadamente senoidais e com o seu valor eficaz dentro do valor ajustado nas referências. As medições de corrente, realizadas através do PQM - MULTILIN, empregaram 3 transformadores de corrente de relação 10/5 A.

Observou-se que o conteúdo espectral destas correntes praticamente não apresenta componentes de baixa ordem.



Figura 6.9 - Tela de saída do equipamento PQM - MULTILIN da G.E..

As figuras de 6.10 até 6.13 apresentam formas de onda da corrente e da tensão de uma das fases do MIL plano de disco alimentado pelo inversor desenvolvido, medidas com o osciloscópio digital. As figuras 6.14 até 6.21 referem-se a correntes de fase para o MIL plano de disco alimentado pelo inversor, com os seus respectivos conteúdos espectrais. Estas medições foram efetuadas com o auxílio do equipamento PQM - MULTILIN.

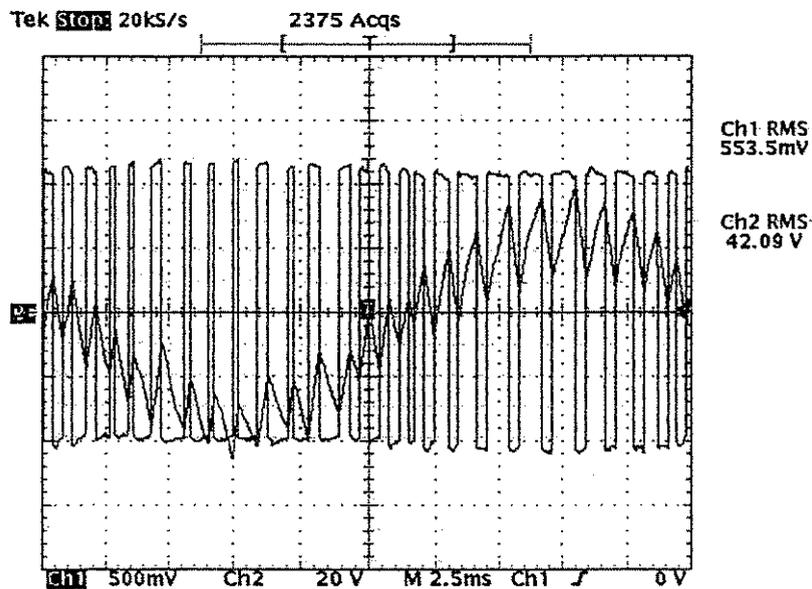


Figura 6.10 - Formas de onda medidas pelo osciloscópio, para o MIL plano de disco. Ch1: corrente da fase A do motor, medida com o auxílio do sensor de efeito Hall. Ch2: tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor estava com o seu linor bloqueado , operando em 40 Hz e com corrente eficaz de 2,80 A de referência.

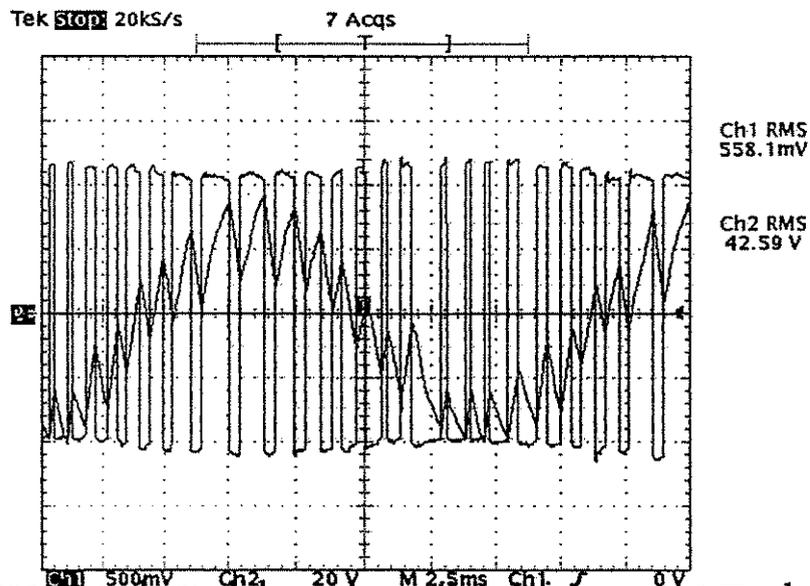


Figura 6.11 - Formas de onda medidas pelo osciloscópio, para o MIL plano de disco. Ch1: corrente da fase A do motor, medida com o auxílio do sensor de efeito Hall. Em Ch2: tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor estava com o seu linor bloqueado , operando em 60 Hz e com corrente eficaz de 2,80 A de referência.

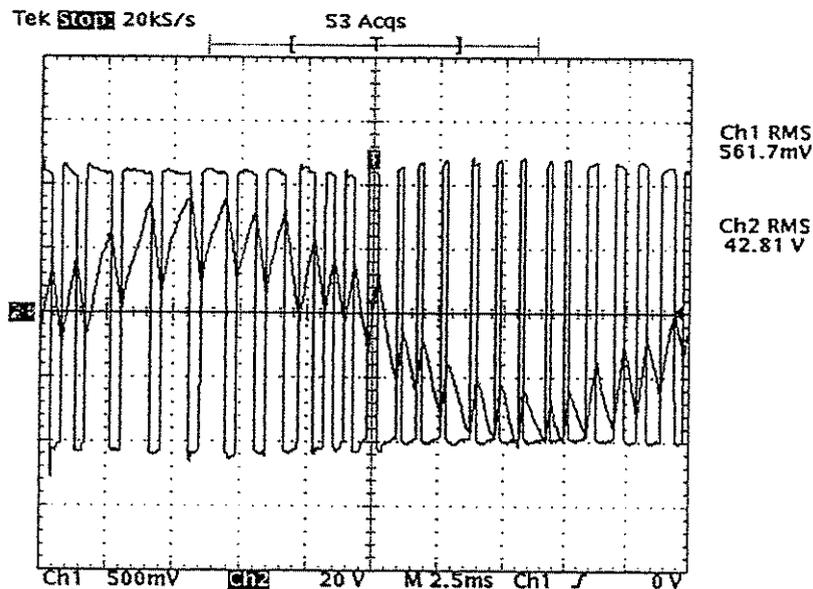


Figura 6.12 - Formas de onda medidas pelo osciloscópio, para o MIL plano de disco. Ch1: corrente da fase A do motor, medida com o auxílio do sensor de efeito Hall. Em Ch2: tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor em vazio, operando em 40 Hz e com corrente eficaz de 2,80 A de referência.

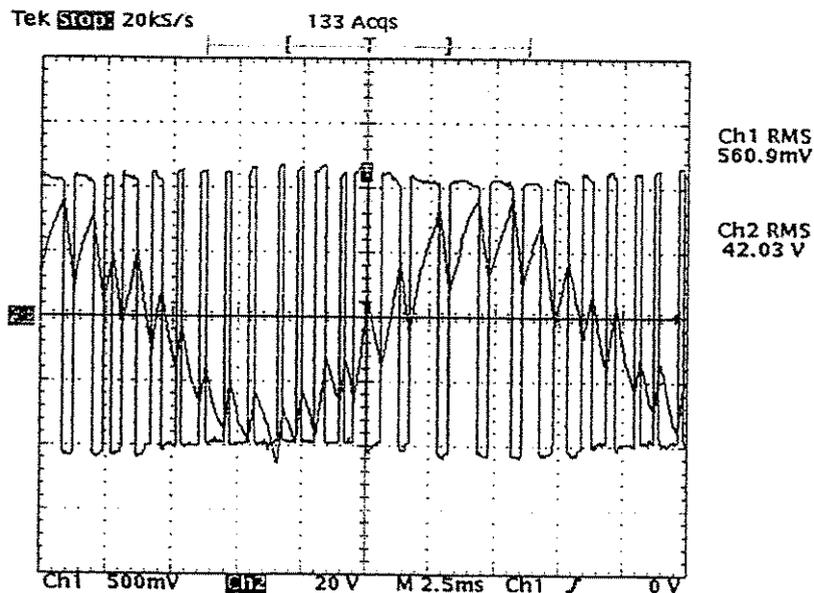


Figura 6.13 - Formas de onda medidas pelo osciloscópio, para o MIL plano de disco. Ch1: corrente da fase A do motor, medida com o auxílio do sensor de efeito Hall. Em Ch2: tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor em vazio, operando em 60 Hz e com corrente eficaz de 2,12 A de referência.

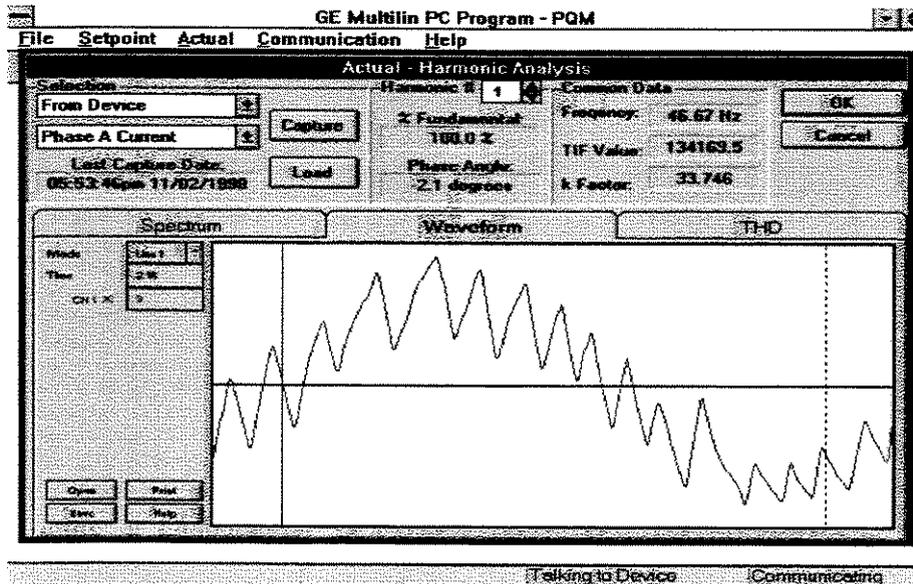


Figura 6.14 - Forma de onda da corrente da fase A do MIL plano de disco, operando com o linor bloqueado em 60 Hz, 2,80 A de referência.

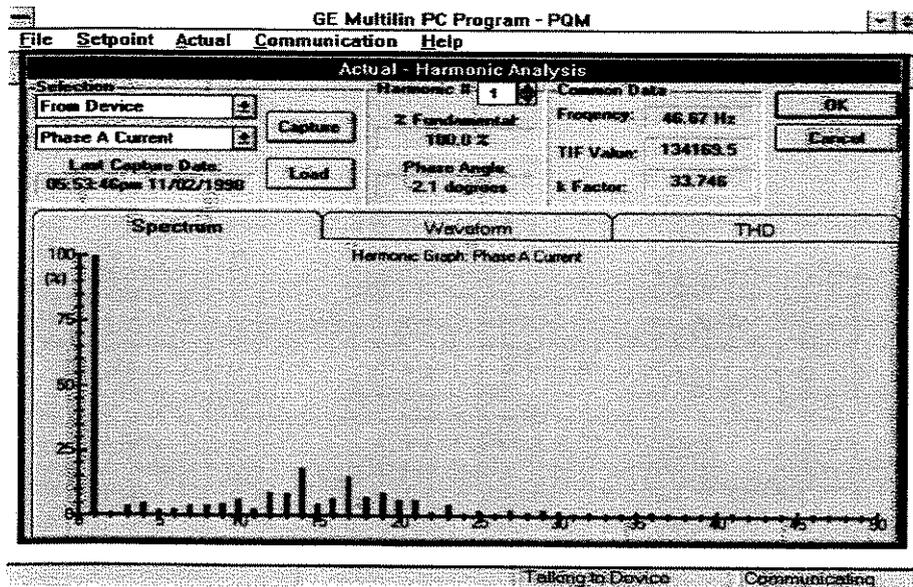


Figura 6.15 - Conteúdo espectral da corrente da fase A do MIL plano de disco, operando com o linor bloqueado em 60 Hz, 2,80 A de referência.

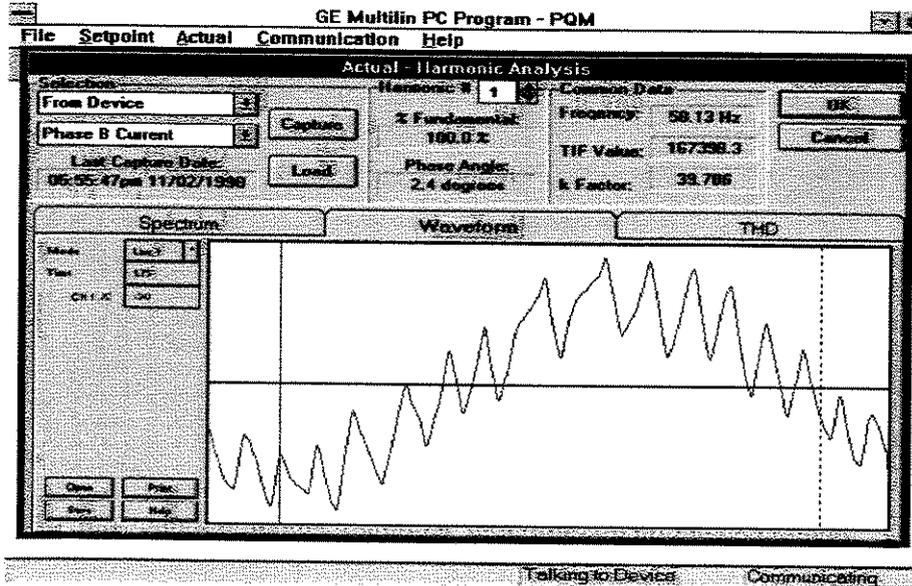


Figura 6.16 - Forma de onda da corrente da fase B do MIL plano de disco, operando com o linor bloqueado em 60 Hz, 2,80 A de referência.

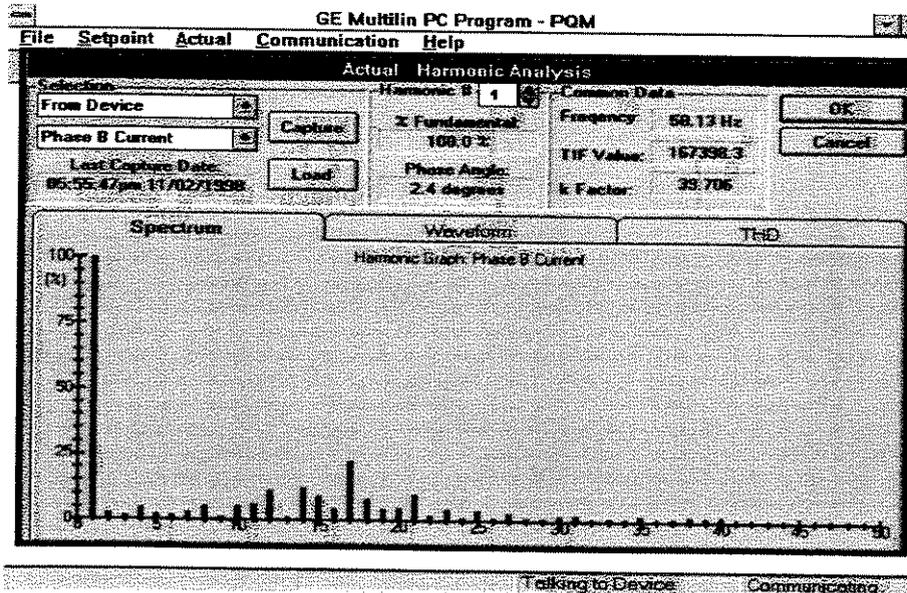


Figura 6.17 - Conteúdo espectral da corrente da fase B do MIL plano de disco, operando com o linor bloqueado em 60 Hz, 2,80 A de referência.

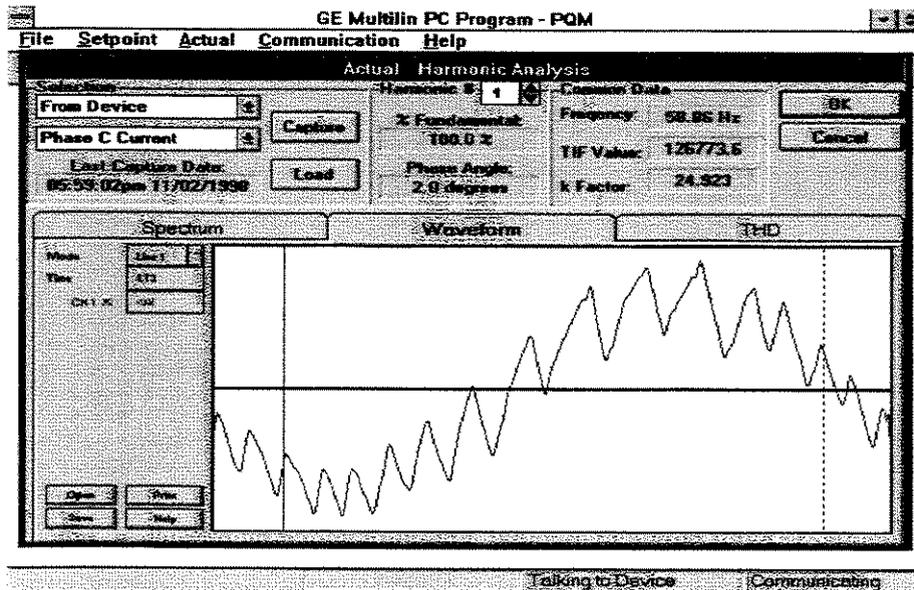


Figura 6.18 - Forma de onda da corrente da fase C do MIL plano de disco, operando com o linor bloqueado em 60 Hz, 2,80 A de referência.

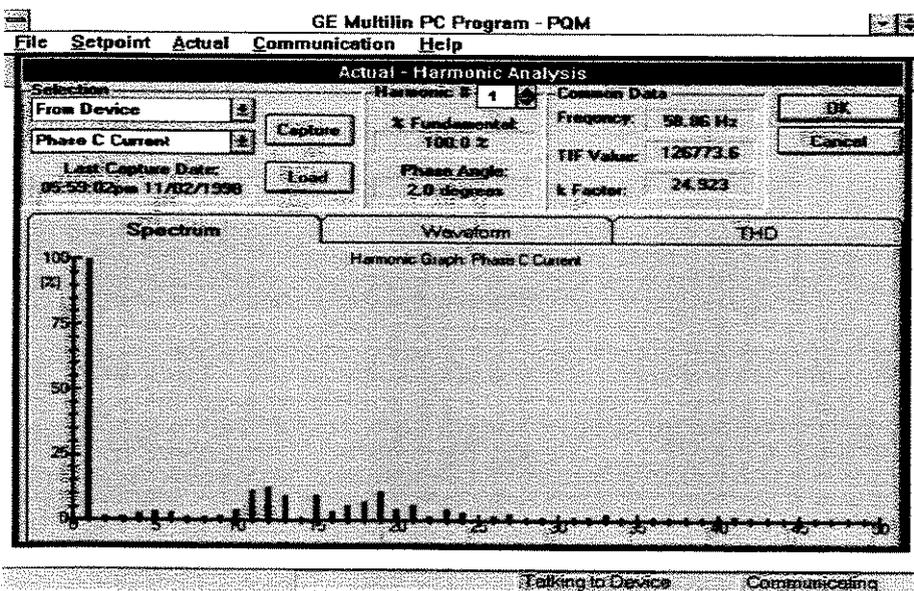


Figura 6.19 - Conteúdo espectral da corrente da fase C do MIL plano de disco, operando com o linor bloqueado em 60 Hz, 2,80 A de referência.

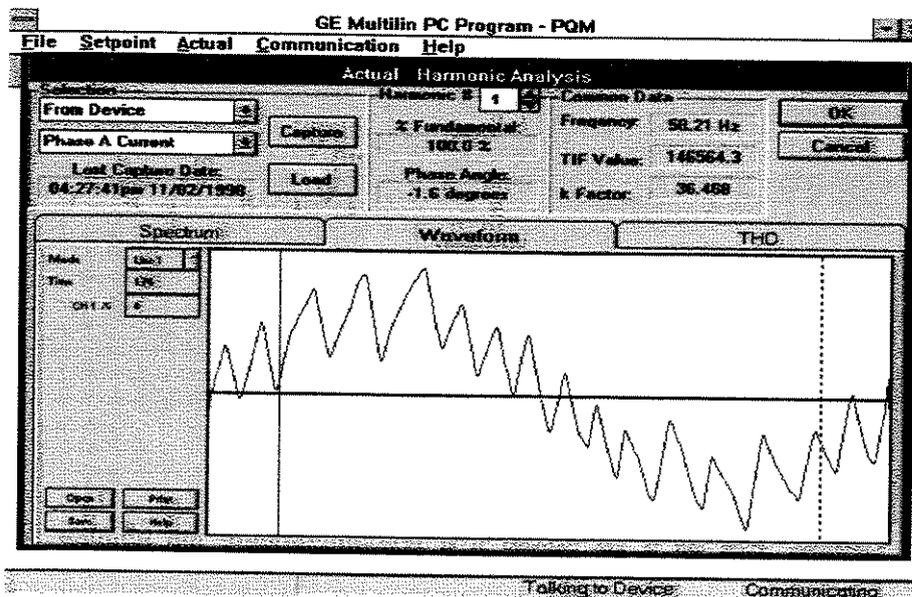


Figura 6.20 - Forma de onda da corrente da fase A do MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência.

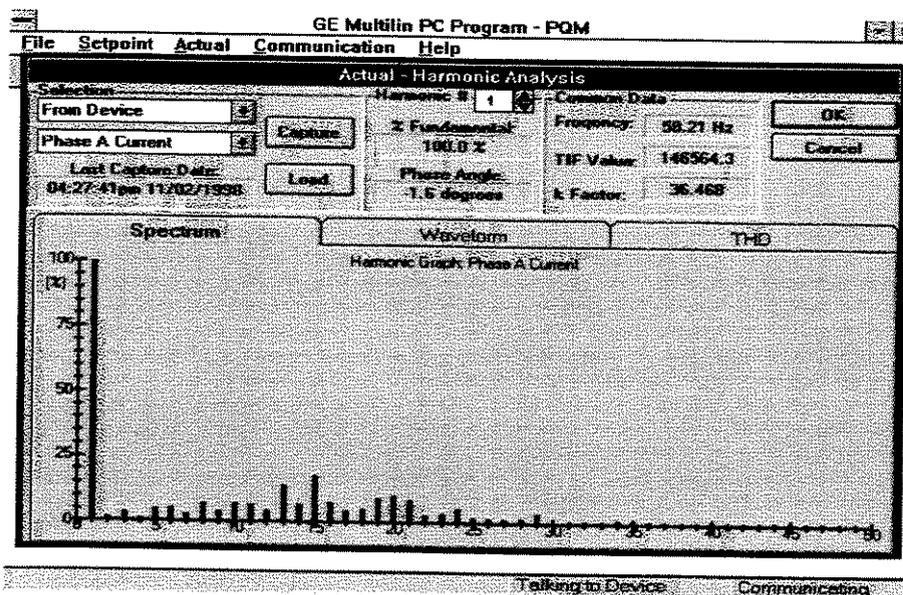


Figura 6.21 - Conteúdo espectral da corrente da fase A do MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência.

Como o retificador opera alimentado por quatro condutores, as três fases e o neutro, este último condutor é percorrido por correntes harmônicas de ordem tripla, cuja componente de amplitude mais relevante é a da terceira harmônica.

Assim sendo, de modo a dificultar a circulação pelo neutro das referidas componentes harmônicas, desenvolveu-se um filtro LC paralelo, sintonizado na frequência de 180 Hz, que foi inserido entre o retificador e a rede trifásica de alimentação, um para cada fase, de acordo com a figura 6.22 - a).

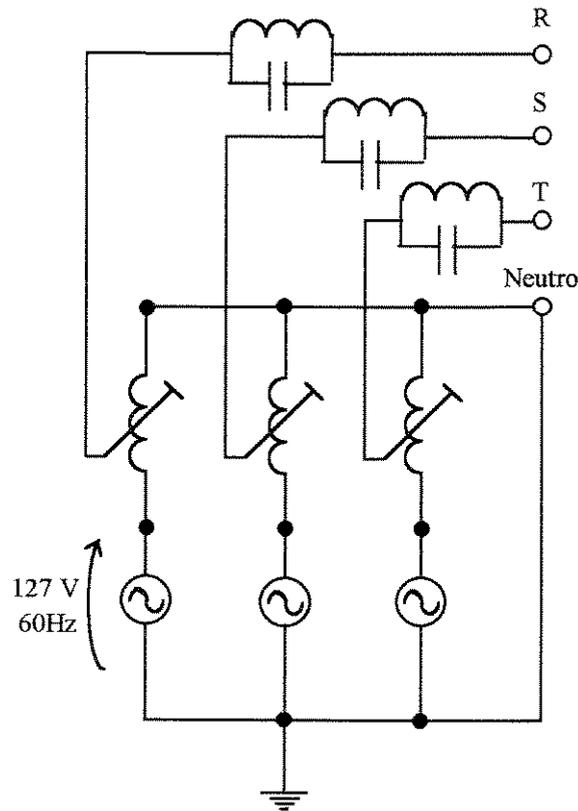


Figura 6.22 -a) - Filtro LC paralelo de 180 Hz inserido na entrada do retificador.

Um detalhe dos indutores e dos capacitores utilizados na construção do filtro, é apresentado na figura 6.22 - b).

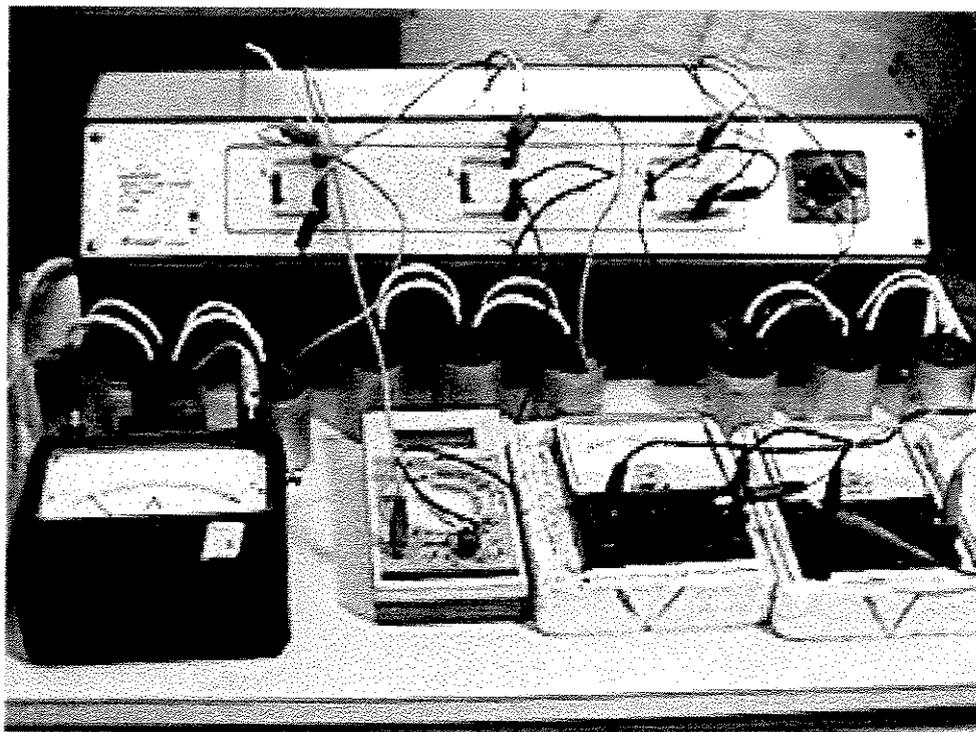


Figura 6.22-b) - Indutores e capacitores utilizados no filtro LC paralelo de 180 Hz.

Nas figuras 6.23, 6.24 e 6.25 seguintes, o MIL plano de disco estava operando à vazio, na frequência de 60 Hz e com corrente eficaz de 2,80 A de referência. Nestas condições, a corrente de neutro atingiu o valor eficaz de 4,20 A.

Já as figuras 6.26, 6.27 e 6.28, apresentam estas mesmas leituras porém, com a utilização do filtro em série com as fases da alimentação trifásica do retificador.

Agora, a corrente de neutro apresenta um valor eficaz de 0,60 A. Pode-se observar a grande redução na distorção harmônica das correntes de fase.

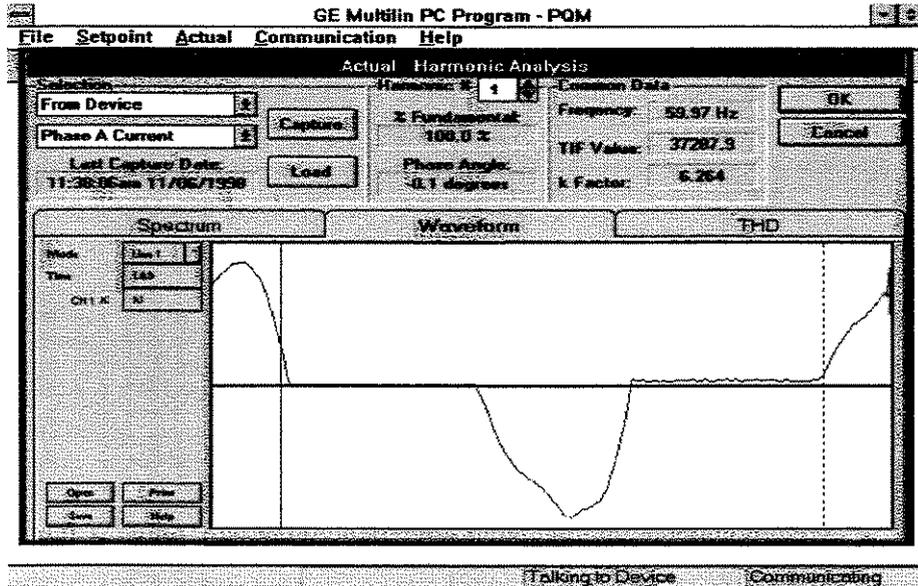


Figura 6.23 - Forma de onda da corrente da fase A de entrada do retificador, acionando o MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência, sem o filtro LC de 180 Hz.

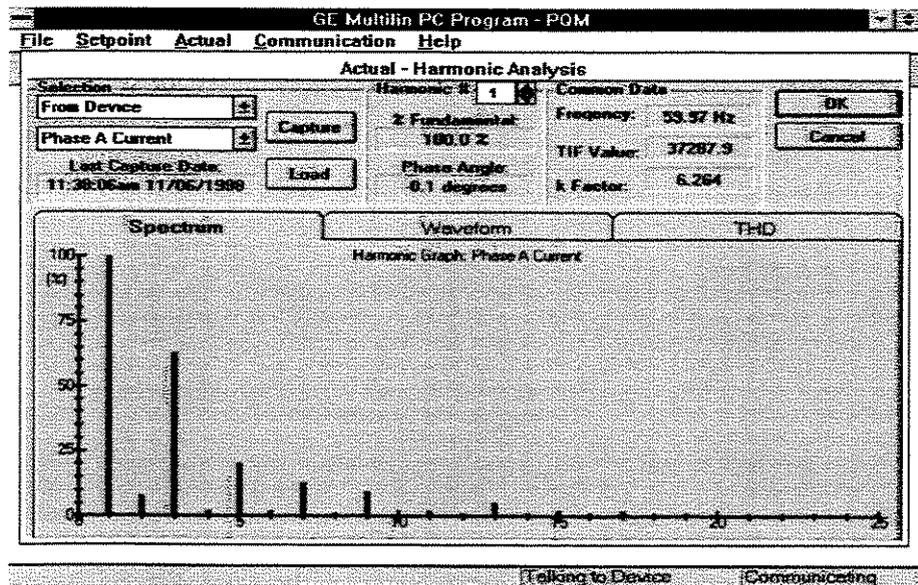


Figura 6.24 - Conteúdo harmônico da corrente da fase A de entrada do retificador, acionando o MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência, sem o filtro LC de 180 Hz.

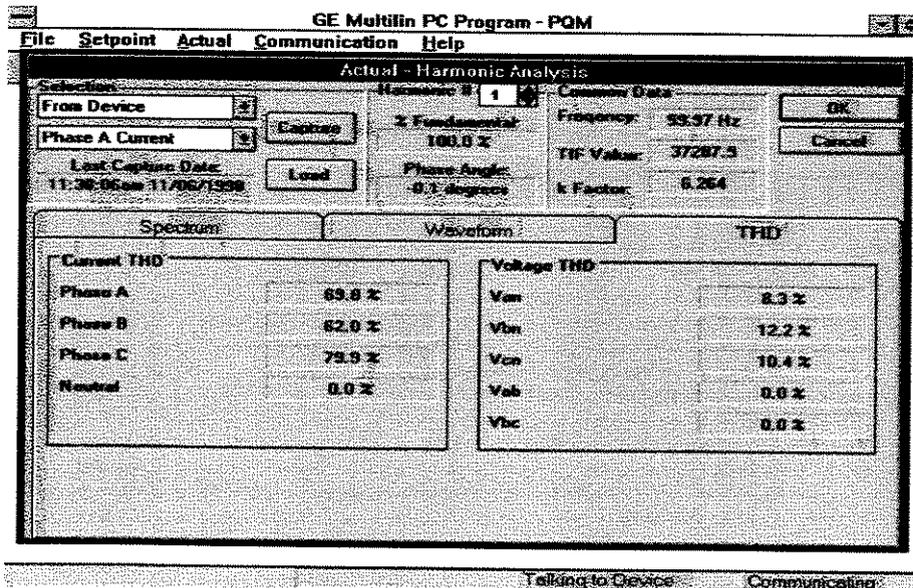


Figura 6.25 - Distorção harmônica total das correntes e tensões de entrada do retificador, acionando o MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência, sem o filtro LC de 180 Hz.

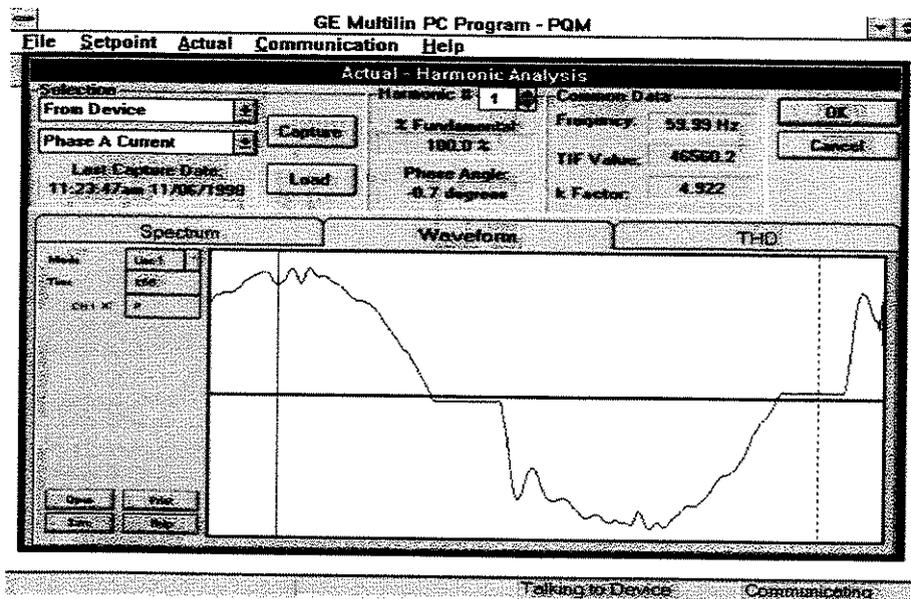


Figura 6.26 - Forma de onda da corrente da fase A de entrada do retificador, acionando o MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência, com o filtro LC de 180 Hz.

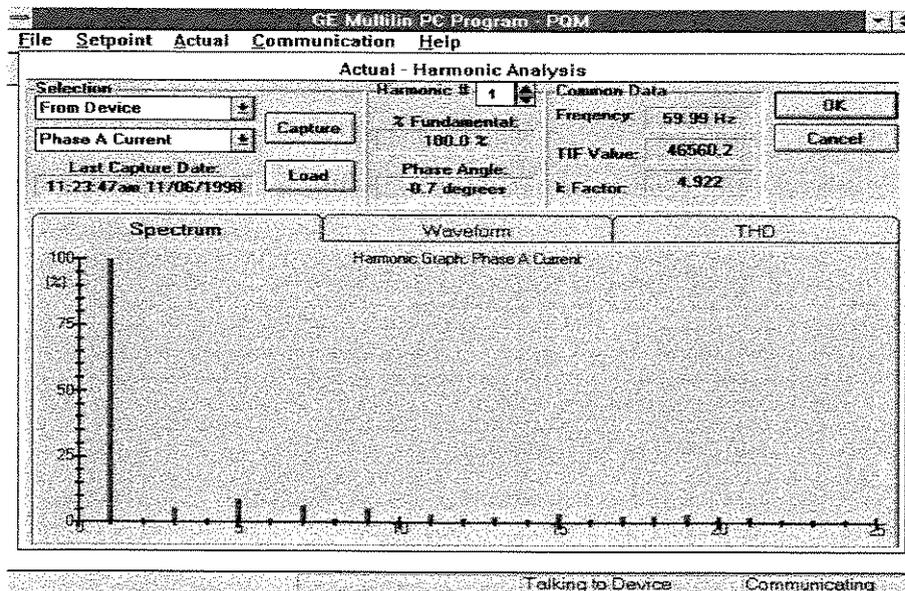


Figura 6.27 - Conteúdo harmônico da corrente da fase A de entrada do retificador, acionando o MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência, com o filtro LC de 180 Hz.

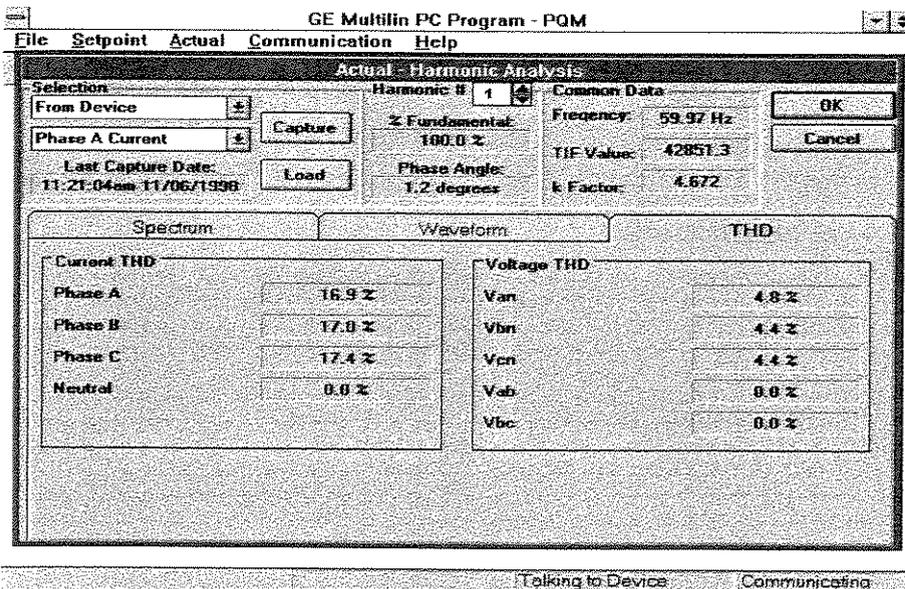


Figura 6.28 - Distorção harmônica total das correntes e tensões de entrada do retificador, acionado o MIL plano de disco, operando à vazio em 60 Hz, 2,80 A de referência, com o filtro LC de 180 Hz.

### 6.3- Ensaaios para o MIL em Arco:

A bancada utilizada para os ensaios do MIL em arco é mostrada na figura 6.29. Um detalhe construtivo do MIL em arco utilizado nos ensaios é mostrado na figura 6.30.

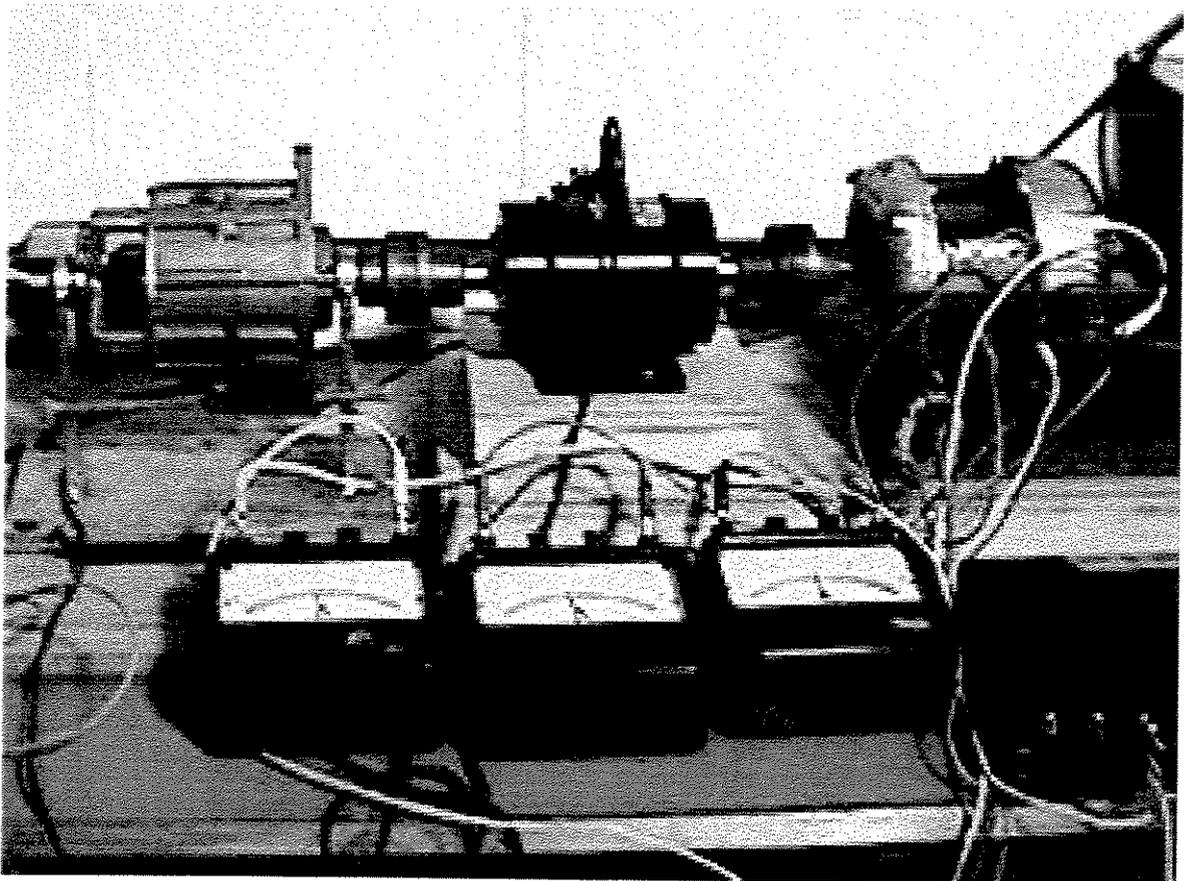


Figura 6.29 - Vista da bancada de ensaios para o MIL em arco. À direita, o MIL em arco, ao centro o torquímetro e à esquerda o freio. Em primeiro plano, três amperímetros de ferro móvel efetuando a leitura das correntes de fase do motor.

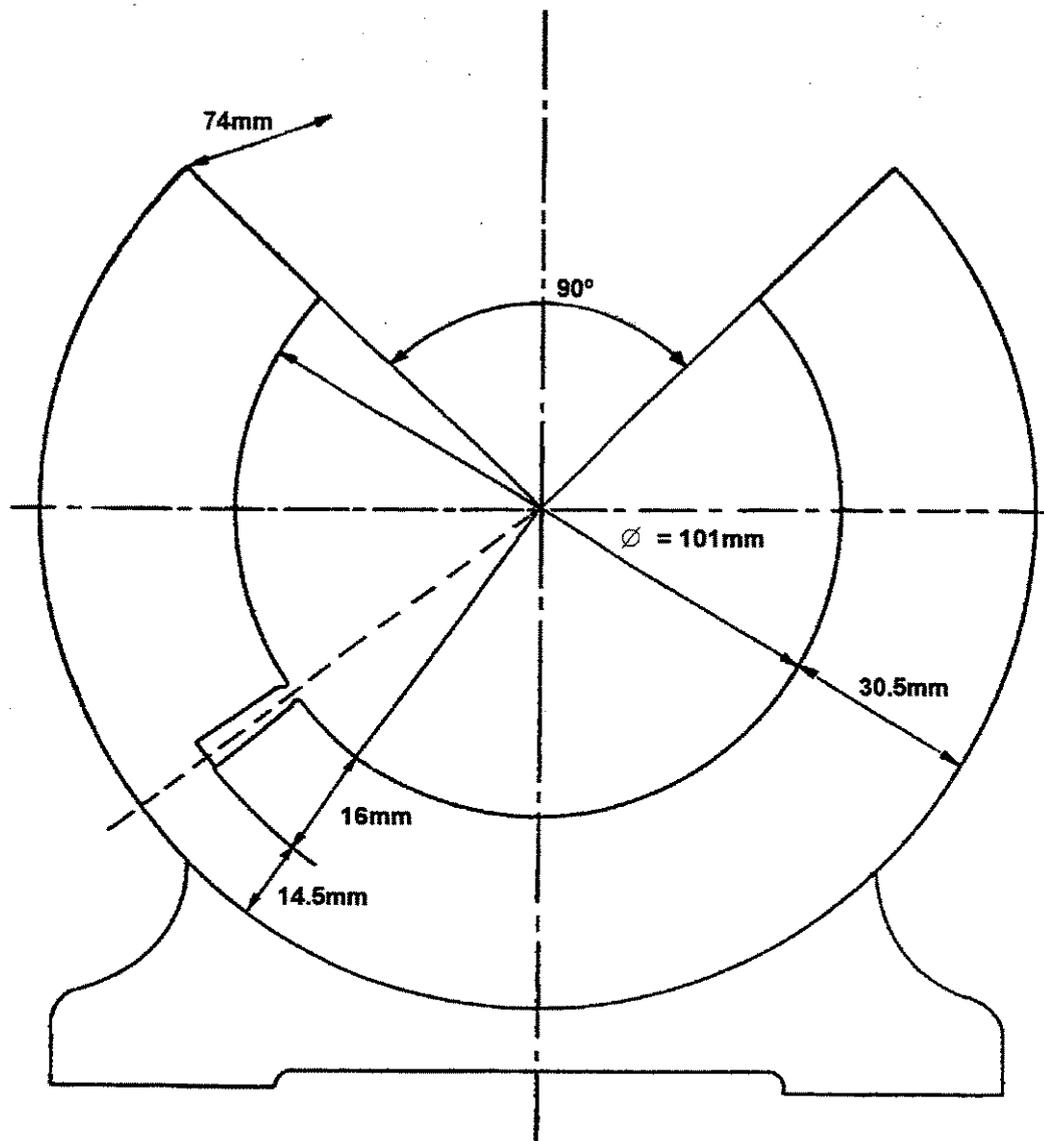


Figura 6.30 - Detalhe do indutor (estator) do MIL em arco.

Desta forma, realizou-se ensaios com o motor, para várias frequências de acionamento, comparando-se as forças medidas com aquelas obtidas nas simulações com o programa arcoke2.m, desenvolvido com o "software" MATLAB.

De acordo com os procedimentos mencionados no início deste capítulo, construiu-se uma família de curvas com as características  $f(N) \times (1-s)$ , do MIL em arco acionado pelo inversor com corrente senoidal e de valor eficaz constante, para diversas frequências de operação.

Uma boa aproximação entre os valores experimentais e os simulados foi obtida, validando, portanto, a aplicação dos modelos analíticos propostos neste trabalho.

### 6.3.1 Resultados Experimentais das Forças Propulsoras:

Apresentam-se, agora, os resultados obtidos com os ensaios de acordo com a seguinte seqüência:

- figuras de 6.31 até 6.35: características das forças propulsoras;  $f_{xa}$  sem correções (equação 3.45) e das forças com correções  $f_{xg}$ ,  $f_{xea}$  e  $f_{xh}$  (equações 3.46, 3.53 e 3.58, respectivamente)  $\times (1-s)$ , para o MIL em arco, alimentado pelo inversor desenvolvido e operando, com corrente eficaz constante de 2,12 A de referência e frequências de 20 até 60 Hz.

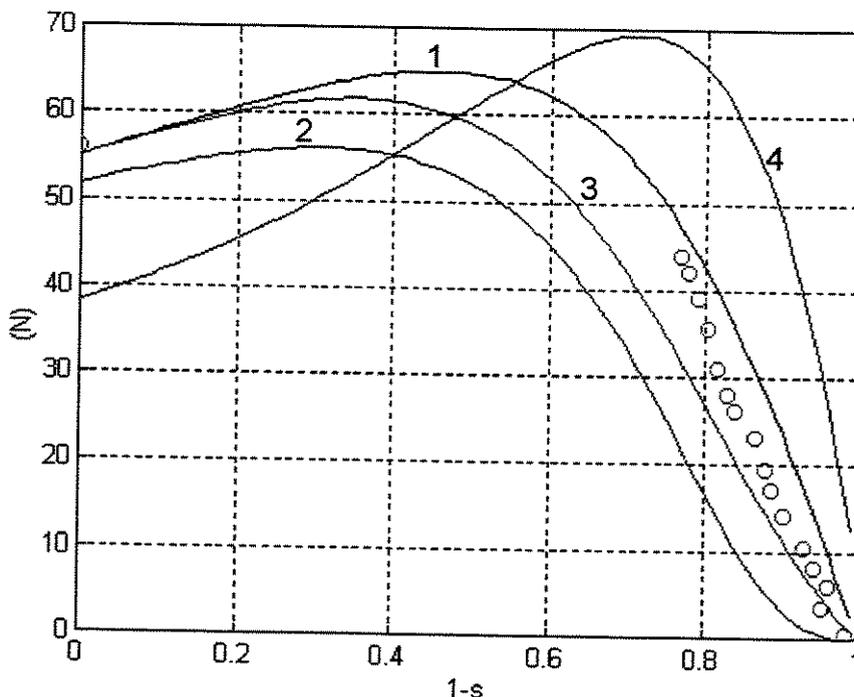


Figura 6.31 - Força propulsora em função de  $(1-s)$ , para o MIL em arco, operando na frequência de 20 Hz, com corrente eficaz constante de 2,12 A de referência.

Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

Deve-se observar na figura 6.31 que, para a operação na frequência de 20 Hz, os valores experimentais obtidos estão mais próximos daqueles determinados através da equação 3.45 (força  $f_{xa}$ , calculada sem correções).

Portanto, para esta frequência, o MIL em arco desenvolve uma força propulsora que pode ser calculada diretamente com os parâmetros do ceo sem correções (figura 3.11).

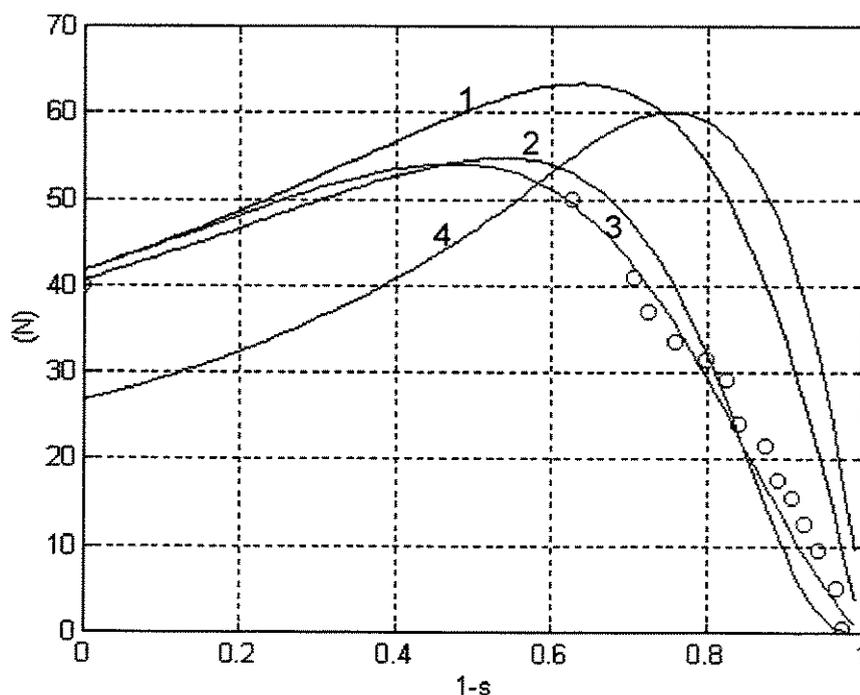


Figura 6.32 - Força propulsora em função de (1-s), para o MIL em arco, operando na frequência de 30 Hz, com corrente eficaz constante de 2,12 A de referência.

Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

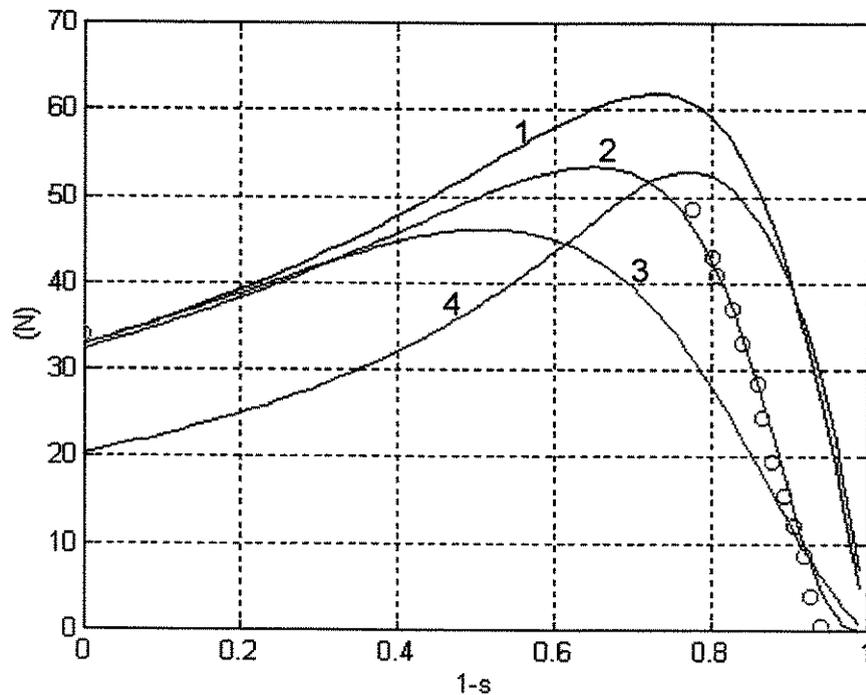


Figura 6.33 - Força propulsora em função de  $(1-s)$ , para o MIL em arco, operando na frequência de 40 Hz, com corrente eficaz constante de 2,12 A de referência.

Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

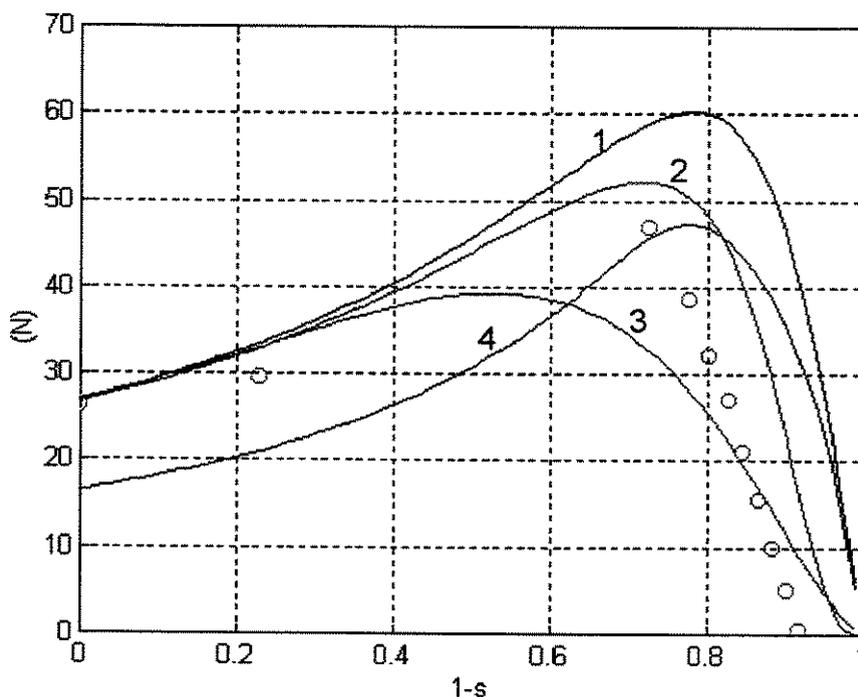


Figura 6.34 - Força propulsora em função de  $(1-s)$ , para o MIL em arco, operando na frequência de 50 Hz, com corrente eficaz constante de 2,12 A de referência.

Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

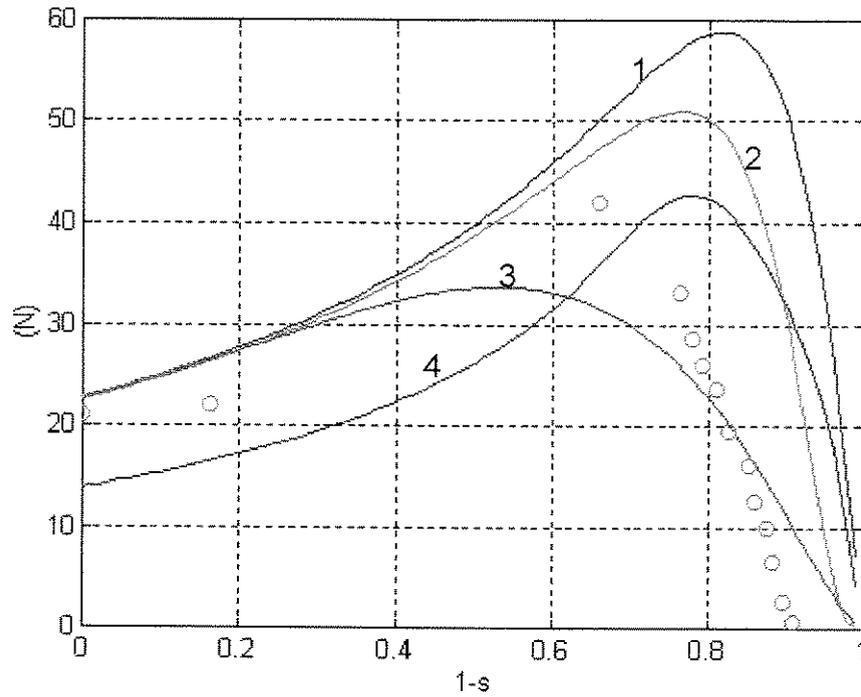


Figura 6.35 - Força propulsora em função de (1-s), para o MIL em arco, operando na frequência de 60 Hz, com corrente eficaz constante de 2,12 A de referência.

Os pontos no gráfico representam os valores obtidos no ensaio.

1 - força  $f_{xa}$ ; 2 - força  $f_{xg}$ ; 3 - força  $f_{xea}$  e 4 - força  $f_{xh}$ .

### 6.3.2 Resultados Experimentais de Correntes e Conteúdos Espectrais:

As avaliações nas formas de onda das correntes foram realizadas utilizando-se um osciloscópio digital (TEKTRONIX - modelo TRS 320), apresentado na figura 6.36 e um "Power Quality Meter" (PQM - MULTILIN marca G.E. - figura 6.9).

Foram utilizados 3 sensores de efeito Hall (marca LEM, modelo LTA 50P/SP1), com relação de transformação de 1:5, nas medições das correntes efetuadas com o osciloscópio digital.

Desta maneira, foram registradas as formas de onda de cada uma das fases do motor, observando-se que o inversor teve o desempenho desejado, mantendo as corrente aproximadamente senoidais e com o seu valor eficaz dentro do valor ajustado nas referências.

As medições de corrente, realizadas através do PQM - MULTILIN, empregaram 3 transformadores de corrente de relação 10/5 A.

Portanto, das figuras 6.37 até 6.42, são apresentadas as formas de onda de correntes e tensões registradas com o osciloscópio digital e das figuras 6.43 até 6.53, são apresentadas as leituras executadas com o PQM - MULTILIN, para o MIL em arco operando com corrente eficaz constante. Observou-se, que o conteúdo espectral destas correntes praticamente não apresenta componentes de baixa ordem.

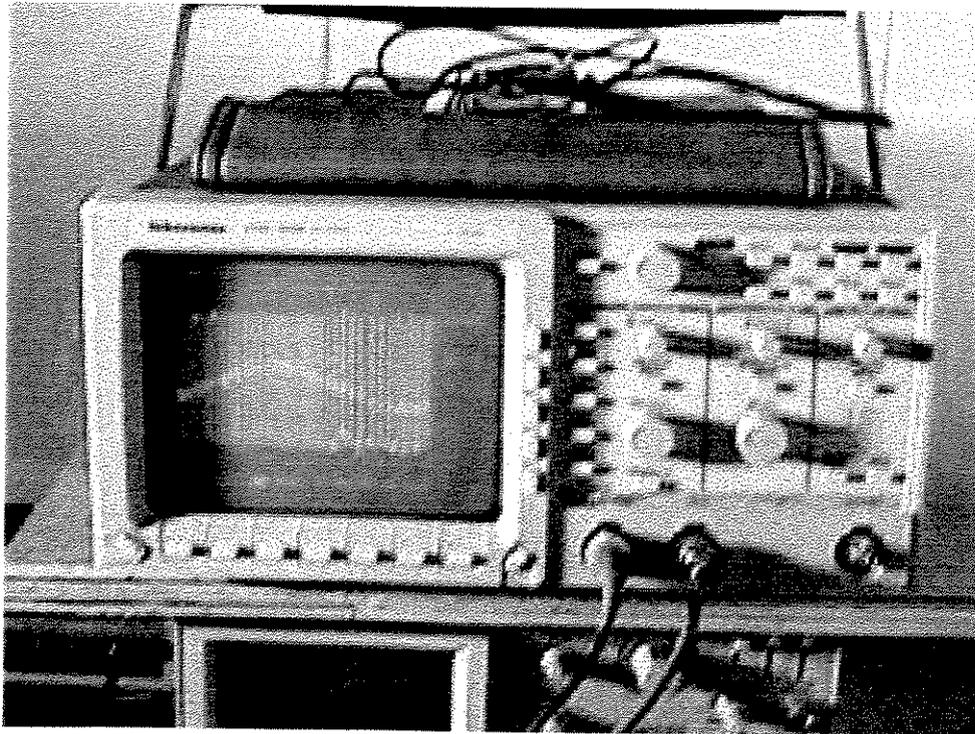


Figura 6.36 - Osciloscópio utilizado nos experimentos..

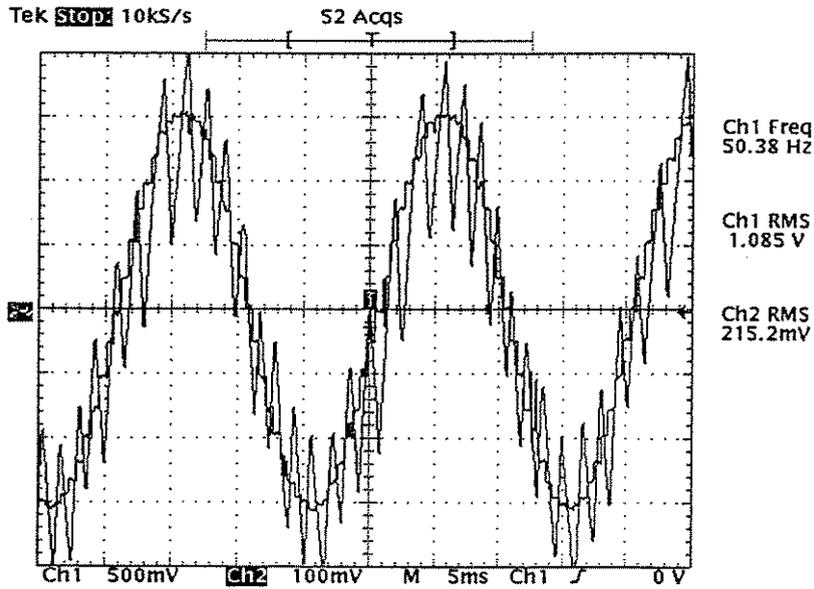


Figura 6.37 - Formas de onda: Ch1; é a tensão de referência da fase A, gerada pelo microcontrolador, em 50 Hz. Ch2; é a corrente da fase A do motor, medida pelo osciloscópio, com o auxílio do sensor de efeito Hall. Durante esta leitura, o motor estava com o seu rotor bloqueado e desenvolvia uma força propulsora de 11 Newtons.

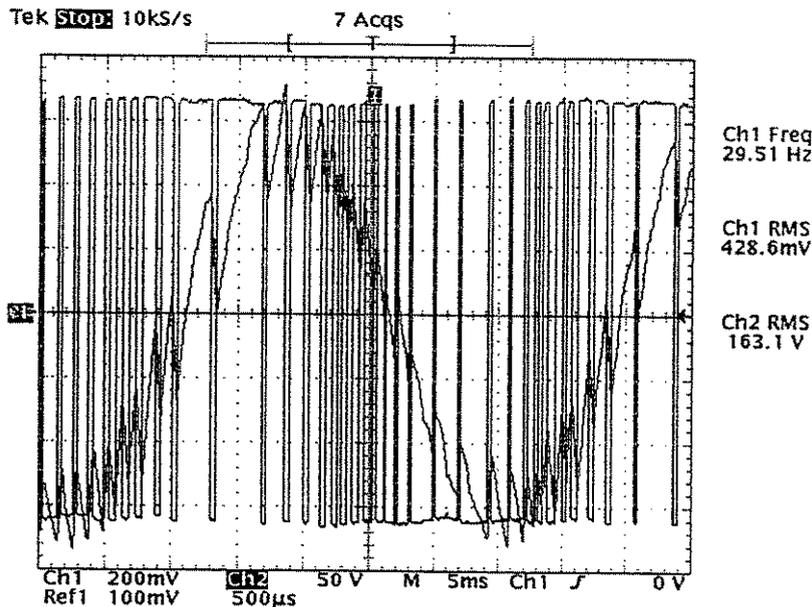
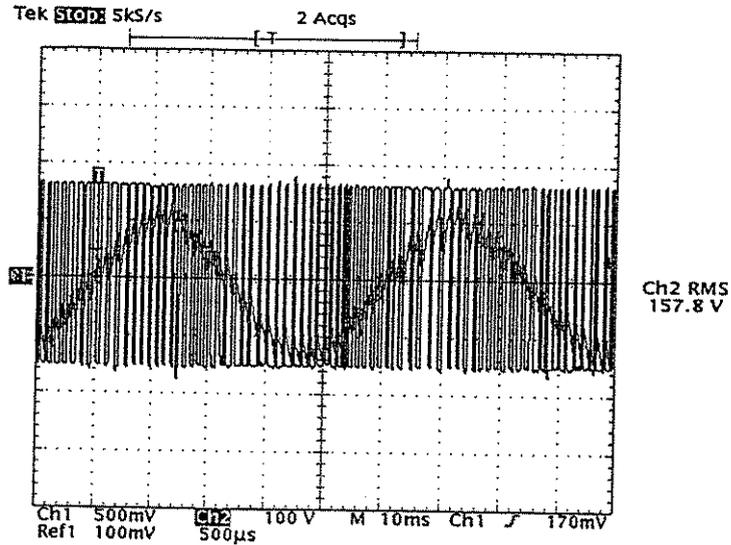
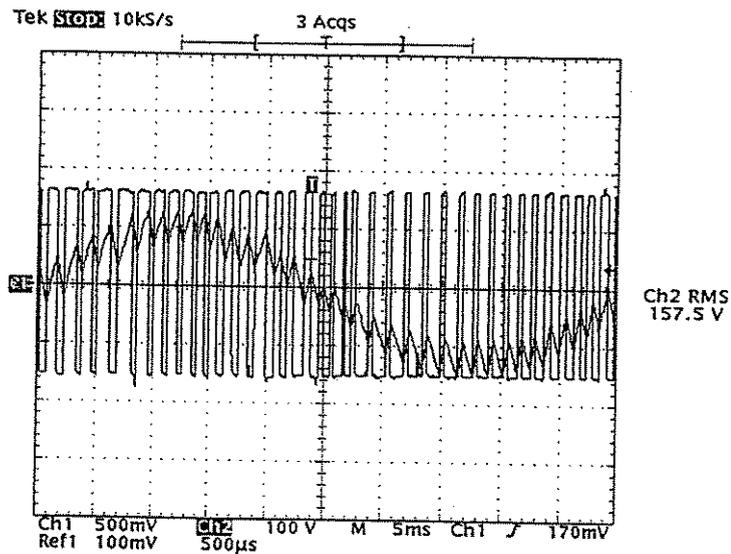


Figura 6.38 - Formas de onda: Ch1; é a corrente de uma das fases do motor, operando em 30 Hz e com corrente eficaz de 2,12 A de referência. Ch2; é a tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor desenvolvia uma força propulsora de 41,5 Newtons, com um escorregamento de 28 %.

a)



b)



c)

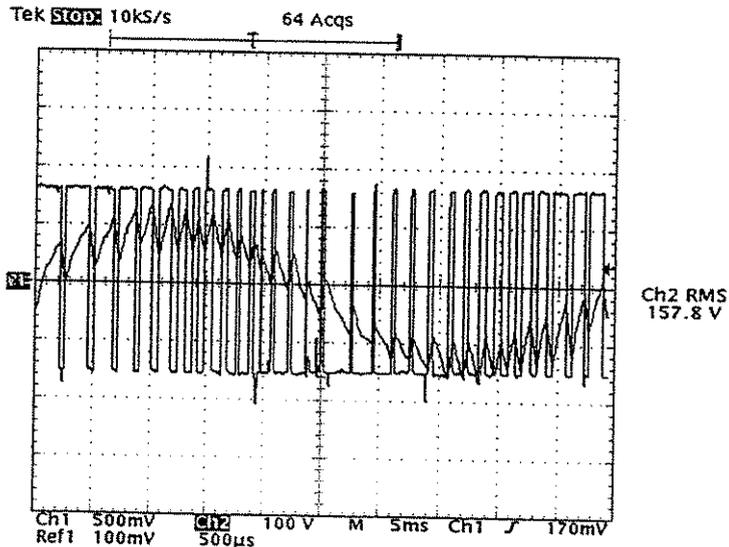


Figura 6.39 - Formas de onda: Ch1: é a corrente de uma das fases do motor, operando em 20 Hz e com corrente eficaz de 2,12 A de referência. Ch2: é a tensão na fase correspondente do motor. Em a) Motor com o rotor bloqueado; Em b) Motor com um escorregamento de 20 %; Em c) Motor com um escorregamento de 5 %. Leituras efetuadas, durante o processo de aceleração do motor, operando à vazio.

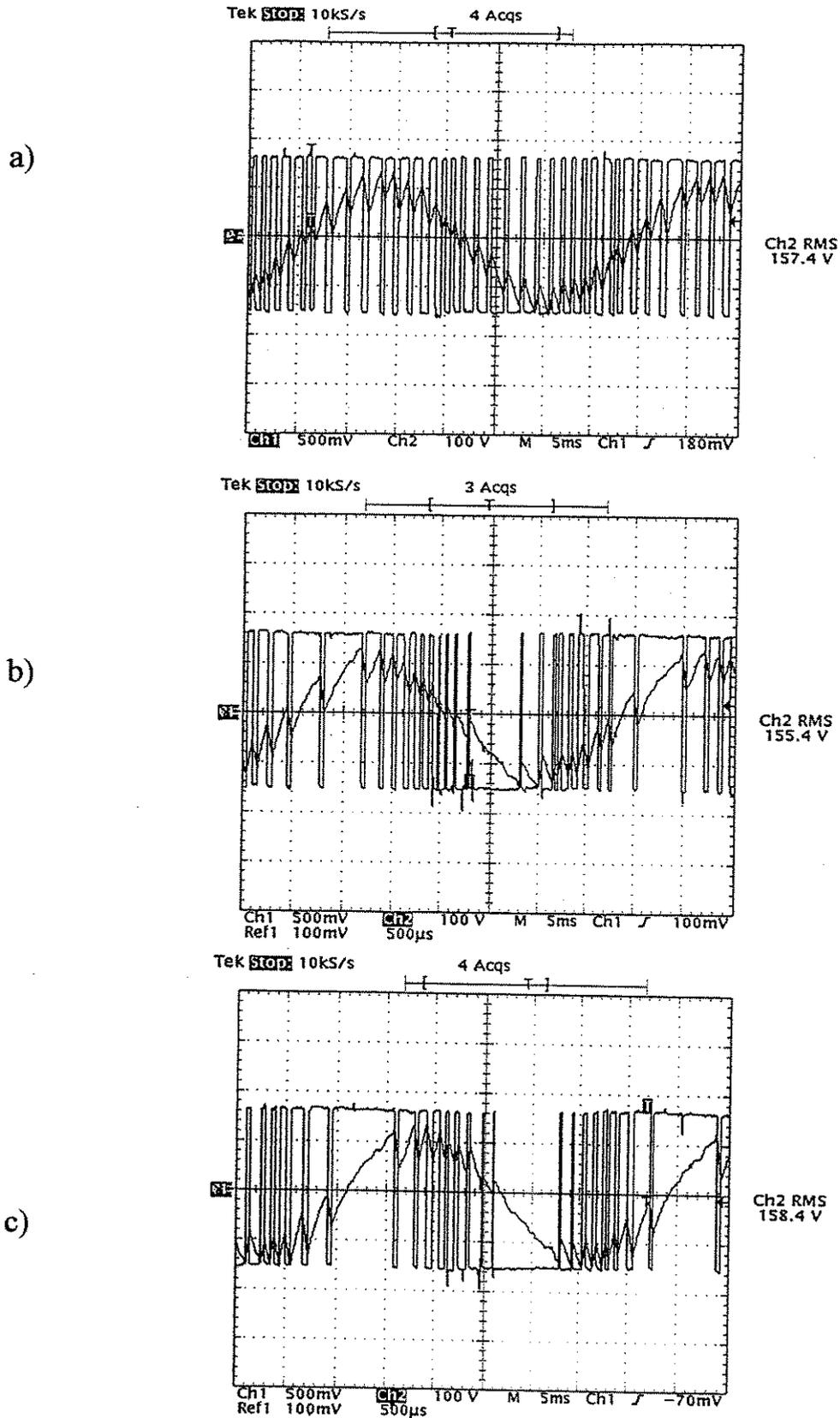


Figura 6.40 - Formas de onda: Ch1: é a corrente de uma das fases do motor, operando em 30 Hz e com corrente eficaz de 2,12 A de referência. Ch2: é a tensão na fase correspondente do motor. Em a) Motor com o rotor bloqueado; Em b) Motor com um escorregamento de 20 %; Em c) Motor com um escorregamento de 5 %. Leituras efetuadas, durante o processo de aceleração do motor, operando à vazio.

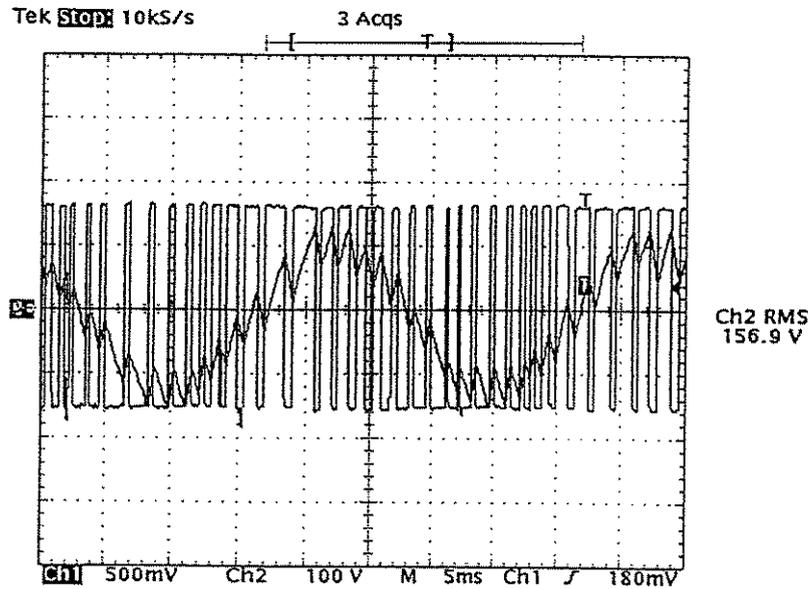


Figura 6.41 - Formas de onda: Ch1; é a corrente da fase A do motor, medida pelo osciloscópio, com o auxílio do sensor de efeito Hall. Ch2; é a tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor estava com o seu rotor bloqueado e desenvolvia uma força propulsora de 34 Newtons, operando em 40 Hz e com corrente eficaz de 2,12 A de referência.

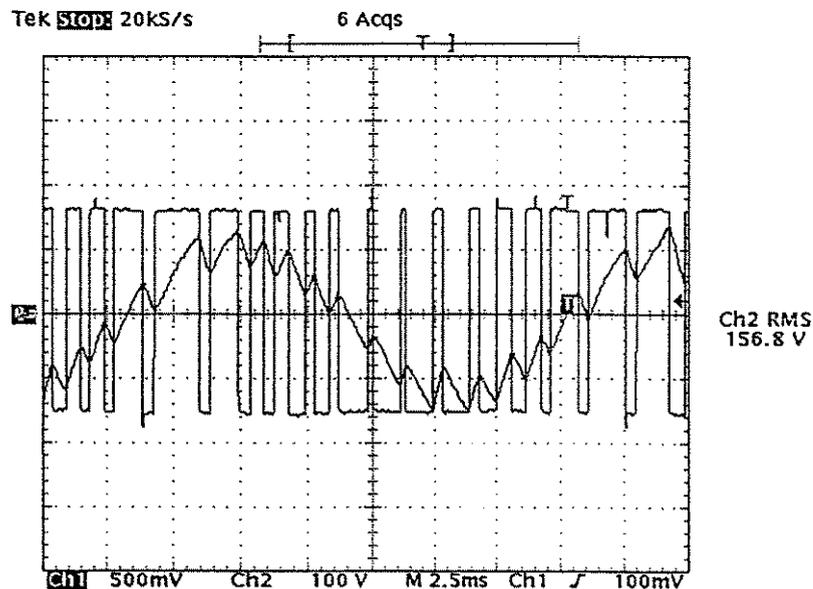


Figura 6.42 - Formas de onda: Ch1; é a corrente da fase A do motor, medida pelo osciloscópio, com o auxílio do sensor de efeito Hall. Ch2; é a tensão na fase correspondente do motor. Durante esta leitura, o motor estava com o seu rotor bloqueado e desenvolvia uma força propulsora de 21 Newtons, operando em 60 Hz e com corrente eficaz de 2,12 A de referência.

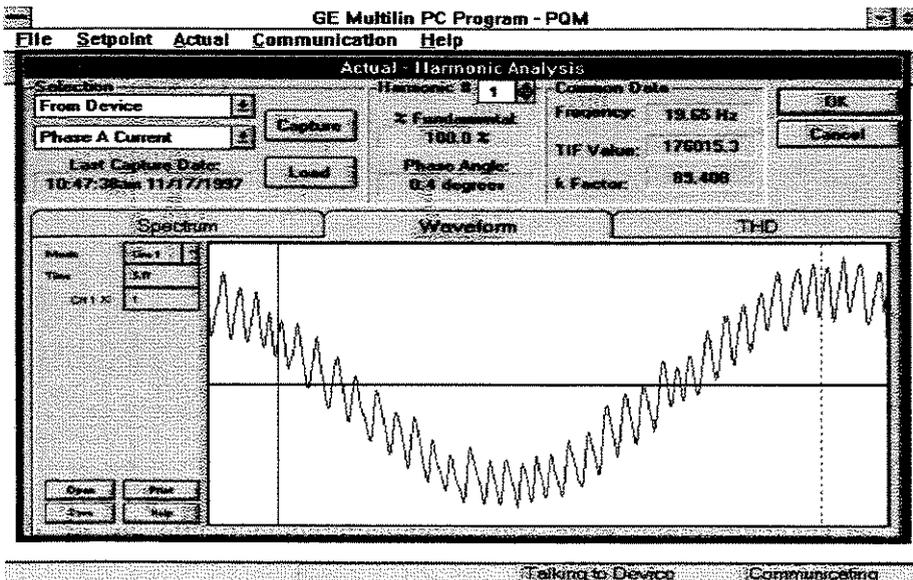


Figura 6.43 - Forma de onda da corrente da fase A do MIL em arco, operando com o rotor bloqueado em 20 Hz, 2,12 A de referência.

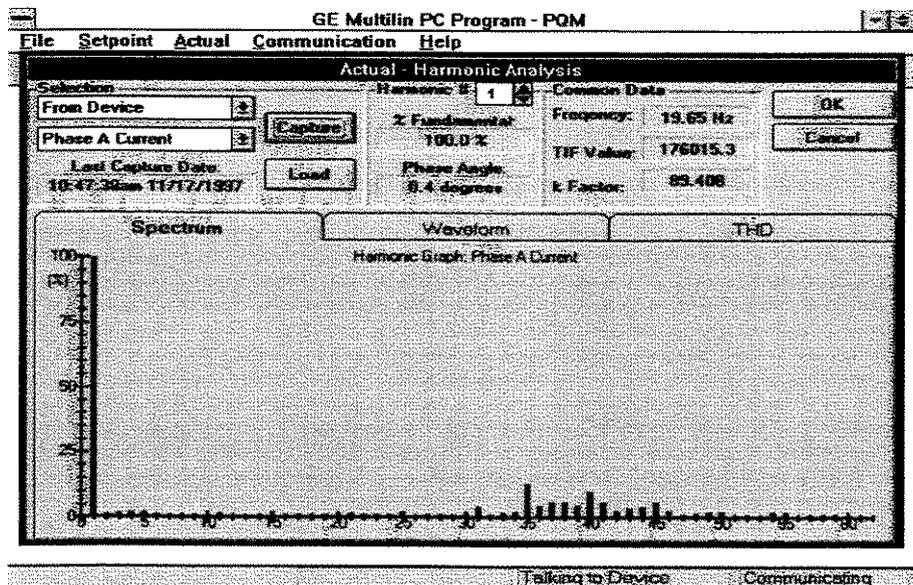


Figura 6.44 - Conteúdo espectral da corrente da fase A do MIL em arco, operando com o rotor bloqueado em 20 Hz, 2,12 A de referência.

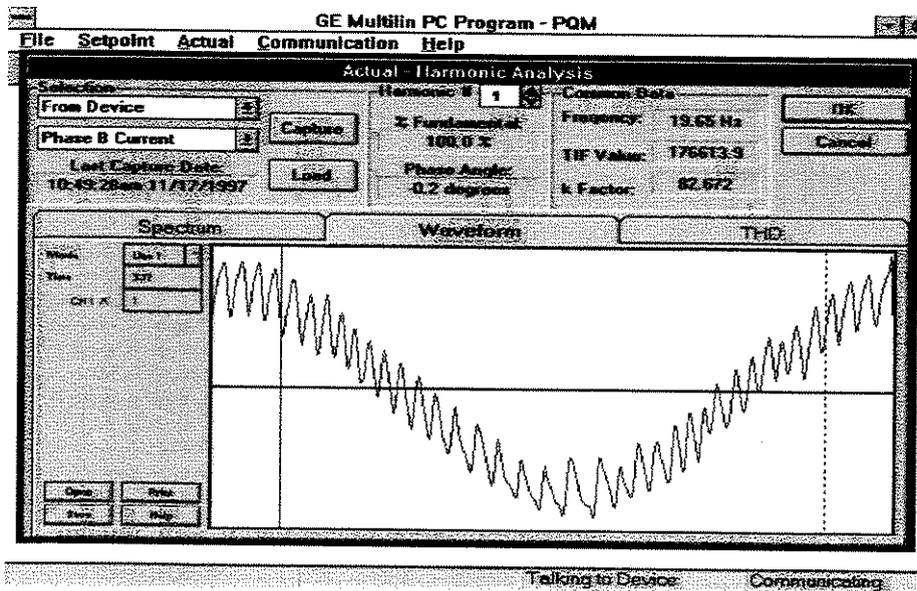


Figura 6.45 - Forma de onda da corrente da fase B do MIL em arco, operando com o rotor bloqueado em 20 Hz, 2,12 A de referência.

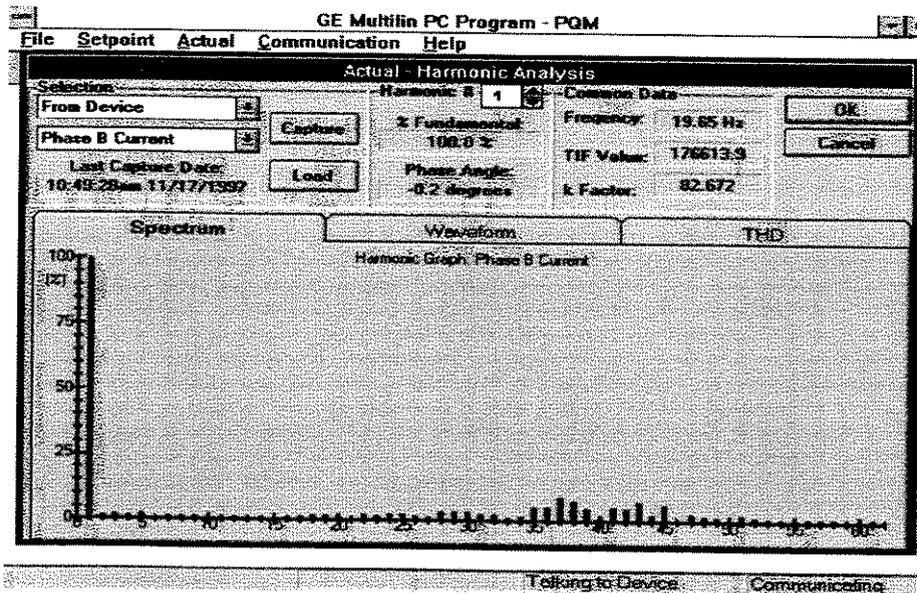


Figura 6.46 - Conteúdo espectral da corrente da fase B do MIL em arco, operando com o rotor bloqueado em 20 Hz, 2,12 A de referência.

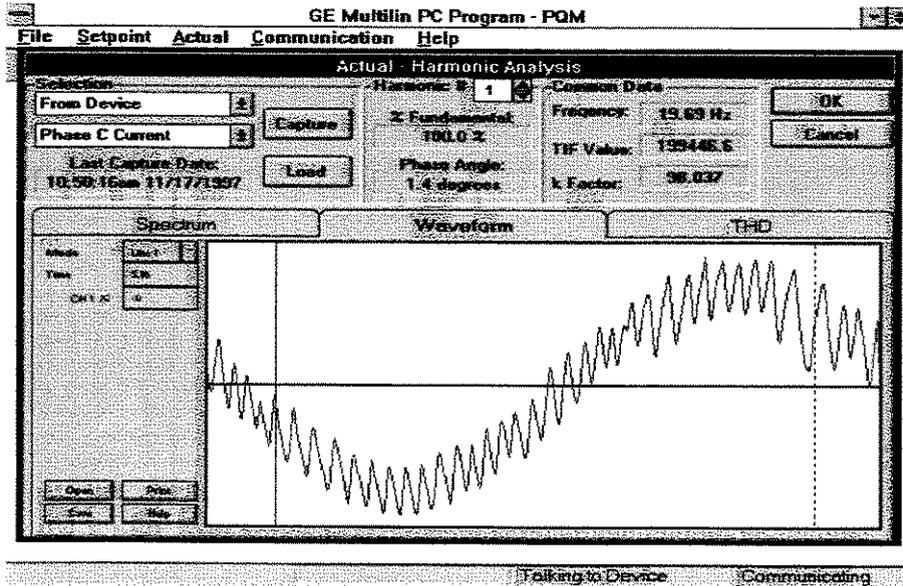


Figura 6.47 - Forma de onda da corrente da fase C do MIL em arco, operando com o rotor bloqueado em 20 Hz, 2,12 A de referência.

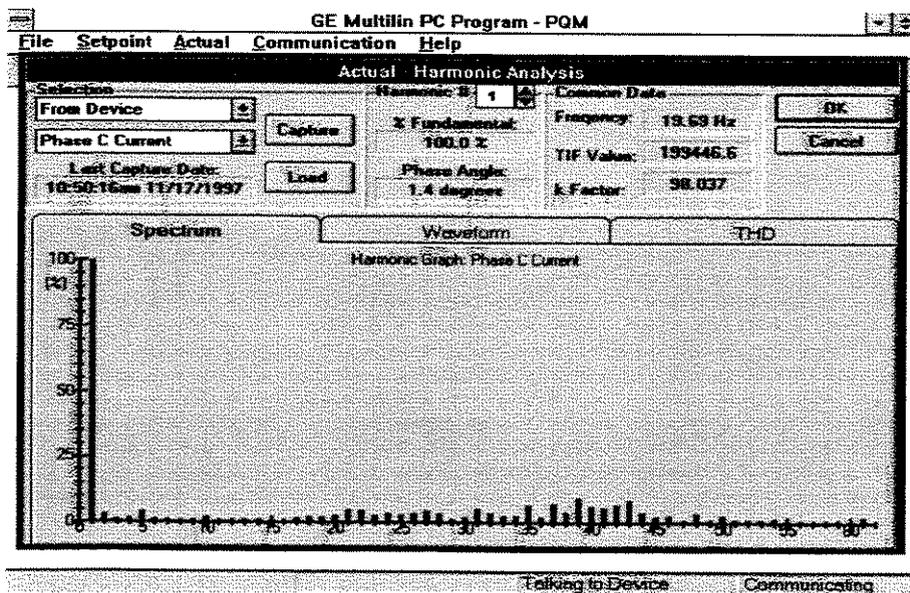


Figura 6.48 - Conteúdo espectral da corrente da fase C do MIL em arco, operando com o rotor bloqueado em 20 Hz, 2,12 A de referência.

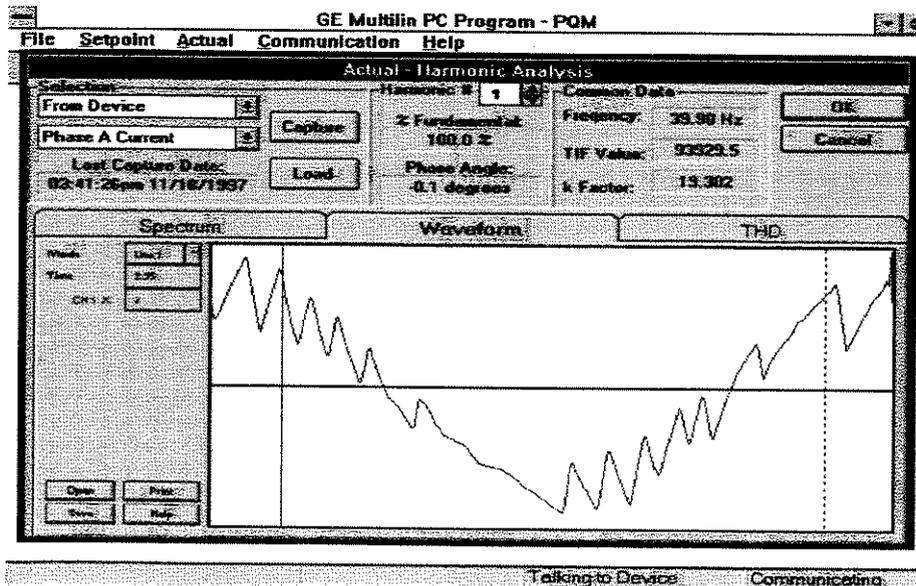


Figura 6.49 - Forma de onda da corrente da fase A do MIL em arco, operando à vazio em 40 Hz, 2,12 A de referência.

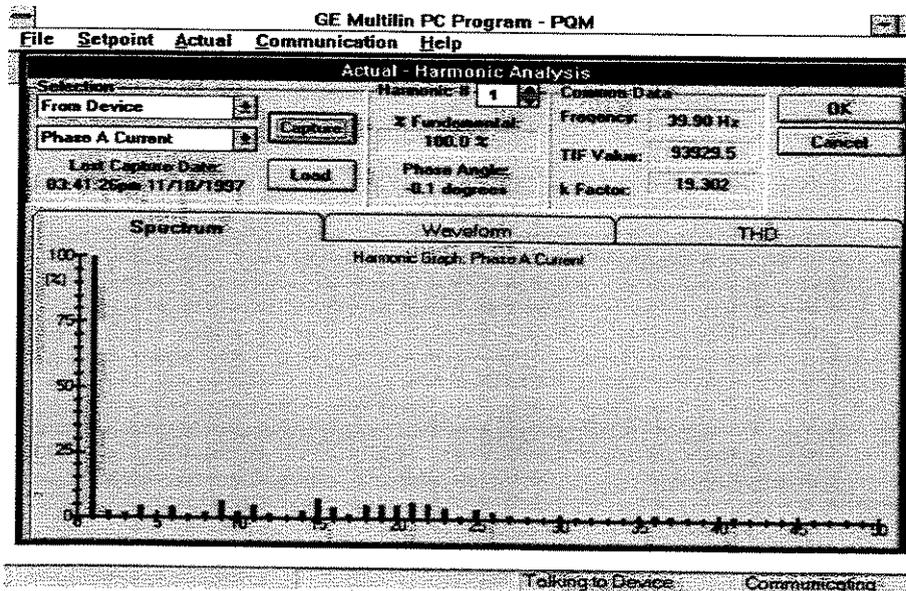


Figura 6.50 - Conteúdo espectral da corrente da fase A do MIL em arco, operando à vazio em 40 Hz, 2,12 A de referência.

As figuras 6.51, 6.52 e 6.53 seguintes são referentes às correntes e tensões de fase de entrada do retificador, equipado com o filtro LC de 180 Hz.

Durantes as leituras da figura 6.51, o MIL em arco estava sendo acionado pelo inversor, com uma corrente eficaz de 1,10 A de referência, na frequência de 50 Hz. Nestas condições, o motor operava com um escorregamento de 20 % e desenvolvia uma força propulsora de 11 Newtons.

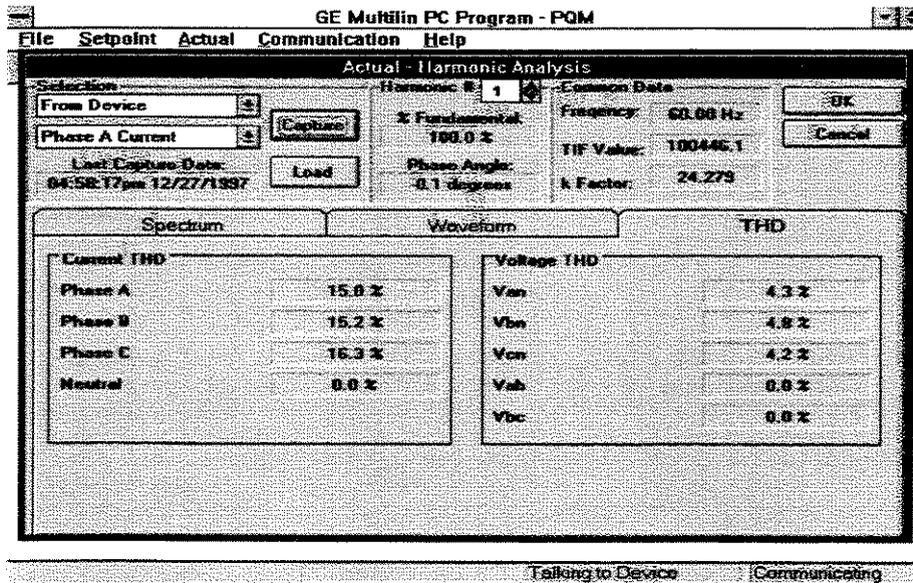


Figura 6.51 - Distorção harmônica total das correntes e tensões de entrada do retificador, acionando o MIL em arco, com o filtro LC de 180 Hz.

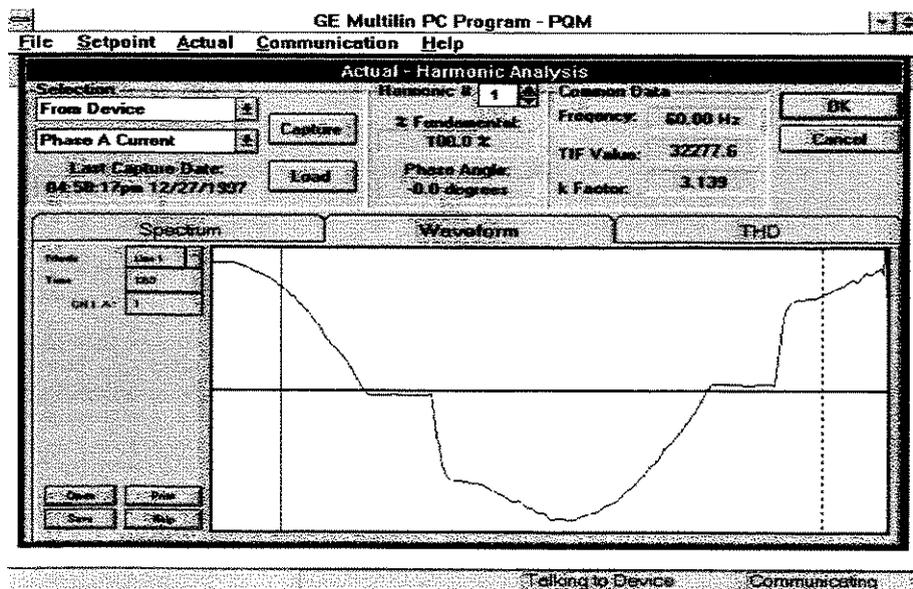


Figura 6.52 - Forma de onda da corrente da fase A de entrada do retificador, acionando o MIL em arco, com o filtro LC de 180 Hz.

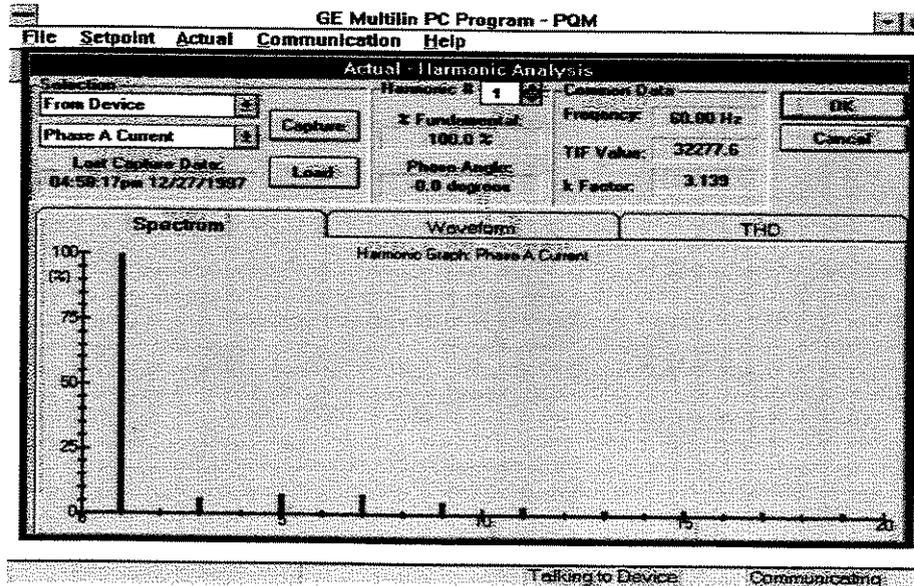


Figura 6.53 - Conteúdo harmônico da corrente da fase A de entrada do retificador, do acionando o MIL em arco, com o filtro LC de 180 Hz.

#### 6.4 Conclusões:

Neste trabalho apresentou-se técnicas de avaliação da força propulsora de dois motores de indução lineares assíncronos trifásicos, com base em um modelo unidimensional para a determinação da densidade de fluxo magnético.

A presença do efeito longitudinal de extremidade de entrada e do efeito transversal de borda na operação do MIL é discutida e os conhecidos fatores para a correção destes efeitos foram utilizados.

Estes fatores de correção são incorporados aos cálculos efetuados partindo-se do circuito elétrico equivalente e, assim, expressões para a avaliação da força propulsora do MIL são desenvolvidas.

Para a observação do comportamento da força propulsora dos motores lineares operando em diversas frequências de alimentação, um inversor trifásico fonte de tensão, com corrente controlada, foi construído. Esta particularidade, torna o presente trabalho original, considerando-se que nas pesquisas em máquinas lineares, anteriormente desenvolvidas no Brasil, não se construiu um inversor dedicado à validação de uma técnica de cálculo da força propulsora de um MIL.

Partindo-se do princípio que os motores irão operar com corrente senoidal e com valor eficaz constante, a aplicação das expressões para a determinação das forças propulsoras torna-se mais simples e imediata.

A tarefa de manter as correntes solicitadas pelos motores senoidais e com valores eficazes constantes é, portanto, desempenhada pelo inversor, através do monitoramento instantâneo das correntes de cada fase do estator.

Programas foram desenvolvidos para as simulações do comportamento das forças propulsoras e os valores encontrados foram comparados com os valores experimentais, obtendo-se bons resultados.

Os melhores resultados para a força propulsora foram obtidos para o MIL de disco, comparativamente com os resultados obtidos para o MIL em arco. Isto pode ser explicado pela melhor adequação ao MIL de disco dos modelos analíticos empregados. Para o MIL em arco, por sua característica construtiva semelhante ao motor rotativo convencional, a conclusão é que melhores modelos analíticos devem ainda ser desenvolvidos.

Para o MIL em arco, pelos resultados obtidos, nota-se um bom desempenho do modelo utilizado nas simulações, particularmente nas frequências de 20 até 40 Hz. Os valores experimentais, no entanto, divergem um pouco das simulações, para as frequências de 50 e 60 Hz, evidenciando, portanto, alguma necessidade de reavaliação dos modelos empregados para as simulações da força propulsora corrigida.

Os conteúdos espectrais das formas de ondas das correntes instantâneas de estator dos motores foram analisados, para as várias frequências de alimentação, observando-se a praticamente inexistência de componentes harmônicas de baixa ordem. Análises harmônicas das correntes de entrada do retificador também foram efetuadas, com e sem um filtro sintonizado em série.

Estudar a possibilidade de aplicações comerciais para o MIL em arco, alimentado com velocidade variável por inversor fonte de tensão com corrente controlada, como, por exemplo, no acionamento de volantes de prensas, pode ser uma das sugestões para futuros trabalhos. Melhor relacionar o efeito longitudinal de extremidade de entrada, com a frequência de alimentação do motor, também pode ser outra proposta.

O desenvolvimento deste trabalho, possibilitou a publicação dos seguintes artigos, relacionados com o tema estudado:

"Analysis of Inverter-Fed Sinusoidal Current Linear Induction Motors", publicado no IV Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, p. 139-143, realizado em dezembro de 1997, em Belo Horizonte - M.G.;

"Sinusoidal Controlled-Current VSI for Driving Arc an Disc Linear Motors", publicado no IEEE-Japan 2th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, p. 244-247, realizado em Tokyo-Japan, em abril de 1998 e

"Inverter-Fed Linear Asynchronous Machine", publicado no IEEE - 9th Mediterranean Electrotechnical Conference, p. 1170-1173, realizado em Tel-Aviv, Israel, em maio de 1998.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] EASTHAM, J. F. - "Linear-Motor Topology" - Proc. IEE, Vol. 120, No. 120, march 1973.
- [2] LAITHWAITE, E. R., NASAR, S.A. - "Linear-Motion Electrical Machines" - Proceedings of The IEEE, Vol. 58, No. 4, 1970.
- [3] GIERAS, J. F. - "Linear Induction Drives" - Clarendon Press - Oxford, 298 p., USA, 1994.
- [4] GIERAS, J. F. - "Analysis of Inverter-Fed Linear Induction Motors" - Linear Drives for Industry Applications, LDIA'95, p. 373-376, Japan, 1995.
- [5] GUERRINI, D. P. - "Contribuição ao Estudo de Motores Lineares de Indução" - Tese de Doutorado, USP, São Carlos-SP, 1972.
- [6] FALCONE, A. - "Proposta para uma Nova Aplicação dos Motores Planos de Indução", Tese de Livre-Docência, USP, São Paulo-SP, 1982.
- [7] SIMONE, G. A. - "Uma Contribuição ao Estudo dos Conversores Assíncronos Lineares" - Dissertação de Mestrado, UFU, Uberlândia-MG, 1989.
- [8] SIMONE, G. A. - "Conversores Assíncronos Lineares: Teoria e Projeto" - Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas-SP, 1992.
- [9] CREPPE, R. C. - "Circuito Elétrico Equivalente para Conversores Assíncronos Lineares: Análise da Força Propulsora" - Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas-SP, 1992.
- [10] MOREIRA, M. A. C. - "Contribuição à Modelagem de Motores Lineares de Indução" - Dissertação de Mestrado, UFRJ, Rio de Janeiro-RJ, 1992.
- [11] BENITES, P. A. - "Simulação de Estruturas Ferromagnéticas com Meios em Movimento pelo Método dos Elementos Finitos" - Dissertação de Mestrado, USP, São Paulo-SP, 1993.

- [12] KATANO, O. J. - "Motores de Indução Lineares Aplicados à Tração Elétrica: Bancada de Ensaio e Análise de Protótipo Acionado por um Inversor de Frequência Variável" - USP, São Carlos-SP, 1996.
- [13] SIMONE, G. A. - "Máquinas Monofásicas Lineares de Indução - Teoria e Projeto" - Tese de Livre-Docência, UNESP, Bauru-SP, setembro, 1996.
- [14] CREPPE, R. C. - "Uma Contribuição à Modelagem de Máquinas de Indução Lineares" - Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas-SP, 1997.
- [15] YAMAMURA, S. - "Theory of Linear Induction Motors" - University of Tokyo Press, 235 p., 2. ed., Tóquio, 1972.
- [16] LAITHWAITE, E. R. - "Linear Induction Motors" - Proceedings IEE, paper no. 2433, p.461-470, dezembro, 1957.
- [17] BOLTON, H. - "Transverse Edge Effect in Sheet-rotor Induction Motors" - Proceedings IEE, vol. 115, no.5, p. 725-731, may, 1969.
- [18] RUSSEL, E. L., NORSWORTHY, K. H. - "Eddy Currents and Wall Losses in Screened-Rotor Induction Motors" - Proceedings IEE, Vol. 105 A, april, 1958.
- [19] GIERAS, J. F. et alli - "A New Longitudinal End Effect Factor For Linear Induction Motors" - IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-2, No.1, p. 152-159, march, 1987.
- [20] LAITHWAITE, E. R. - "The Goodness of a machine" - Proceedings of IEE, vol. 112(3), p. 538-542, London, march, 1965.
- [21] LAITHWAITE, E. R. - "Linear electric machines - A personal view" - Proc. of the IEEE, USA, vol. 63(2), p. 250-290, feb., 1975.
- [22] ALGER, P. L. - "Induction Machines - Their Behavior and Uses" - Gordon & Breach Science Publishers, New York, 1970.
- [23] LANGSDORF, A. S. - "Teoria de Las Máquinas de Corriente Alterna" - Segunda Edição, Libros McGraw-Hill, México, 1971.
- [24] CABRITA, C. M. P. - "Motor Linear de Indução - Análise Teórica, Projeto e Ensaio" - Tese de Doutorado, IST-UTL, Lisboa, 1988.

- [25] LAITHWAITE, E. R. - "Maquinas de Inducción Especiales" - Editorial Labor S.A., Barcelona, 1976.
- [26] FITZGERALD, A. E. et alli - "Máquinas Eléctricas" - Editora MacGraw-Hill Ltda, São Paulo, 1975.
- [27] HIRASA, T. et alli - "Equivalent Circuit of Linear Induction Motors with End Effect Taken Into Account" - Electrical Engineering in Japan, Vol. 100, No. 2, 1980.
- [28] BHASKARAN R. N., PARESH C. S. - "Voltage Clamp Circuits for a New Power MOSFET PWM Inverter" - IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, p. 911-919, no. 5, sept./oct., 1987.
- [29] AJAY, T., PARESH, C. S. - "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters" - IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 39, no. 1, p. 63-73, feb., 1992.
- [30] INEP - Circuito para geração de tempo morto desenvolvido no INEP (Instituto de Eletrônica de Potência) da UFSC, Florianópolis/SC, 1997.
- [31] RONALD, J. T., LESTER, P.L. - "Microprocessadores e microcomputadores hardware e software", Ed. PHB, terceira edição.
- [32] VIDAL, P. S. Jr. - Aplicações práticas do microcontrolador 8051" - Ed. Érica, segunda edição.

# APÊNDICE I: Lista da Programação do Microcontrolador em Assembler;

```
MCS-51 MACRO ASSEMBLER      INV122
ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1
OBJECT MODULE PLACED IN :F0:INV122.OBJ
ASSEMBLER INVOKED BY:  ASM51 INV122.SRC
```

LOC	OBJ	LINE	SOURCE	
0000		1	ORG	0000H ;RESET
0000	802E	2	SJMP	MAIN
		3		
0003		4	ORG	0003H ;INT 0
0003	D231	5	SETB	031H
0005	32	6	RETI	
		7		
000B		8	ORG	000BH ;T/C 0
000B	D2D1	9	SETB	0D1H
000D	32	10	RETI	
		11		
0013		12	ORG	0013H ;INT 1
0013	C2B1	13	CLR	0B1H
0015	32	14	RETI	
		15		
001B		16	ORG	001BH ;T/C 1
001B	D2D1	17	SETB	0D1H
001D	32	18	RETI	
		19		
0030		20	ORG	0030H
0030	758140	21	MAIN: MOV	SP,#40H ;INICIALIZAR O SIST
0033	75D000	22	MOV	PSW,#00H
0036	75A800	23	MOV	IE,#00H
		24		
0039	758910	25	MOV	TMOD,#10H ;INICIALIZAR O CONT
003C	758800	26	MOV	TCON,#00H
		27		
003F	75087F	28	MOV	08H,#07FH ;CARREGAR PONTOS
0042	750994	29	MOV	09H,#094H
0045	750AAA	30	MOV	0AH,#0AAH
0048	750BBF	31	MOV	0BH,#0BFH
004B	750CD0	32	MOV	0CH,#0D0H
004E	750DE1	33	MOV	0DH,#0E1H
0051	750EEE	34	MOV	0EH,#0EEH
0054	750FF7	35	MOV	0FH,#0F7H
0057	7510FC	36	MOV	10H,#0FCH
005A	7511FF	37	MOV	11H,#0FFH
005D	7512FC	38	MOV	12H,#0FCH
0060	7513F7	39	MOV	13H,#0F7H
0063	7514EE	40	MOV	14H,#0EEH
0066	7515E1	41	MOV	15H,#0E1H
0069	7516D0	42	MOV	16H,#0D0H
006C	7517BF	43	MOV	17H,#0BFH
006F	7518AA	44	MOV	18H,#0AAH
0072	751994	45	MOV	19H,#094H
0075	751A7F	46	MOV	1AH,#07FH



MCS-51 MACRO ASSEMBLER INV122

LOC	OBJ	LINE	SOURCE
0111	7B39	106	MOV R3,#039H
0113	B40904	107	RE9: CJNE A,#09H,RE10 ;COMPARAR A COM O #
0116	7AFE	108	MOV R2,#0FEH ;65Hz
0118	7B65	109	MOV R3,#065H
011A	B40A04	110	RE10: CJNE A,#0AH,RE11 ;COMPARAR A COM O #
011D	7AFE	111	MOV R2,#0FEH ;70Hz
011F	7B86	112	MOV R3,#086H
0121	B40B04	113	RE11: CJNE A,#0BH,RE12 ;COMPARAR A COM O #
0124	7AFE	114	MOV R2,#0FEH ;75Hz
0126	7B9F	115	MOV R3,#09FH
0128	B40C04	116	RE12: CJNE A,#0CH,RE13 ;COMPARAR A COM O #
012B	7AFE	117	MOV R2,#0FEH ;80Hz
012D	7BBF	118	MOV R3,#0BFH
012F	B40D04	119	RE13: CJNE A,#0DH,RE14 ;COMPARAR A COM O #
0132	7AFE	120	MOV R2,#0FEH ;85Hz
0134	7BCD	121	MOV R3,#0CDH
0136	B40E04	122	RE14: CJNE A,#0EH,RE15 ;COMPARAR A COM O #
0139	7AFE	123	MOV R2,#0FEH ;90Hz
013B	7BE3	124	MOV R3,#0E3H
013D	B40F04	125	RE15: CJNE A,#0FH,RE16 ;COMPARAR A COM O #
0140	7AFE	126	MOV R2,#0FEH ;95Hz
0142	7BF3	127	MOV R3,#0F3H
0144	B41F04	128	RE16: CJNE A,#1FH,RE17 ;COMPARAR A COM O #
0147	7AFE	129	MOV R2,#0FEH ;100Hz
0149	7BFF	130	MOV R3,#0FFH
		131	
014B	8A8D	132	RE17: MOV TH1,R2 ;DEF. TEMPO DO TIME
014D	8B8B	133	MOV TL1,R3
		134	
014F	7D07	135	MOV R5,#07 ;POS. INICIAL
0151	7E0C	136	MOV R6,#0CH ;DEFAS.120
0153	7924	137	ALPHA: MOV R1,#24H ;NUMERO DE PONTOS
0155	E9	138	BETA: MOV A,R1
0156	2D	139	ADD A,R5
0157	F8	140	MOV R0,A
0158	E6	141	MOV A,@R0
0159	FC	142	MOV R4,A ;GARDA O DADO EM RE
015A	E8	143	MOV A,R0
015B	2E	144	ADD A,R6
015C	F8	145	MOV R0,A
015D	E6	146	MOV A,@R0 ;REGATA OS PONTOS
015E	8C90	147	MOV P1,R4 ;MANDA O REGISTRO P
0160	F5B0	148	MOV P3,A ;MANDA O ACUMULADOR
0162	D28E	149	SETB TR1 ;SETAR O TIMER 1
0164	308FFD	150	GAMA: JNB TF1,GAMA ;ENQUANTO TF1=0 FIC
0167	C28F	151	CLR TF1 ;RESETA O FLAG DE O
0169	C28E	152	CLR TR1 ;DESLIGAR O TIMER1
016B	8A8D	153	MOV TH1,R2
016D	8B8B	154	MOV TL1,R3
016F	D9E4	155	DJNZ R1,BETA
0171	020153	156	LJMP ALPHA
		157	END

MCS-51 MACRO ASSEMBLER      INV122

SYMBOL TABLE LISTING  
-----

N A M E	T Y P E	V A L U E	A T T R I B U T E S
ALPHA. . .	C ADDR	0153H	A
BETA . . .	C ADDR	0155H	A
GAMA . . .	C ADDR	0164H	A
IE . . . .	D ADDR	00A8H	A
MAIN . . .	C ADDR	0030H	A
P0 . . . .	D ADDR	0080H	A
P1 . . . .	D ADDR	0090H	A
P2 . . . .	D ADDR	00A0H	A
P3 . . . .	D ADDR	00B0H	A
PSW. . . .	D ADDR	00D0H	A
RE1. . . .	C ADDR	00DBH	A
RE10 . . .	C ADDR	011AH	A
RE11 . . .	C ADDR	0121H	A
RE12 . . .	C ADDR	0128H	A
RE13 . . .	C ADDR	012FH	A
RE14 . . .	C ADDR	0136H	A
RE15 . . .	C ADDR	013DH	A
RE16 . . .	C ADDR	0144H	A
RE17 . . .	C ADDR	014BH	A
RE2. . . .	C ADDR	00E2H	A
RE3. . . .	C ADDR	00E9H	A
RE4. . . .	C ADDR	00F0H	A
RE5. . . .	C ADDR	00F7H	A
RE6. . . .	C ADDR	00FEH	A
RE7. . . .	C ADDR	0105H	A
RE8. . . .	C ADDR	010CH	A
RE9. . . .	C ADDR	0113H	A
SP . . . .	D ADDR	0081H	A
TCON . . .	D ADDR	0088H	A
TF1. . . .	B ADDR	0088H.7	A
TH1. . . .	D ADDR	008DH	A
TL1. . . .	D ADDR	008BH	A
TMOD . . .	D ADDR	0089H	A
TR1. . . .	B ADDR	0088H.6	A

REGISTER BANK(S) USED: 0

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS FOUND

## APÊNDICE II: Detalhes do PQM - MULTILIN

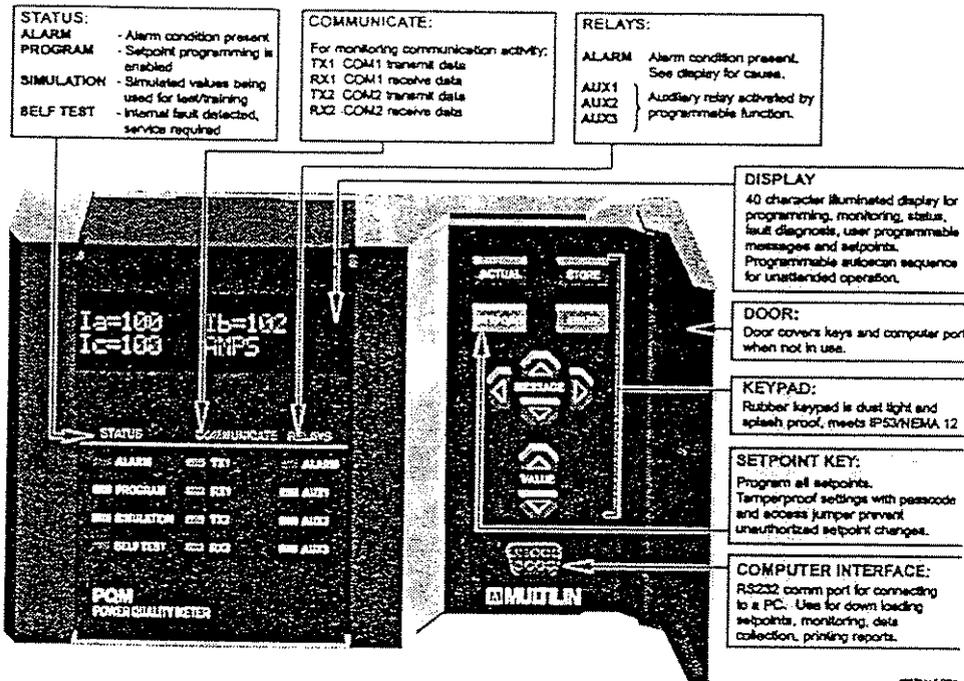


Figura AII.1 - Detalhe do painel frontal do PQM - MULTILIN.

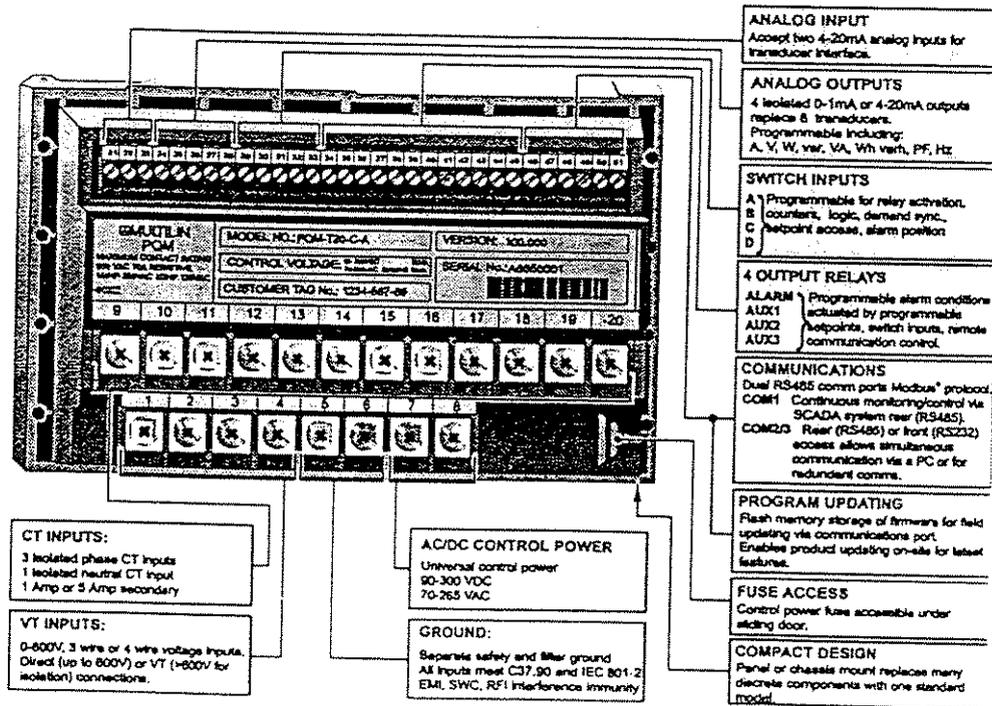


Figura AII.2 - Detalhe do painel traseiro do PQM - MULTILIN.

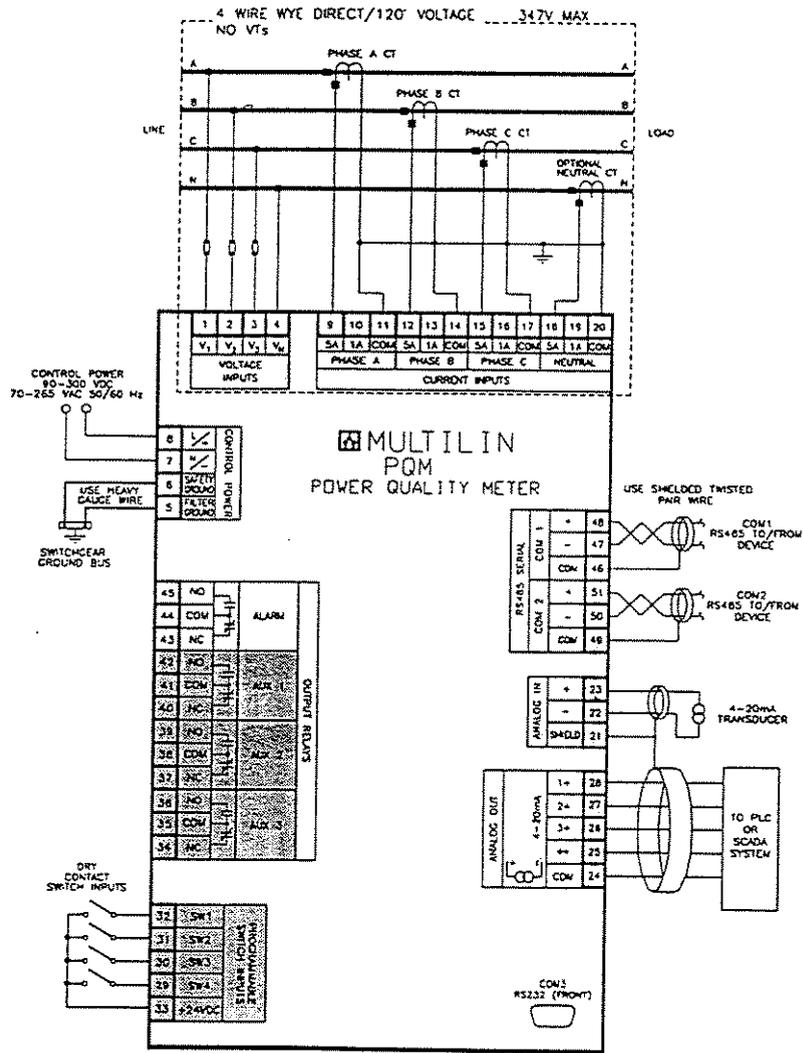


Figura AII.3 - Detalhe do diagrama de ligações do painel traseiro do PQM.

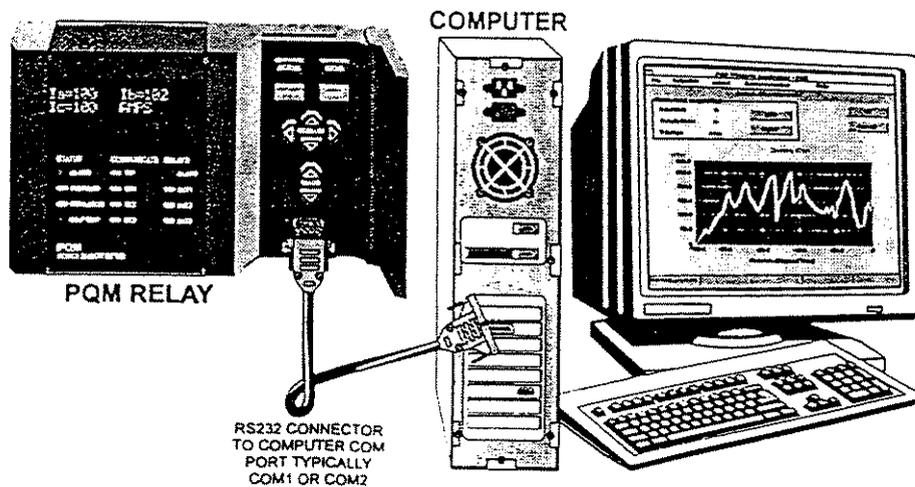


Figura AII.4 - Detalhe da interligação entre o PQM e o computador (PC).

## **APÊNDICE III: Principais Características dos Motores Utilizados nos Ensaios:**

### **AIII.1: Características do Motor Plano de Disco**

O motor linear de indução plano com linor em forma de disco utilizado nos ensaios tem as seguintes características construtivas:

Dimensões de um estator: 40 mm x 51,8 mm x 290 mm  
 Número de pólos: 2  
 Número de fases: 3  
 Número de ranhuras do estator: 18  
 Número de ranhuras por fase: 3  
 Profundidade da ranhura: 15,2 mm  
 Fator de ocupação da ranhura: 35 %  
 Passo polar: 125 mm  
 Passo de bobina: 125 mm  
 Número de condutores ativos por fase: 240  
 Condutor do estator: cobre eletrolítico AWG # 17 - classe H  
 Entreferro: 7,9 mm  
 Diâmetro do disco de alumínio: 450 mm  
 Espessura do disco de alumínio: 5,6 mm  
 Velocidade linear síncrona em 60 Hz: 15 m/s

### **AIII.2: Características do Motor em Arco**

O motor linear de indução em arco ou motor setorial tem as seguintes características construtivas:

Número de pólos: 4  
 Número de fases: 3  
 Número de ranhuras do estator: 24  
 Número de ranhuras por fase: 2  
 Profundidade da ranhura: 16 mm  
 Fator de ocupação da ranhura: 35 %  
 Passo polar: 52,3 mm  
 Passo de bobina: 52,3 mm  
 Número de condutores ativos por fase: 540  
 Condutor do estator: cobre eletrolítico AWG # 22 - classe H  
 Entreferro: 1,25 mm  
 Diâmetro do rotor: 98,5 mm  
 Comprimento axial do rotor: 63 mm  
 Velocidade linear síncrona em 60 Hz: 6,276 m/s

## APÊNDICE IV: Equipamentos de Laboratório

Os resultados experimentais apresentados foram obtidos a partir de uma bancada de ensaios composta por:

- 01 Alternador trifásico -marca Bosch - modelo KI 28V3/45A - equipado com ponte retificadora de onda completa a diodos - 28 VCC/ 45 A, operando como um gerador de tensão contínua, utilizado como freio para os motores de indução lineares estudados.
- 03 Amperímetros de Ferro Móvel - marca Lier - classe de exatidão 1 - 0/3/6 A.
- 01 Amperímetro - marca Chauvin Arnoux F3 - "True RMS Clamp Meter" - 200 mA/700 A - 0,5 Hz/10 KHz.
- 09 Capacitores de Polipropileno de 5 microF/ 390 VCA - 60 hz.
- 03 Indutores com Núcleo de Ferro - 50 mH - 0/5 A - 208 V.
- 01 Osciloscópio Digital de 2 canais - marca Tektronics - modelo TDS 320 - com memória - 100 Mhz/500 MS/s.
- 01 "Power Quality Meter" - marca G.E. - modelo PQM - MULTILIN - corrente de entrada: "true rms, 64 samples/s", TC's 5 A, frequência acima da harmônica de ordem 32 - tensão de entrada: "true rms, 64 samples/s", medição direta 220 V, frequência acima da harmônica de ordem 32 - precisão de  $\pm 0,2$  %.
- 01 Tacômetro digital - marca Mitotoyo - 0/6000 rpm - precisão  $\pm 1$  rpm.
- 03 Transformadores de Corrente - marca Lier - relação 10/5 A - classe 1,2 - 600 V/60 hz.
- 01 Variac trifásico - marca STP - entrada: 220 V - saída: 0/240 V - 11 A - 60 hz - 4,5 KVA.
- 03 Voltímetros de Ferro Móvel - marca Lier - classe de exatidão 1 - 0/150/300 V.