

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**THIAGO BERGER CANUTO ALVES**

**ANÁLISE DA FORÇA PROPULSORA DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR  
ALIMENTADO COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE**

**MESTRADO**

**UBERLÂNDIA  
AGOSTO, 2016**

**THIAGO BERGER CANUTO ALVES**

**ANÁLISE DA FORÇA PROPULSORA DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR  
ALIMENTADO COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE**

Dissertação apresentada por Thiago Berger Canuto Alves  
ao Departamento de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte  
dos requisitos para obtenção do título de Mestre em  
Ciências, aprovada em 26/08/2016 pela banca  
examinadora:

Professor Luciano Martins Neto, Dr. (UFU) - Orientador

Professor Carlos Augusto Bissochi Júnior, Dr. (UFU)

Professor Roberlam Gonçalves de Mendonça, Dr. (IFG)

**UBERLÂNDIA**

**AGOSTO, 2016**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

---

A474a Alves, Thiago Berger Canuto, 1989-  
2016 Análise da força propulsora do motor de indução linear alimentado  
com imposição de corrente / Thiago Berger Canuto Alves. - 2016.  
85 f. : il.

Orientador: Luciano Martins Neto.  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Motores elétricos de indução -  
Teses. 3. Simulação (Computadores) - Teses. I. Martins Neto, Luciano,  
1948- II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

---

CDU: 621.3

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**THIAGO BERGER CANUTO ALVES**

**ANÁLISE DA FORÇA PROPULSORA DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR  
ALIMENTADO COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE**

Dissertação apresentada por Thiago Berger Canuto Alves ao Departamento de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

---

Professor Luciano Martins Neto, Dr.  
Orientador

---

Professor Darizon Alves de Andrade, Phd  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

**UBERLÂNDIA  
AGOSTO, 2016**

Dedico este trabalho à minha família,  
pelo estímulo, carinho e compreensão.

## **AGRADECIMENTOS**

Em primeiro lugar agradeço a Deus por ter me acompanhado durante toda a pesquisa até a realização do mestrado. Aos meus pais José e Kasmya pelo auxílio em tempo integral.

Ao meu orientador, professor Dr. Luciano Martins Neto, pela amizade, auxílio e orientação ao longo de toda pesquisa.

Ao meu Co-orientador, professor Dr. Carlos Augusto Bissochi Júnior pelas orientações e diretrizes.

A Lorena pela paciência, apoio, atenção e carinho dedicados. Ao meu irmão Dhiogo pela paciência e carinho.

Aos colegas de laboratório, Daniel, João Paulo e Matheus pelo auxílio e amizade.

Em fim, agradeço a todos que de alguma forma contribuíram com a realização deste trabalho.

## **RESUMO**

O presente trabalho tem como objetivo estudar a força propulsora proveniente do motor de indução linear plano, na condição de bloqueio. Utiliza-se um método de imposição de correntes elétricas ao estator através de um conversor de frequência PWM acionado por uma plataforma realimentada. A leitura da força propulsora foi realizada através de uma célula de carga utilizando um circuito eletrônico para leitura e condicionamento do sinal.

Visando a análise completa do motor linear, foi realizado uma modelagem computacional que emprega todos os parâmetros relevantes ao estudo da máquina bloqueada. Ao final realizou-se um confronto teórico experimental que avaliou a eficiência do método proposto.

**Palavras chave:** Motor de indução linear, Imposição de Corrente, Força Propulsora.

## **ABSTRACT**

This work intent to study the motive power provided by the plane linear induction motor, in a lock condition. It uses a method of imposition of the electric current to the stator via a frequency convertor PWM driven by a refed platform. The reading of the motive power was performed by a load cell using an electronic circuit for reading and conditioning of the signal.

Aiming a complete analysis of the linear motor, it was performed a computational modeling that employs all relevant parameters to the study of the locked machine. At the end it was held a theoric-experimental confrontation that evaluated the effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** Linear induction motor, Current Imposition, Motive Power.

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	1
1.2	JUSTIFICATIVA .....	1
1.3	OBJETIVOS .....	2
1.3.1	Geral .....	2
1.3.2	Específico .....	2
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	3
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>4</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	4
2.2	O MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR.....	4
2.2.1	GEOMETRIA DO MIL.....	6
2.2.2	VARIACÕES DE ESTATOR E LINOR .....	8
2.2.3	CLACIFICAÇÃO DOS MILs QUANTO A UTILIZAÇÃO .....	9
2.2.4	CIRCUITO EQUIVALENTE .....	10
2.2.5	ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MIL PLANO .....	11
2.2.6	EFEITOS DE EXTREMIDADE .....	19
2.2.7	DESBALANCEAMENTO ENTRE AS FASES DO MIL.....	23
2.3	INVERSORES DE FREQUÊNCIA .....	23
2.3.1	Estratégia de chaveamento PWM.....	26
<b>3</b>	<b>ANÁLISE MATEMÁTICA DO MIL ALIMENTADO COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE.....</b>	<b>30</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	30
3.2	FORMULAÇÃO MATEMÁTICA .....	30

<b>4</b>	<b>MONTAGEM EXPERIMENTAL.....</b>	<b>34</b>
4.1	MATERIAL UTILIZADO PARA REALIZAÇÃO DO ENSAIO EXPERIMENTAL.....	34
4.2	MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR .....	35
4.3	INVERSOR SEMIKRON .....	37
4.4	PLACA DE CONTROLE.....	40
4.4.1	FILTRO .....	41
4.4.2	CIRCUITO SOMADOR .....	42
4.4.3	COMPARADOR COM LAÇO DE HISTERESE E REALIMENTAÇÃO....	42
4.4.4	CIRCUITO GERENCIADOR DE PULSOS.....	44
4.4.5	FABRICAÇÃO DA PLACA DE CONTROLE.....	45
4.5	PLACA DE LEITURA DE CORRTE.....	46
4.6	PLACA PARA GERAÇÃO DA REFERÊNCIA.....	46
4.7	SISTEMA DE AQUISIÇÃO DA FORÇA PROPULSORA.....	48
4.7.1	ESTRUTURA MECÂNICA PARA ACOMODAÇÃO DA CELULA DE CARGA .....	51
4.8	CONFECÇÃO E TESTE DAS PLACAS DE REFERÊNCIA E LEITURA DA FORÇA PROPULSORA .....	52
4.8.1	CALIBRAGEM DO CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DA FORÇA PROPULSORA .....	55
<b>5</b>	<b>MODELAGEM COMPUTACIONAL DO MIL .....</b>	<b>56</b>
<b>6</b>	<b>SIMULAÇÕES E ENSAIOS EXPERIMENTAIS DO MIL .....</b>	<b>61</b>
6.1	ENSAIO COM FONTE DE TENSÃO EQUILIBRADA .....	61
6.2	ENSAIOS REALIZADOS COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE.....	62
6.2.1	ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 10 HZ.....	62
6.2.2	ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 20 HZ.....	63
6.2.3	ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 40 HZ.....	64

6.2.4	ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 60 HZ .....	65
6.2.5	ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 80 HZ.....	67
6.2.6	ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 100 HZ.....	68
6.3	COMPORTAMENTO DA FORÇA PROPULSORA COM A VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA E CORRENTE .....	69
6.4	SIMULAÇÃO DO MIL COM DIFERENTES PARÂMETROS DO ESTATOR	
	71	
<b>7</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>74</b>
7.1	CONCLUSÕES .....	74
7.2	RECOMENDAÇÕES.....	75

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Motor linear utilizado para acelerar aeronaves	4
Figura 2.2 – Obtenção de um MIL partindo de uma máquina rotativa .	6
Figura 2.3 – Motor linear setorial.	7
Figura 2.4 – Motor de indução linear tubular .	7
Figura 2.5 - Motor Linear Plano proposto pela NASA.	8
Figura 2.6 - Configurações geométricas do MIL	9
Figura 2.7 – Circuito Elétrico do MIL por fase, sem correção dos efeitos de borda.	10
Figura 2.8 – Esquema de conexão dos pacotes A e B do MIL	11
Figura 2.9 – Método prático para obtenção da reatância de dispersão por fase	13
Figura 2.10 - Circuito equivalente por fase do MIL sem o linor	13
Figura 2.11 – Circuito equivalente do MIL sem o linor	16
Figura 2.12 – Configuração da máquina para ensaio a vazio	17
Figura 2.13 – Configuração da máquina para ensaio bloqueado	18
Figura 2.14 – Representação didática do MIL para avaliação do ELE	20
Figura 2.15 – Representação da força propulsora do MIL com e sem a correção do ELE	20
Figura 2.16 - Circuito Elétrico Equivalente considerando o ELE	22
Figura 2.17 – Distribuição entre as fases de estator e linor	23
Figura 2.18 - Principais blocos de um inversor de frequência	24
Figura 2.19 – Circuito elétrico simplificado do inversor CSI	25
Figura 2.20 – Inversor de frequência VSI	25
Figura 2.21 - PWM com diferentes níveis de Duty Cycle	27
Figura 2.22 - Método para obtenção do sinal PWM na modulação bipolar	28
Figura 2.23 - Método para obtenção do sinal PWM em modulação tripolar	28
Figura 2.24 - Princípio de funcionamento do comparador com banda de histerese	29
Figura 4.1 - Montagem experimental	34
Figura 4.2 – Motor de indução linear utilizado no estudo	35
Figura 4.3 - Vista superior do MIL utilizado no estudo	36
Figura 4.4 - Principais características do inversor utilizado	38
Figura 4.5 - Inversor de frequência produzido pela Semikron	39
Figura 4.6 – Circuito simplificado do inversor Semikron	39

Figura 4.7 - Gerador de pulsos PWM	40
Figura 4.8 – Diagrama de blocos da placa de controle	40
Figura 4.9 - Filtro ativo, passa baixa de 4 <sup>a</sup> ordem	41
Figura 4.10 - Circuito somador inversor de ganho unitário	42
Figura 4.11 - Mecanismo para geração de pulsos	43
Figura 4.12 - Comparador regenerativo inversor	43
Figura 4.13 - Circuito eletrônico do bloco "Realimentação"	44
Figura 4.14 - Circuito gerenciador de pulsos	44
Figura 4.15 – Pulsos PWM em um braço do inversor.	45
Figura 4.16 – Placa de controle montada.	45
Figura 4.17 – Placa de medição da corrente elétrica	46
Figura 4.18 – Arduino MEGA 2560	47
Figura 4.19 - Circuito eletrônico para geração do sinal de referência	47
Figura 4.20 – Circuito eletrônico da célula de carga.	48
Figura 4.21 – Circuito interno do INA 118.	49
Figura 4.22 - Circuito projetado para amplificação do sinal proveniente da célula de carga	49
	49
Figura 4.23 – Circuito eletrônico do amplificador não inversor.	50
Figura 4.24 – Circuito eletrônico filtro passa-baixa.	50
Figura 4.25 - Circuito eletrônico somador	51
Figura 4.26 – Célula de carga acoplada a estrutura	52
Figura 4.27 - PCI para geração de referências e leitura da força propulsora do MIL	52
Figura 4.28 - Teste experimental do gerador de referências	53
Figura 4.29 - Teste experimental do gerador de referência com inserção de harmônicos	53
Figura 4.30 - Correntes por fase na carga sem o circuito de histerese otimizada	54
Figura 4.31 - Forma de onda das correntes com a utilização do circuito de histerese otimizada	54
Figura 4.32 - Placa condicionadora de sinal	55
Figura 4.33 - Calibragem do sensor de força	55
Figura 5.1 – Modelagem desenvolvida.	56
Figura 5.2 - Janela do bloco "Gerador de correntes"	57
Figura 5.3 - Bloco "Gerador de corrente"	57
Figura 5.4 - Janela para inserção dos parâmetros de entrada do MIL	58

Figura 5.5 - Bloco "MIL" explodido	58
Figura 5.6 – Janela do bloco MILB	59
Figura 5.7 - Bloco "Medidas"	60
Figura 5.8 - Bloco "Enrolamentos"	60
Figura 6.1 - Simulação com tensões de linha equilibradas	61
Figura 6.2 – Desequilíbrio de tensões nas fases do MIL	62
Figura 6.3 – Correntes de fase durante o ensaio realizado em 10 Hz.	63
Figura 6.4 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 10 Hz	63
Figura 6.5 – Correntes de fase durante o ensaio realizado em 20 Hz	64
Figura 6.6 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 20 Hz	64
Figura 6.7 - Correntes de fase durante o ensaio realizado em 40 Hz	65
Figura 6.8 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 40 Hz	65
Figura 6.9 - Correntes de fase durante o ensaio realizado em 60 Hz	66
Figura 6.10 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 60 Hz	66
Figura 6.11 - Correntes de fase durante o ensaio realizado em 80 Hz	67
Figura 6.12 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 80 Hz	67
Figura 6.13 – Correntes de fase durante o ensaio realizado em 100 Hz	68
Figura 6.14 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 100 Hz	68
Figura 6.15- Força experimental do MIL em função das correntes e frequência	69
Figura 6.16 - Variação da força medida	71
Figura 6.17 – Força propulsora do MIL com os parâmetros obtidos em ensaio	72
Figura 6.18 – Força propulsora do MIL com resistência por fase alterada para 20 Ohm	72
Figura 6.19 – Força propulsora do MIL com resistência por fase de 20 Ohm e as indutâncias $X_{ab}$ , $X_{ac}$ e $X_{bc}$ alteradas para $1\Omega$ $10\Omega$ e $20\Omega$ respectivamente	73

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 2.1 - Quadro resumo da influência dos efeitos de extremidade de acordo com as características construtivas do MIL	22
Tabela 3.1 - Relação de parâmetros entre os MILs e MIRs	31
Tabela 4.1 – Dados de placa do MIL	36
Tabela 4.2 - Parâmetros do MIL obtidos através de ensaios	37
Tabela 6.1 - Força propulsora do MIL obtida experimentalmente	70
Tabela 6.2 – Força propulsora do MIL obtida através de ensaios	70

## **LISTA DE APÊNDICES**

APÊNDICE I	- Calibragem do Sistema de Aquisição da Força Propulsora
APÊNDICE II	- Programa do Bloco “Gerador de Corrente”
APÊNDICE III	- Programa para Geração dos Sinais de Referência

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PWM	Modulação por largura de pulso
ML	Motor Linear
MIL	Motor de indução Linear
MI	Motor de Indução
MIR	Motor de Indução Rotativo
CE	Círcuito Elétrico
$G_L$	Fator de qualidade do MIL
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo
$t_P$	Passo polar
$w$	Frequência angular
$\rho_r$	Resistividade do linor
$g$	Tamanho do entreferro
ETB	Efeito Transversal de Borda
$R_1$	Resistência do primário
$X_1$	Reatância de fuga do estator
$R_{FE}$	Resistência fictícia que representa as perdas elétricas do motor
$X_m$	Reatância de dispersão
$X_2$	Reatância do linor referida ao estator
$R_2$	Resistência do linor referida ao estator
$R'_2$	Resistência do linor corrigida quanto ao ETB referida ao estator
$s$	Escorregamento
$E_1$	Tensão no ramo magnetizante
$P_{R1}$	Potência dissipada no enrolamento do estator
$I_1$	Corrente elétrica no estator
$I_2$	Corrente Elétrica do linor referida ao estator
$I_m$	Corrente de magnetização
$X_m$	Indutância de magnetização
$Z_0$	Impedância de magnetização
$X_d$	Reatância de dispersão por fase
$Z_{eq}$	Impedância equivalente
$X_{ii}$	Reatância própria
$X_{ij}$	Reatância mútua
$Z'_e$	Impedância equivalente do ramo de magnetização e linor
$c$	Largura do estator
$c'$	Largura do linor
$K_s$	Fator de correção da resistência linórica quanto ao ETB
$L_p$	Tempo de nível lógico alto
$T$	Período do PWM
VSI	Inversor com controle de tensão
VCI	Inversor com controle de corrente
$V_m$	Tensão média
$V_{cc}$	Tensão do barramento cc.
$D_c$	<i>Duty-Cicle</i> do PWM
$[V(t)]$	Matriz de tensões

$[R]$	Matriz de resistências
$[i(t)]$	Matriz de correntes em função do tempo
$[L]$	Matriz de indutâncias
$T(t)$	Conjugado eletromecânico em função do tempo
$L_{12}$	Matriz de indutâncias mútuas entre estator e linor
$F(t)$	Força propulsora em função do tempo
$G$	Ganho
$R_G$	Resistor de ganho do circuito integrado INA
$f_c$	Frequência de corte
$L$	Comprimento do estator
$p$	Número de pólos da máquina
$R_{t(35^\circ\text{C})}$	Resistência referida a temperatura de $35^\circ\text{C}$
$R_{T(A)}$	Resistência medida em temperatura diferente de $35^\circ\text{C}$

# CAPÍTULO I

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Esta dissertação apresenta um estudo da força propulsora do motor de indução linear alimentado com imposição de corrente. O método pleiteado foi idealizado com o intuito de reduzir as interferências ocasionadas na força propulsora da máquina devido à assimetria desta.

As referências [1] e [2] utilizaram de constantes de desequilíbrio nas tensões de alimentação da máquina como forma de obter a força propulsora almejada. Desta forma, o método de imposição de correntes ao estator é também uma maneira de desequilibrar as tensões de entrada para obtenção das mesmas correntes em cada fase, porém exigi menor esforço matemático para a definição do desequilíbrio.

O objetivo deste capítulo é referenciar o leitor para que possa compreender o trabalho desenvolvido. Em sequência é realizada a apresentação da justificativa, objetivos e estrutura da dissertação.

### 1.2 JUSTIFICATIVA

Grande percentual de toda energia elétrica gerada mundialmente é consumida por máquinas de indução. No Brasil, aproximadamente 43% da energia elétrica gerada é destinada ao setor industrial, onde mais da metade é convertida em energia mecânica com a utilização de máquinas elétricas [3].

Os Motores Lineares pertencem a um vasto grupo de máquinas que consegue produzir um movimento de translação diretamente [4], isto é, faz-se possível a obtenção de um deslocamento translacional a partir apenas da utilização da máquina linear, sem a utilização de pistões pneumáticos, eixos excêntricos, molas e demais aparelhos mecânicos, o que garante a utilização de um mecanismo mais simples, bem como a diminuição de

ruídos, manobras de manutenção, redução de custos e maior facilidade de manutenção preventiva e corretiva.

Métodos utilizados para a aquisição da força propulsora do motor linear, como na referência [1], apresentaram uma margem de erro de até 30%, justificada pelo desequilíbrio eletromagnético da máquina linear. Parte de tal característica é relacionada aos parâmetros da resistência e indutâncias próprias e mútuas do estator, bem como a margem de erro obtida durante o complexo ensaio utilizado para a determinação desses valores de resistências e indutâncias das bobinas do estator.

Com base nas vantagens apresentadas na utilização do motor linear, bem como na problemática discutida referente ao erro obtido no cálculo da força propulsora, esta pesquisa é justificada pela possibilidade de se conhecer mais a fundo a máquina linear, o que possibilita um refinamento na estimativa da força propulsora. Para tanto, foi utilizado o método de imposição de correntes ao estator da máquina, que visa a independência da força propulsora com relação a parte dos parâmetros do estator.

### **1.3 OBJETIVOS**

Neste item são apresentados os objetivos gerais e específicos desta dissertação, que visa o melhor entendimento de todo o processo de pesquisa.

#### **1.3.1 Geral**

Colaborar fornecendo uma alternativa para extração da força propulsora em máquinas lineares que minimiza a dependência de parte dos parâmetros da máquina, uma vez que utiliza a técnica de imposição de correntes elétricas no seu estator.

#### **1.3.2 Específico**

- I. Desenvolver uma modelagem matemática e computacional do motor de indução linear de dupla face e linor plano de material não condutor magnético, modelagem esta embasada no método de imposição de corrente.

- II. Projetar e fabricar um sistema capaz de impor correntes controladas em amplitude, frequência e fase nos enrolamentos da máquina.
- III. Projetar e fabricar um sistema para aquisição da força propulsora do motor de indução linear.
- IV. Confrontar o estudo teórico com ensaios práticos desenvolvidos em laboratório.
- V. Confirmar a independência da força gerada pela máquina em relação às resistências e indutâncias próprias e mútuas das fases do estator, quando alimentada com corrente imposta.

## 1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A dissertação é composta por sete capítulos, referências bibliográficas, apêndices e anexos.

A introdução foi dividida em considerações iniciais, onde é feita uma descrição geral do trabalho, seguido de objetivo e a estrutura, nos quais são descritos o propósito e a forma de apresentação do trabalho.

O capítulo II é destinado a revisão bibliográfica referente aos principais elementos do estudo.

No capítulo III é feita a análise matemática do motor de indução linear, frente aos aspectos pleiteados neste estudo, considerando os efeitos de imposição de corrente ao estator da máquina.

O capítulo IV descreve a montagem da bancada utilizada para a avaliação experimental do método proposto, onde são inseridas informações com o intuito de possibilitar a reprodução do experimento.

O capítulo V é composto pelo desenvolvimento da simulação computacional do motor de indução linear.

O capítulo VI contempla os resultados experimentais e simulações a fim de confrontar os resultados.

Por último, o capítulo VII apresenta as considerações finais, onde são expostas as conclusões de todo o desenvolvimento, bem como as recomendações destinadas a futuras pesquisas.

## CAPITULO II

### 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

#### 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo a abordagem dos principais elementos utilizados em todo desenvolvimento, com o intuito de relembrar diversos conceitos envolvidos e métodos de aplicação.

#### 2.2 O MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR

A formulação da Lei de Faraday em 1831 fomentou a pesquisa e o desenvolvimento das Máquinas Elétricas, uma vez que propiciou um melhor entendimento de tais sistemas o que possibilitou, já no ano de 1838 a descoberta do motor de indução linear (MIL) [5].

Embora ainda com pouco estudo, no final do século dezenove as máquinas lineares foram testadas em locomotivas onde o sistema antigo, ainda movido a vapor, era substituído por um MIL [4]. Próximo ao término da II Guerra Mundial, o MIL foi incorporado em um navio da Marinha Americana pela Westinghouse Electric Corporation, com o intuito de promover a aceleração de aeronaves para a decolagem. A Figura 2.1 exibe o MIL utilizado na decolagem de aeronaves [7].

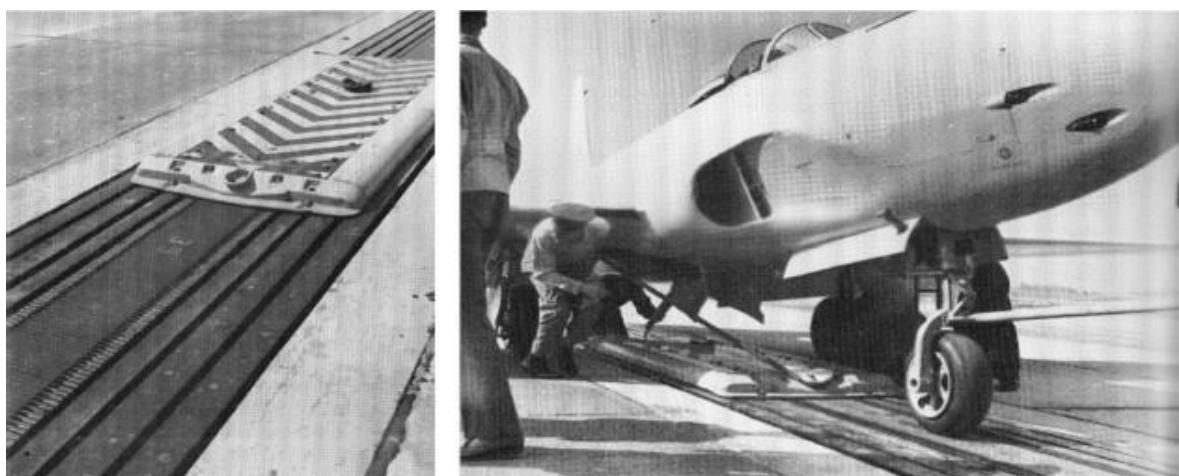


Figura 2.1 – Motor linear utilizado para acelerar aeronaves

O acelerador de aeronaves instalado pode ser resumido em um MIL com capacidade de acelerar uma aeronave partindo do repouso até a velocidade de 360 km/h, dispendo de um espaço de apenas 425 metros somadas a etapa de aceleração da aeronave e desaceleração da plataforma do motor [8].

Com pouca empregabilidade por um vasto período, foi na década de 60 que as Máquinas Lineares voltaram a ser estudadas. Acredita-se que fatores como o desenvolvimento da eletrônica de potência, bem como o desenvolvimento da equação capaz de avaliar a qualidade do MIL, contribuíram para a retomada ao estudo [4], [5].

Desenvolvimento da eletrônica de potência: O constante aperfeiçoamento da eletrônica de potência possibilitou na década de 60 a manipulação de um maior nível de tensão e corrente, bem como uma maior possibilidade de controle. Tal fato impulsionou o estudo de diversos equipamentos, dentre estes o motor linear [4].

Fator de qualidade: Em 1965 E. R. Laitwhait desenvolve uma equação capaz de mensurar o fator de qualidade do MIL [6].

$$G_L = \frac{\mu_0 \cdot t_p^2 \cdot \omega}{\pi^2 \cdot \rho_r \cdot g} \quad (2.1)$$

Sendo:

$\mu_0$  – Permeabilidade magnética no vácuo;

$t_p$  – Passo polar;

$\omega$  – Frequência angular;

$\rho_r$  – Resistividade do linor;

$g$  – Tamanho do entreferro.

A equação 2.1 tem como resultado um valor adimensional que expressa o chamado “Fator de Qualidade do Motor de Indução Linear”. Embora muito utilizada e considerada um elemento de grande contribuição para o aumento do interesse em se estudar as máquinas lineares, a equação como descrita não considera o Efeito Transversal de Borda (ETB), uma das principais características que distingue os Motores Rotacionais dos

Motores Lineares [8]. A correção da equação frente aos efeitos de extremidade será realizada nos próximos itens desta dissertação.

### 2.2.1 GEOMETRIA DO MIL

O motor linear tem características bastante próximas às máquinas rotativas convencionais [9]. Assim como os motores rotacionais, as máquinas lineares são compreendidas por uma estrutura fixa denominada de estator e uma estrutura móvel, que para diferir do motor rotacional e até mesmo fazer menção ao método de operação, foi nomeada de linor de acordo com a referência [6].

Por ser tão semelhante às máquinas rotativas, foi apresentado na Figura 2.2 o método didático para aquisição de uma máquina linear genérica, a partir de um motor rotativo.



Figura 2.2 – Obtenção de um MIL partindo de uma máquina rotativa [10].

Na linearização da máquina são mantidas diversas características do motor rotativo, onde são acrescentados apenas os efeitos de extremidade causados pela estrutura física no motor [8].

#### 2.2.1.1 Motores setoriais e disco

Os motores setoriais são caracterizados pelo estator, uma vez que este não envolve completamente o rotor, sendo então rotulado como uma máquina linear. A Figura 2.3 exibe um motor linear setorial.



Figura 2.3 – Motor linear setorial [10].

Embora o motor setorial não apresente o movimento translacional, principal vantagem da grande maioria das máquinas lineares, ainda sim é uma configuração bastante utilizada para o estudo do MIL, uma vez que reúne as características de desequilíbrio apresentadas pela máquina linear e a facilidade de operação e construção do motor rotativo [8].

#### 2.2.1.2 Motores tubulares

Embora a configuração do motor linear tubular se assemelhe bastante a um pistão pneumático, este é considerado uma opção mais vantajosa, uma vez que conta com um número menor de atuadores mecânicos, o que dispensa a existência de óleo ou outro fluido compressível, bem como mangueiras, retentores e sistemas de bombeamento. A Figura 2.4 exibe um motor de indução linear tubular.



Figura 2.4 – Motor de indução linear tubular [SOUTHERN, 2016].

### 2.2.1.3 Motores planos

Dentre as configurações dos MILs, a máquina plana é a que tem maior empregabilidade. Pode ser utilizada desde a propulsão de vagões para o transporte de pessoas e cargas ou inseridos em máquinas industriais como puncionadeiras, guilhotinas e demais sistemas mecânicos. A Figura 2.5 [7] apresenta um MIL plano proposto pela NASA.

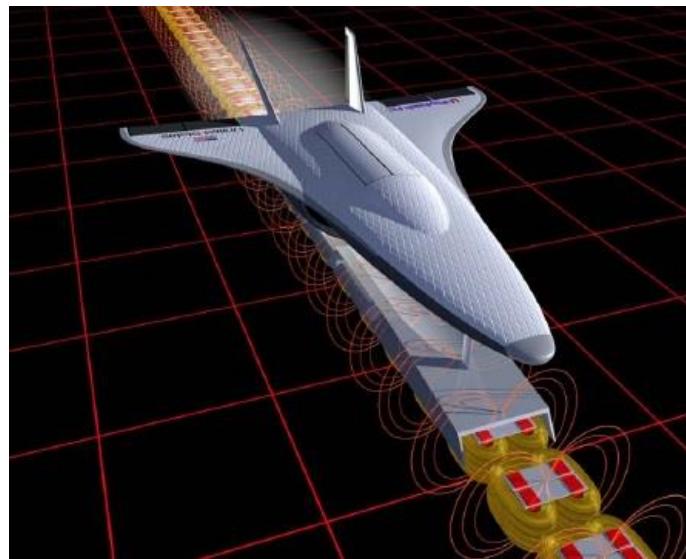


Figura 2.5 - Motor Linear Plano proposto pela NASA [7].

### 2.2.2 VARIAÇÕES DE ESTATOR E LINOR

O estator, ou indutor como atribuído pela referência [8], é comumente fabricado com material condutor magnético e laminado para atenuação das correntes parasitas de Foucault [9], assim como ocorre nas máquinas rotativas. Já o linor pode ser composto por material condutor magnético ou não [8] [11]. As diferenças referentes ao tamanho do estator não influenciam no comportamento magnético da máquina, porém é bastante relevante para o seu dimensionamento uma vez que influencia diretamente na eficiência e na temperatura do motor, sendo estes aspectos cruciais do projeto de um MIL [4].

O MIL plano pode ser confeccionado com estator em uma única face ou dividido em dupla face igualmente espaçadas em relação ao linor. A utilização do estator simples ou duplo é definida em função das características construtivas da máquina quanto ao espaço físico disponível. O duplo estator facilita a centralização do linor (as duas faces do estator

interagem com o linor, o que anula o efeito de envergadura provocado pela interação do campo magnético), mas permite que o linor seja fixado apenas nas laterais. Já a máquina de estator simples oferece como benefício à possibilidade de fixação tanto nas laterais quanto na face oposta ao estator.

A Figura 2.6 exibe as diferenciações do MIL plano e contempla os modelos de mono e duplo estator, bem como as variações de linor longo e curto.

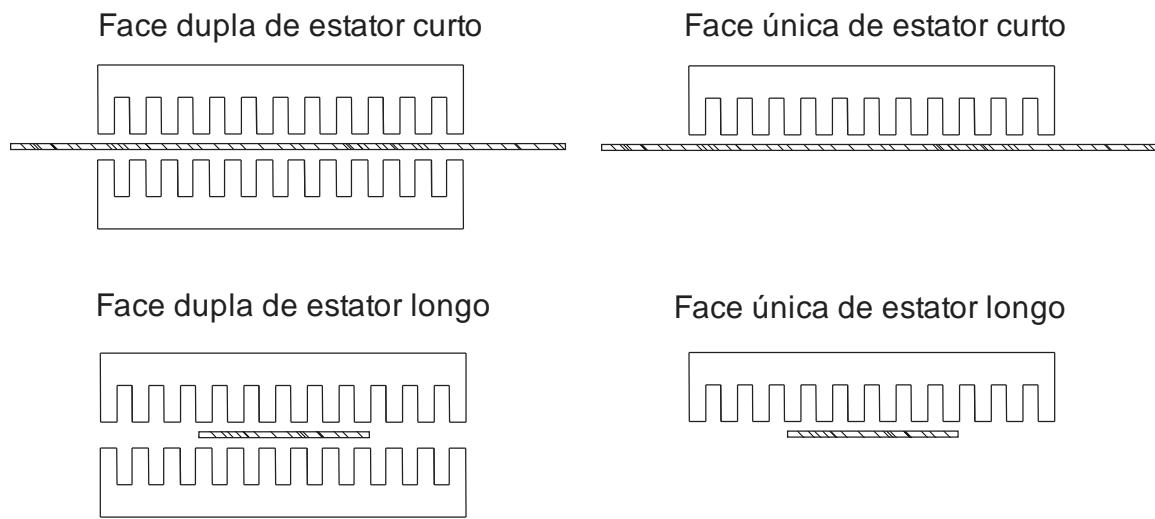


Figura 2.6 - Configurações geométricas do MIL

### 2.2.3 CLACIFICAÇÃO DOS MILs QUANTO A UTILIZAÇÃO

#### 2.2.3.1 Máquina de força

São encontradas em mecanismos que exigem elevada força, porém com uma pequena velocidade de deslocamento, como é o caso de pontes rolante, sistemas de içamento de cargas e elevadores em geral [4].

#### 2.2.3.2 Máquina de energia

Utilizadas como aceleradores, são capazes promover o deslocamento de uma elevada massa, assumindo altas velocidades [8]. O Electropult apresentado na Figura 2.1 é um dos principais exemplos de máquina de energia.

### 2.2.3.3 Máquina de potência

Primeiramente a máquina de potência foi empregada em plantas nucleares, tendo como função o bombeamento de metais líquidos. A descrita utilização comprovou a baixa eficiência do sistema, o que o definiu como uma máquina “pobre” [8].

### 2.2.4 CIRCUITO EQUIVALENTE

O MIL pode ser representado pelo seu circuito elétrico equivalente por fase do estator, bem como se utiliza nas máquinas de indução rotativas. Os parâmetros do circuito são obtidos em ensaios configurando o CE apresentado pela Figura 2.7.

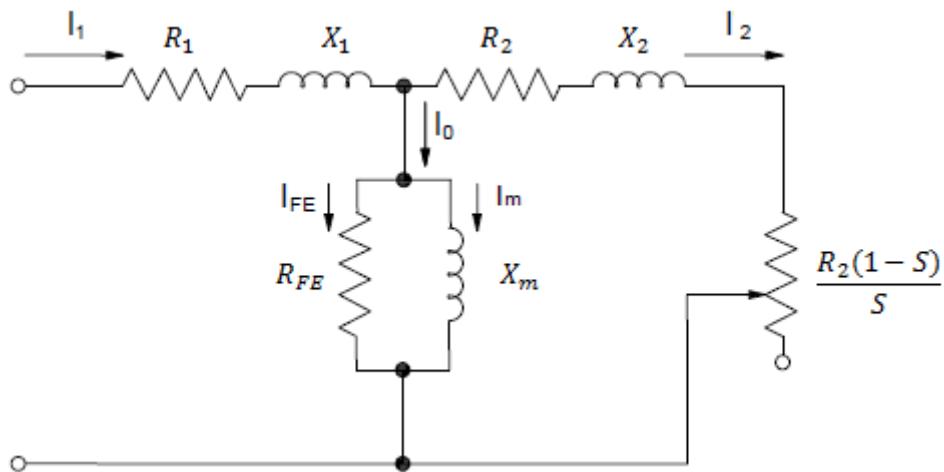


Figura 2.7 – Circuito Elétrico do MIL por fase, sem correção dos efeitos de borda [7].

$R_1$  – É a resistência Elétrica de perdas, representa a resistência dos enrolamentos do estator.

$X_1$  – Reatância de fuga do estator.

$R_{FE}$  – Resistência fictícia que representa as perdas elétricas no ferro do estator devido as correntes de Foucault e Histerese magnética.

$X_m$  – Reatância de magnetização.

$R_2$  – Resistência de perdas no linor.

$X_2$  – Reatância do linor por fase referida ao estator.

$R'_2(1-s)/s$  – Resistência do linor por fase em função do escorregamento referida ao estator.

$I_1$  – Corrente elétrica na fase do estator.

$I_2$  – Corrente elétrica no linor.

### 2.2.5 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MIL PLANO

Os mesmos ensaios utilizados para determinação dos parâmetros dos MIR descritos nas referências [1], [2], também são utilizados para o ensaio das máquinas lineares, sendo estas máquinas setoriais, tubulares ou planas, de um ou mais estatores.

Este item apresenta o método para ensaio do motor linear de indução plano de duplo estator, uma vez que esta é a configuração mais comum. São apresentadas as metodologias para obtenção dos diversos parâmetros e apesar de se considerar uma máquina de dois estatores, o método pode ser utilizado em motores de apenas uma face.

Vale lembrar que o entreferro é característica fundamental da máquina e deve ser mantido constante durante todo o ensaio. A Figura 2.8 apresenta a conexão elétrica da máquina para a realização do estudo.

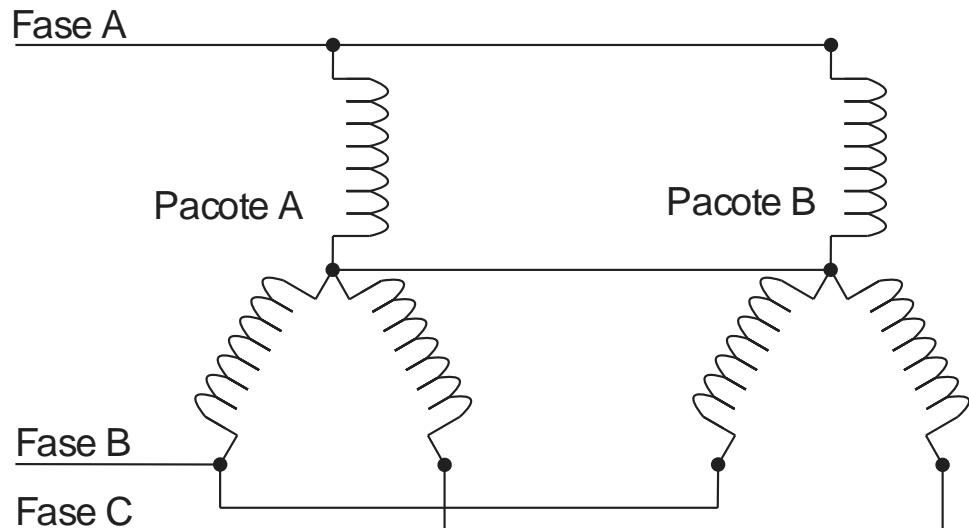


Figura 2.8 – Esquema de conexão dos pacotes A e B do MIL

### **2.2.5.1 Resistência por fase**

A resistência por fase é medida de forma direta e pode ser adquirida com a utilização de um multímetro digital. O método é utilizado para cada fase de cada estator. Para a realização do ensaio o MIL pode ser aquecido até a temperatura de operação (aproximadamente 35°C), ou pode ser feita a aquisição das resistências em qualquer temperatura, devendo esta ser corrigida com a utilização da equação 2.2, onde (A) correspondente a temperatura de ensaio e  $R_{T(A)}$  corresponde a resistência obtida no ensaio.

$$R_{T(35^{\circ}\text{C})} = R_{T(A)} \cdot \frac{234,5 + 35}{234,5 + A} \quad (2.2)$$

### **2.2.5.2 Reatância de dispersão por fase**

A determinação da reatância de dispersão do MIL é feita de posse de uma bobina de sonda contendo um número conhecido de espiras e o mesmo passo polar que as bobinas do estator.

Para a execução do ensaio faz-se necessário a retirada do linor e posterior alimentação de uma única bobina do estator , sendo a bobina de teste inserida no entreferro em posição axial ás bobinas da fase energizada [12]. A sonda deve ser fixada frente a cada pacote de espiras da fase do estator, onde são efetuadas as medidas de tensão induzida em cada posição [1].

Já no estator as medidas são mais complexas, devendo adquirir a tensão, corrente, potências ativa e reativa, por meio de um osciloscópio digital e ponteiras de tensão e corrente. A Figura 2.9 ilustra o método descrito.

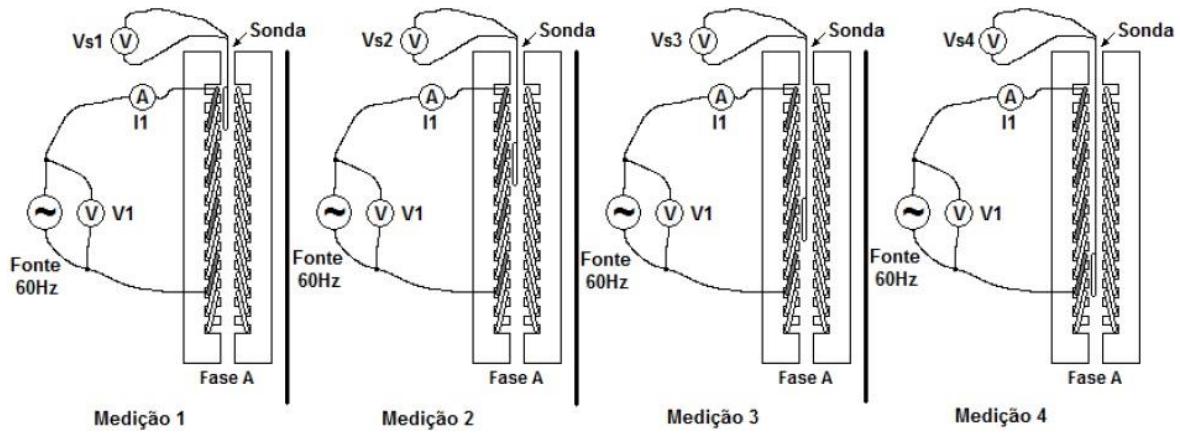


Figura 2.9 – Método prático para obtenção da reatância de dispersão por fase [1].

Uma vez retirado o linor, o circuito equivalente do MIL visto pela fonte de alimentação durante o ensaio é representado na Figura 2.10.

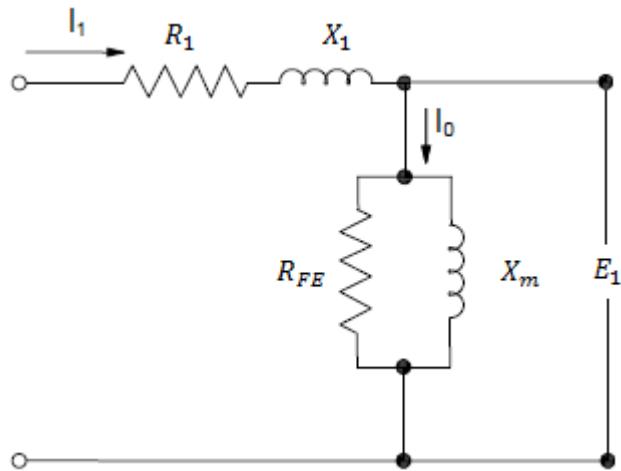


Figura 2.10 - Circuito equivalente por fase do MIL sem o linor

A força eletromotriz induzida no enrolamento energizado é proporcional a tensão induzida na bobina de sonda, e pode ser conhecida com base na expressão 2.3, onde a tensão induzida  $E_1$  é dependente do número de espiras da sonda ( $N_{sonda}$ ), o número de espiras da bobina do estator ( $N_1$ ), e também a soma das tensões induzidas na sonda em cada posição ( $V_{1a}, V_{2a}, V_{3a}, V_{4a}$ ) [13].

$$E_1 = \frac{N_1}{N_{sonda}} \cdot (V_{1a} + V_{2a} + V_{3a} + V_{4a}) \quad (2.3)$$

Inicialmente calcula-se a potência dissipada no enrolamento do estator, de acordo com a expressão 2.4.

$$P_{R1} = R_1 \cdot |I_1^2| \quad (2.4)$$

A resistência  $R_{fe}$  é fictícia e simula as perdas no ferro por histerese e correntes parasitas. Seu cálculo é fundamental para a obtenção do CE, sendo realizado de acordo com a expressão 2.5.

$$R_{FE} = \frac{E_1^2}{P_1 - P_{R1}} \quad (2.5)$$

Definido o valor de  $R_{fe}$  é calculada a corrente  $I_{fe}$ .

$$|I_{FE}| = \frac{E_1}{R_{FE}} \quad (2.6)$$

A corrente de magnetização  $I_m$  é calculada da seguinte forma:

$$|I_m| = \sqrt{|I_1|^2 - |I_{FE}|^2} \quad (2.7)$$

Fazendo com que  $X_m$  possa ser calculado pela equação 2.8.

$$X_m = \frac{E_1}{|I_m|} \quad (2.8)$$

O cálculo de  $X_m$  e  $R_{FE}$  foi realizado baseado no paralelismo entre estes. Para o cálculo da indutância de dispersão, faz-se necessário a obtenção de  $X_m$  e  $R_{fe}$  em série, conforme apresentado pela expressão 2.9.

$$Z_o = \frac{R_{FE} \cdot jX_m}{R_{FE} + jX_m} \quad (2.9)$$

Assim, a reatânciа de dispersão é calculada com a expressão 2.10.

$$X_d = \text{imag}(Z_{eq}) - \text{imag}(Z_0) \quad (2.10)$$

Sendo que:

$$Z_{eq} = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.11)$$

Toda a formulação foi utilizada para uma única fase de um pacote. O processo deve ser repetido por mais cinco vezes, obtendo a indutância de dispersão em cada fase de cada pacote. Após o término de todo o processo, a resistência do estator e a impedância de dispersão pode ser manipulada, para a aquisição de um circuito equivalente dos dois pacotes em paralelo com base na equação 2.12 que é apresentada mantendo como referência a fase “A” e deve ser repetido para as demais.

$$R_a + jX_{da} = (R'_a + jX'_{da})//(R''_a + jX''_{da}) \quad (2.12)$$

Onde:

$R_a$  – Resistência do estator equivalente aos pacotes em paralelo.

$X_{da}$  – Restânciade dispersão equivalente aos pacotes em paralelo.

$R'_a$  - Resistencia estatórica do primeiro pacote.

$R''_a$  - Resistência estatórica do segundo pacote.

$X'_{da}$  - Reatânciade dispersão do primeiro pacote.

$X''_{da}$  - Reatânciade dispersão do segundo pacote.

### 2.2.5.3 Reatânciaprópria do primário

Para a aquisição da reatânciaprópria do primário, utiliza-se do mesmo ensaio realizado para obtenção da reatânciade dispersão, porém sem a inserção da bobina de sonda, podendo então calcular a força eletromotriz induzida  $|\dot{E}|$  conforme apresentado pela equação 2.23, onde é adotada fase (A) como referência.

$$|\dot{E}_1| = \sqrt{(\dot{V}_1 - R_1 \cdot \dot{I}_1 \cdot \cos(\theta))^2 + (R_1 \cdot \dot{I}_1 \cdot \sin(\theta_1) - X_1 \cdot \dot{I}_1 \cdot \cos(\theta_1))^2} \quad (2.13)$$

Com a obtenção da força eletromotriz induzida, bem como o formulário proposto, é possível o cálculo de reatância própria conforme apresentado abaixo.

$$X_{11} = \frac{|\dot{E}_1|}{I_m} \quad (2.14)$$

#### 2.2.5.4 Reatância mútua entre as fases do primário

A determinação da reatância mútua entre duas fases do estator pode ser feita conectando tais fases em série e acionando o circuito resultante com tensão nominal. A Figura 2.11 ilustra o circuito equivalente do ensaio.

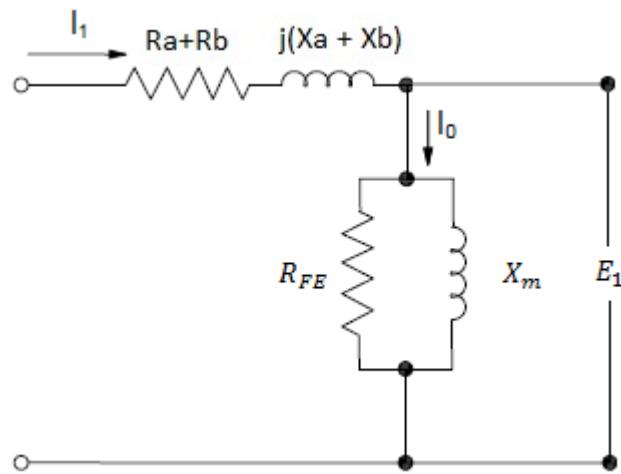


Figura 2.11 – Circuito equivalente do MIL sem o linor.

Assim como na determinação da reatância própria, para a obtenção da reatância mútua deve-se calcular primeiramente a força eletromotriz induzida, conforme realizado no cálculo da reatância própria, e de posse desta é feito o cálculo da reatância mútua pela equação 2.15.

$$X_m = +X_{aa} + X_{bb} + 2 \cdot X_{ab} \quad (2.15)$$

### 2.2.5.5 Ensaio a vazio

A realização do ensaio a vazio do MIL é feita de forma análoga ao ensaio dos MIRs, onde o rotor é deixado livre, isso acontece pelo fato deste poder girar o número de vezes necessário até a mensuração dos parâmetros almejados. Já o motor linear, este normalmente tem seu percurso definido, o que impede seu deslocamento por um grande intervalo de tempo, por isso faz-se necessária a retirada do linor para a execução do ensaio. A manobra é valida uma vez que o ensaio a vazio da máquina tem por finalidade a investigação do circuito primário, o que não necessita do linor, no caso do motor linear. A Figura 2.12 exibe o procedimento utilizado no ensaio.

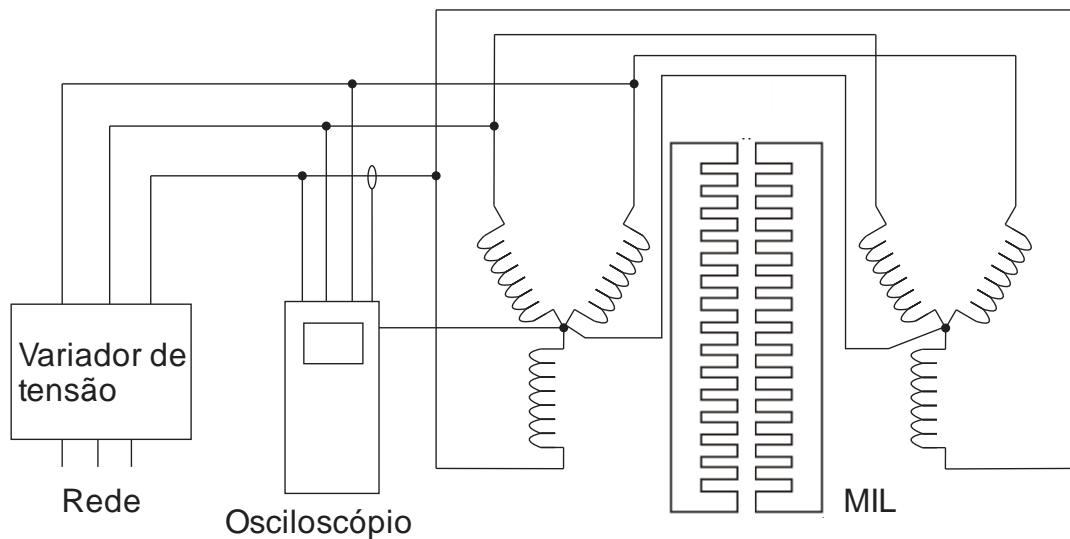


Figura 2.12 – Configuração da máquina para ensaio a vazio

Ao retirar o linor, o motor é submetido a tensão nominal, até que a temperatura nas bobinas do estator atinja  $35^{\circ}\text{C}$ , temperatura essa utilizada em todos os ensaios, sendo então mensurada a tensão, corrente e potência ativa e reativa em cada uma das fases. De posse da indutância e resistência por fase do estator, o ramo magnetizante é obtido com a utilização das expressões 2.16 a 2.19.

$$E_1 = V_1 - (R_1 + jX_1).I_1 \quad (2.16)$$

$$Z_0 = \frac{E_1}{I_1} \quad (2.17)$$

$$R_{FE} = \text{real}(Z_o) \quad (2.18)$$

$$X_m = \text{imag}(Z_o) \quad (2.19)$$

### 2.2.5.6 Ensaio em condição de bloqueio

Assim como no ensaio a vazio, o ensaio com o linor bloqueado é semelhante ao ensaio dos MIRs. Para tanto, o linor foi recolocado e travado de forma a não deslocar durante o ensaio, conforme apresentado na Figura 2.13.

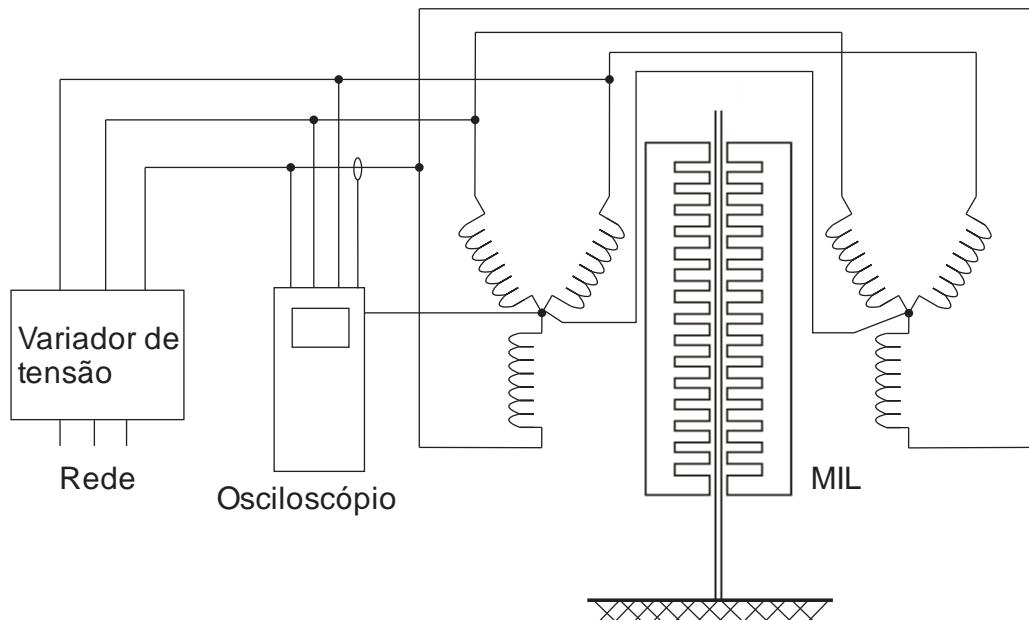


Figura 2.13 – Configuração da máquina para ensaio bloqueado

A tensão injetada à máquina é incrementada até que se obtenha a corrente nominal. Nos motores rotativos, devido ao diminuto entreferro, a corrente no estator tende a crescer rapidamente e assume seu valor nominal com aproximadamente 30% da tensão nominal. Tal característica não é observada nas máquinas lineares devido ao seu espesso entreferro, fazendo com que no ensaio em curto circuito a tensão aplicada atinja uma parcela muito maior.

Durante o ensaio do linor bloqueado, faz-se necessário a obtenção dos valores de tensão, corrente e potência real e aparente por fase, para que seja efetuado o cálculo dos

parâmetros referentes ao linor, onde são utilizados os valores de  $R_{FE}$  e  $X_m$  já obtidos. O equacionamento desenvolvido é apresentado pelas equações 2.20 a 2.24.

$$E_1 = V_1 - (R_1 + jX_1) \cdot I_1 \quad (2.20)$$

$$Z'_e = \frac{E_1}{I_1} \quad (2.21)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0 \cdot Z'_e}{Z_0 - Z'_e} \quad (2.22)$$

$$R_2 = \text{real}(Z'_2) \quad (2.23)$$

$$X_2 = \text{imag}(Z'_2) \quad (2.24)$$

## 2.2.6 EFEITOS DE EXTREMIDADE

A característica plana da máquina proporciona o surgimento dos efeitos de extremidade. Tais efeitos existentes do MIL são classificados em dois grupos, sendo: O efeito Longitudinal de Extremidade (ELE) e o Efeito Transversal de Borda (ETB) [7].

### 2.2.6.1 Efeito longitudinal de extremidade (ELE)

Fabricado com estator e linor em diferentes extensões, o campo magnético gerado pelo primeiro não é capaz de envolver o segundo em sua totalidade. Tal característica tem como consequência o surgimento de forças contrárias a força propulsora, o que acarreta na diminuição da força resultante.

A Figura 2.14 exibe a vista superior de uma máquina linear, sendo esta composta por laços imaginários L1e L2 destinados a compreensão do ELE, conforme proposto por [4].

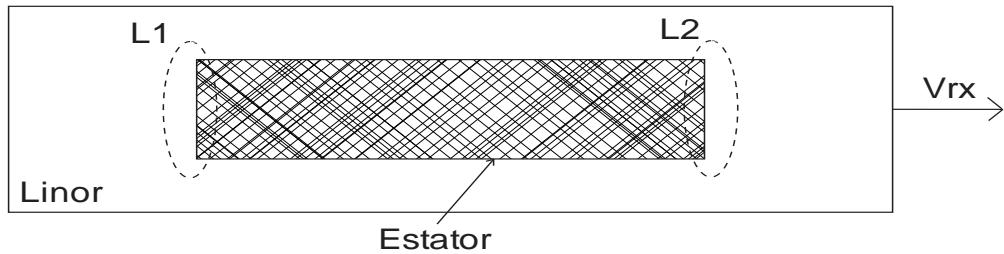


Figura 2.14 – Representação didática do MIL para avaliação do ELE

No instante da representação do MIL pela Figura 2.14 o campo magnético está presente na metade dos laços L1 e L2, porém com o deslocamento da lâmina linórica no sentido  $V_{rx}$ , o campo magnético deixará de estar presente no laço L2, atingindo o laço L1 em sua totalidade, o que contribui para a geração de correntes elétricas parasitas nos laços envolvidos, trazendo como consequência a geração de uma força contrária ao deslocamento do linor [4].

Por ser uma característica dependente da velocidade do MIL, pode ser desprezada em situações de partida ou estudos realizados com o bloqueio do linor [8], entretanto em condição de baixo escorregamento, faz-se necessário a correção do CE do motor que é feito com a inserção de uma impedância fictícia ( $Z_e$ ) em paralelo com o ramo magnetizante.

A Figura 2.15 exibe o comportamento da força propulsora em um MIL, onde são apresentadas as curvas com e sem a correção do ELE.

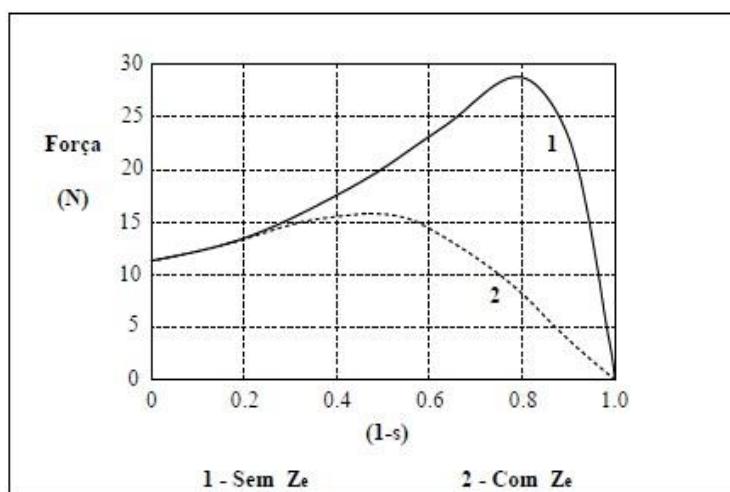


Figura 2.15 – Representação da força propulsora do MIL com e sem a correção do ELE [4].

Observa-se pela Figura 2.15 que o ELE é desprezado em situações de alto escorregamento, característica observada pela união das duas curvas próximo ao escorregamento máximo.

### 2.2.6.2 Efeito transversal de borda

A maioria dos MIL planos apresenta um linor maior que o estator, o que ocasiona o surgimento de correntes parasitas fora da região do entreferro, corrente essa que não contribui para a geração da força propulsora do motor [5]. O CE da máquina linear considera uniforme a distribuição de corrente pela lâmina linórica, situação essa que despreza uma considerável parcela de potência adicional dissipada no linor [4].

É utilizado o fator  $K_s$ , que visa a correção da resistência linórica do MIL, quando considerado o ETB [8], [7]. A expressão 2.25 é utilizada para o cálculo da constante  $K_s$ , sendo ( $c$ ) a largura do estator, ( $c'$ ) a largura do linor e ( $t_p$ ) o passo polar da máquina.

$$K_s = 1 - \frac{\operatorname{tgh}(\pi \cdot c / 2 \cdot t_p)}{\operatorname{tgh}(\pi \cdot c / 2 \cdot t_p)(1 + \operatorname{tgh}\left(\pi \cdot \frac{c}{2 \cdot t_p}\right) + \operatorname{tgh}(\pi \cdot (c - c') / 2 \cdot t_p))} \quad (2.25)$$

A resistência linórica após a correção frente ao ETB é calculada conforme apresentado na equação 2.26, onde  $R_2'$  é a resistência do linor sem correção e  $R_2''$  a resistência do linor corrigida, considerando o ETB.

$$R_2' = \frac{R_2}{K_s} \quad (2.26)$$

### 2.2.6.3 Resumo frente aos efeitos de extremidade

A Tabela 2.1 é embasada nas referências [8] e [4] e tem como objetivo o resumo das principais características de cada efeito, mensurando seu grau de influencia de acordo com a configuração da máquina, onde (0) representa a condição de pouca influência, (1) representa a condição de média influência e (2) para a condição onde o efeito tem elevada influência no MIL.

Tabela 2.1 - Quadro resumo da influência dos efeitos de extremidade de acordo com as características construtivas do MIL

Característica da Máquina	ELE	ETB	Correção do CE
Máquina de baixa velocidade	0	2	Correção utilizando $K_s$
Máquina de média velocidade	1	2	Inserção do ramo $Z_e$ e Correção da resistência do linor utilizando o fator $K_s$
Máquina de Alta velocidade	2	2	Inserção do ramo $Z_e$ e Correção da resistência do linor utilizando o fator $K_s$

#### 2.2.6.4 Correções do CE frente aos efeitos de extremidade do MIL

Uma vez apresentados os métodos para a correção do CE do MIL, frente aos efeitos de extremidade, estes são inseridos ao circuito equivalente apresentado pela Figura 2.16.

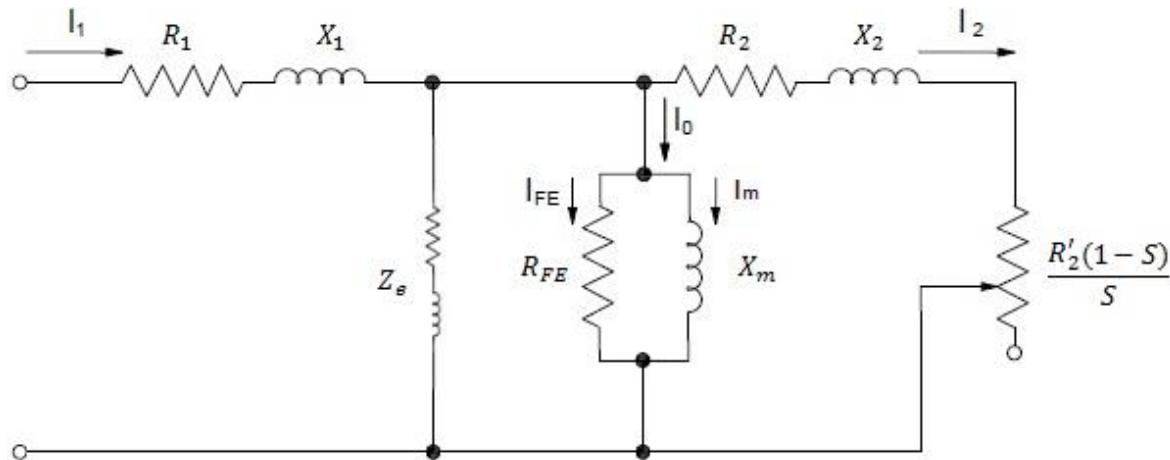


Figura 2.16 - Circuito Elétrico Equivalente considerando o ELE

A corrente ( $I_1$ ) injetada no MIL é decomposta nas componentes de corrente ( $I_0$ ) responsável pela magnetização da máquina e consequente geração da onda de densidade de fluxo magnético de translação. Já a componente ( $I_2$ ) representa a componente da corrente do linor responsável pela alimentação do ramo de força [4], [8], [7].

### 2.2.7 DESBALANCEAMENTO ENTRE AS FASES DO MIL

Outro efeito que também é relacionado a geometria da máquina, trata-se do desbalanceamento das fases do estator. Tal característica é consequência do espalhamento entre as fases ao longo do estator e linor, o que diferencia a indutância mútua entre estas. A Figura 2.17 foi apresentada pela referência [2] como forma de avaliar a distribuição das fases no estator e na lâmina linórica.

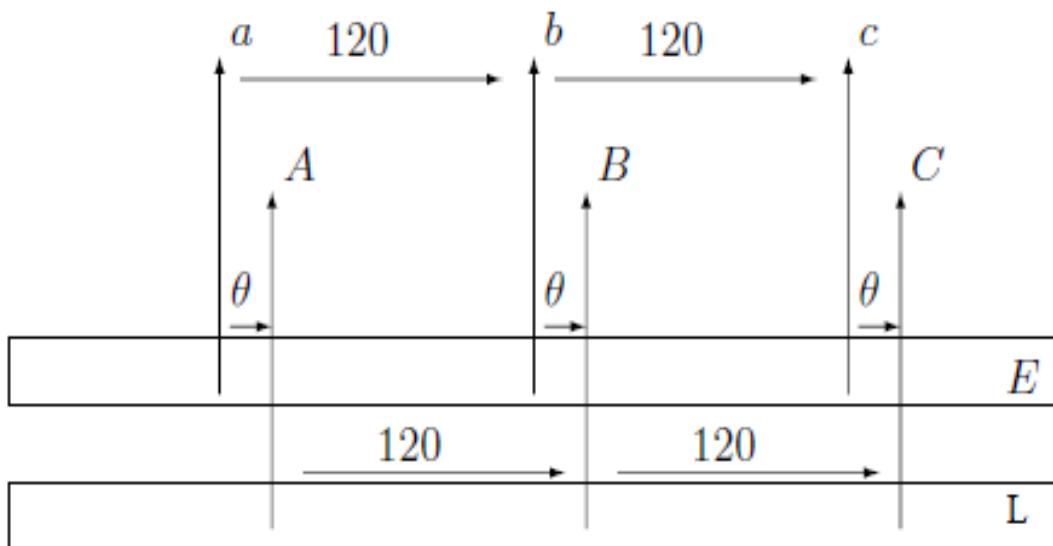


Figura 2.17 – Distribuição entre as fases de estator e linor [2].

Pela Figura 2.17 é possível observar que devido ao posicionamento as fases, a indutância mútua entre as fases C e A é baixa se comparada a mútua entre as demais. Tal característica contribui com o desbalanceamento das fases da máquina.

### 2.3 INVERSORES DE FREQUÊNCIA

O inversor de frequência é bastante utilizado no setor industrial com o propósito de controlar a velocidade e conjugado de motores de indução [14], uma vez que sua principal função é a transformação de uma fonte de alimentação contínua, sendo esta de tensão ou corrente, em uma fonte alternada.

A alimentação em tensão contínua é obtida através de geradores cc, bancos de baterias, painéis solares e demais sistemas com capacidade de geração em tensões

contínuas ou circuitos retificadores alimentados por tensões alternadas, sendo este o método mais utilizado.

O conversor de frequência tem seu princípio de funcionamento bastante simplificado. Quando dotados de etapas de retificação e inversão, são rotulados como conversores de barramento CC [16], onde a Figura 2.18 exibe seus principais blocos.

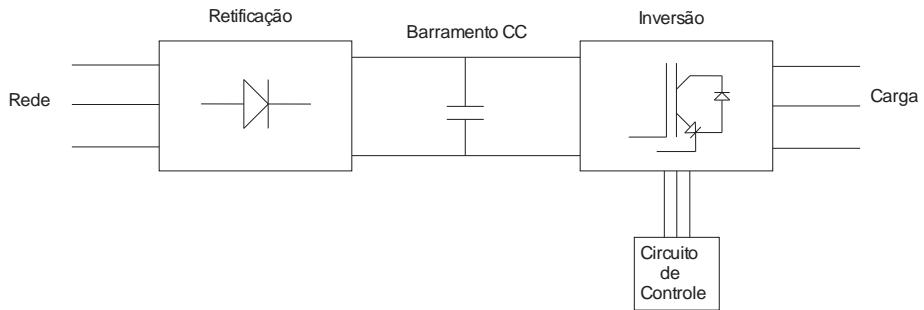


Figura 2.18 - Principais blocos de um inversor de frequência

O ramo inversor é formado por componentes semicondutores, responsáveis pelo chaveamento da tensão. Existem diversas opções de semicondutores onde o projetista deve optar pelo mecanismo mais adequado ao seu projeto baseando-se na potência nominal e também a frequência de chaveamento.

A alimentação, conforme descrito, pode ser realizada por fontes de corrente, conhecido como inversor CSI (“*Source Current Inverter*”) e também por fontes de tensão, configurando-o como inversor VSI (“*Voltage Source Inverter*”) [15].

#### Inversor CSI:

A Figura 2.19 apresenta o circuito simplificado de um inversor alimentado por fonte de corrente. A principal característica deste é a inserção de uma indutância no ramo cc, o que origina uma elevada impedância de entrada.

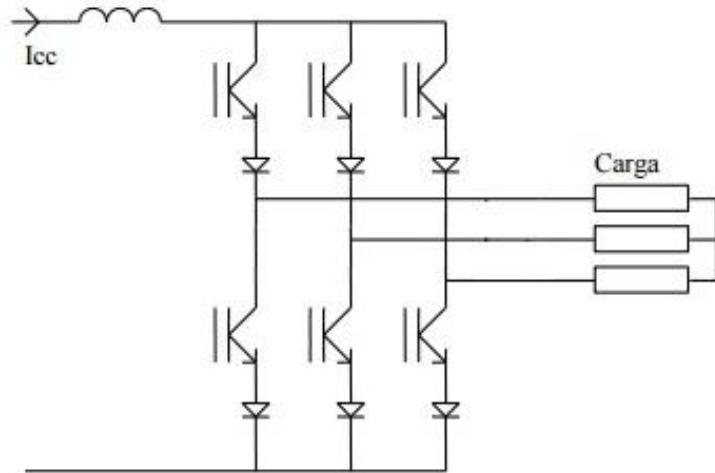


Figura 2.19 – Circuito elétrico simplificado do inversor CSI [16].

Nesta configuração, devido a elevada impedância de entrada, o controle é feito diretamente na corrente de carga, sendo a tensão desta dependente da impedância da carga.

#### Inversor VSI:

Durante o acionamento de cargas como motores c.a e transformadores, deve-se manter o controle da frequência e tensão aplicada, para que sejam mantidas as características da máquina [16], o que joga a necessidade da configuração VSI, sendo esta caracterizada por uma baixa impedância de entrada, onde o barramento c.c. é composto apenas por capacitores para a redução da oscilação de tensão, o que acarreta na possibilidade de ajustar a tensão aplicada na carga de forma independente da corrente. A Figura 2.20 exibe a configuração simplificada do inversor VSI.

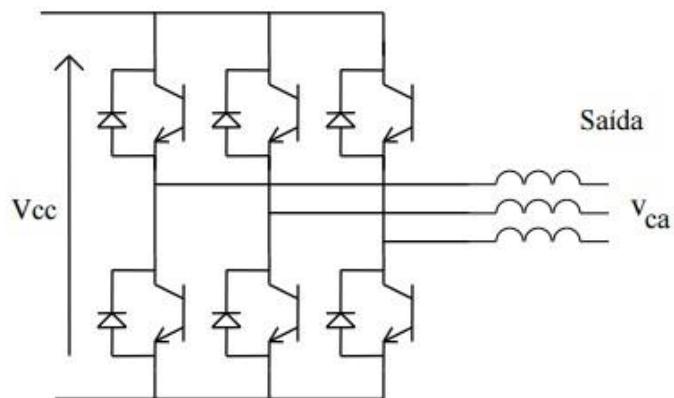


Figura 2.20 – Inversor de frequência VSI [16].

Embora o inversor VSI seja destinado ao controle da tensão inserida a carga, este pode ser incrementado para estabelecer o controle da corrente de saída, o que exige a utilização de um sistema realimentado.

### 2.3.1 Estratégia de chaveamento PWM

Tanto a configuração VSI quanto a configuração CSI dos inversores de frequência, necessitam de um sistema de controle para a sensibilização das chaves do ramo inversor. A tecnologia PWM (*Pulse Width Modulation*) é bastante utilizada em fontes chaveadas e sistemas de controle de velocidade de máquinas elétricas trazendo como principais benefício a redução de harmônicos nas correntes de carga e sua simplificada modulação.

Com a relação entre o período do sinal PWM ( $T$ ) e o tempo de nível lógico alto ( $L_p$ ), faz-se possível o cálculo do *Duty-Cicle*, conforme apresentado pela equação 2.27.

$$D_c \% = 100 \cdot \frac{L_p}{T} \quad (2.27)$$

Uma vez utilizada a estratégia de chaveamento PWM em fontes chaveadas ou demais sistemas onde é mantido um *Duty-Cicle fixo*, é possível identificar a tensão média de saída do inversor, com base na equação 2.28, onde a tensão média ( $V_m$ ) é dada em função da tensão do link c.c. ( $V_{cc}$ ) e o *Duty-Cicle* do PWM ( $D_c$ ).

$$V_m \% = V_{cc} \cdot D_c \quad (2.28)$$

A Figura 2.21 exibe a forma de onda PWM com diferentes valores de *Duty-Cicle*.

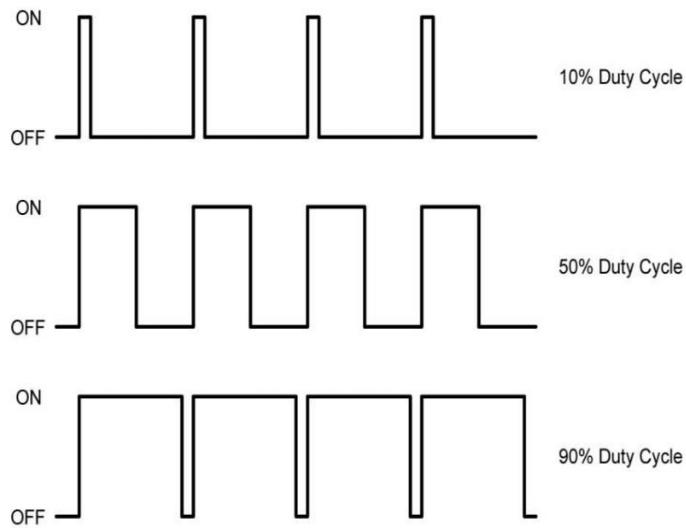


Figura 2.21 - PWM com diferentes níveis de *Duty Cycle* [17].

O sinal PWM é comumente obtido através de um sinal de referência (sinal esse equivalente a tensão ou corrente desejada na carga), comparado a ondas triangulares, onde a interseção destas tem a finalidade de alterar o nível lógico do sinal. Dentre os diversos métodos pode-se ressaltar a modulação bipolar, tripolar e a modulação com a utilização de um comparador com banda de histerese [18], [16], [15].

#### Modulação Bipolar:

O método de modulação Bipolar é assim chamado pelo fato da tensão na saída do emissor assumir apenas dois níveis de tensão, sendo estes  $+V_{cc}$  e  $-V_{cc}$ . A estratégia em questão é resumida na comparação entre um sinal de referência e uma onda triangular, atribuindo nível lógico alto sempre que a onda triangular apresentar valores inferiores ao sinal de referência. A Figura 2.22 exibe as ondas de referência (triangular e senoidal) e também a tensão em um braço do inversor.

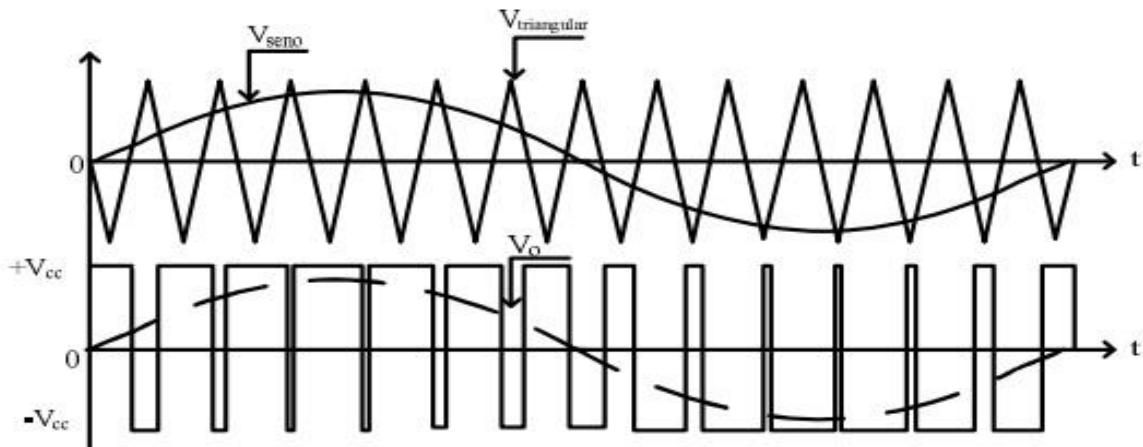


Figura 2.22 - Método para obtenção do sinal PWM na modulação bipolar [18].

#### Modulação tripolar:

A modulação tripolar utiliza o mesmo método da modulação bipolar, porém introduz uma segunda onda triangular, o que possibilita a aquisição de três níveis de tensão, sendo estes:  $+V_{cc}$ , zero ou  $-V_{cc}$ , conforme apresentado pela Figura 2.23.

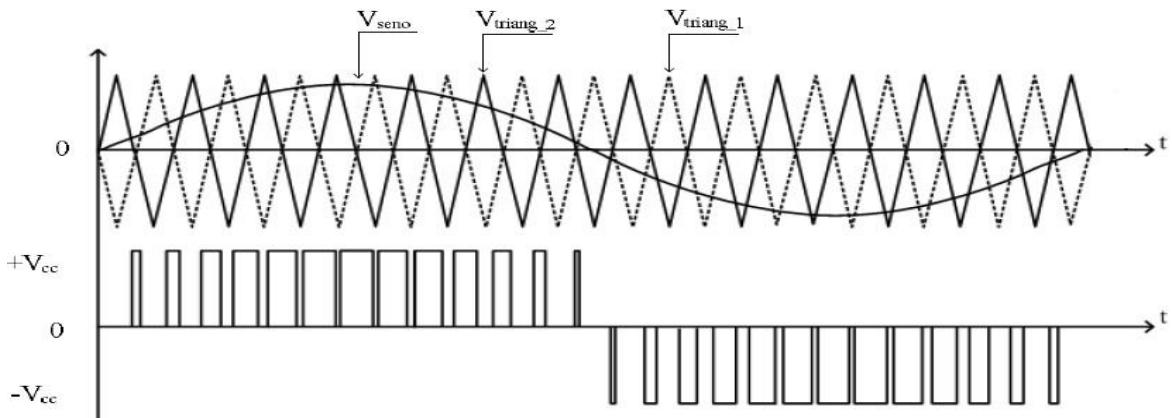


Figura 2.23 - Método para obtenção do sinal PWM em modulação tripolar [18].

Dentre as vantagens da utilização da modulação bipolar, pode-se citar: Menor ondulação de corrente e tensão inseridas ao filtro e a redução de emissões eletromagnéticas [19].

#### Comparador com banda de histerese:

Outra forma de se obter o sinal PWM se dá através da utilização de um circuito comparador regenerativo. O comparador regenerativo ou “Schmitt Trigger” tem como

principal vantagem a sua característica de histerese que garante o atraso na mudança de seu estado de saída, após as condições de entrada sofrerem alteração [15]. A Figura 2.24 exibe o princípio de funcionamento do comparador com banda de histerese.

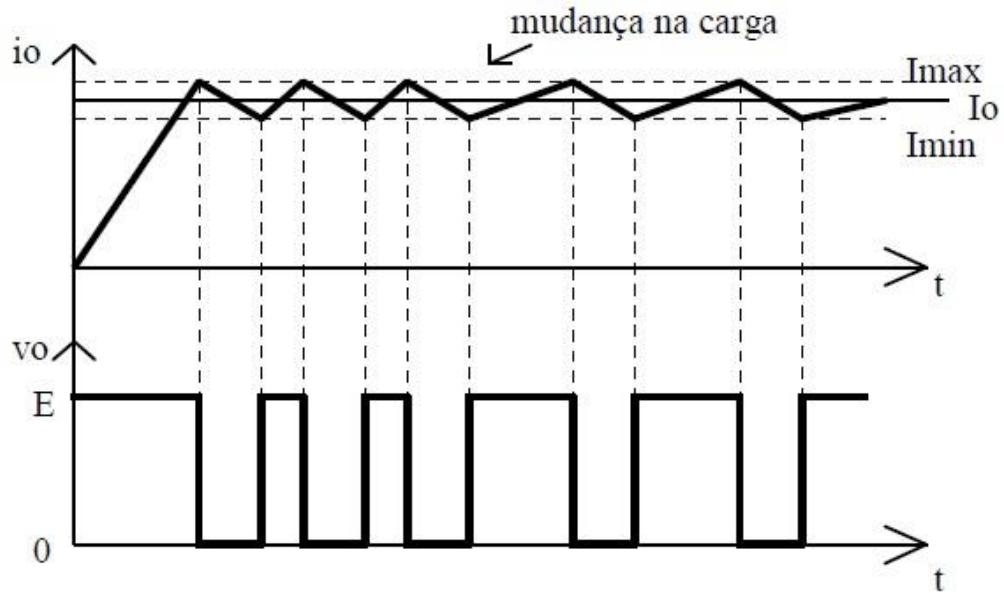


Figura 2.24 - Princípio de funcionamento do comparador com banda de histerese [16].

O comparador regenerativo é amplamente empregado em sistemas realimentados, sendo sua utilização adequada em fontes com controle de corrente [16].

## CAPÍTULO III

### 3 ANÁLISE MATEMÁTICA DO MIL ALIMENTADO COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE

#### 3.1 INTRODUÇÃO

O presente capítulo apresenta uma avaliação do motor de indução linear alimentado com correntes impostas em seu estator. Para a realização de todo equacionamento, foi considerado o linor do motor bloqueado, bem como desprezados os efeitos de borda.

#### 3.2 FORMULAÇÃO MATEMÁTICA

O método tem como base o motor rotativo, onde são feitas adaptações posteriores para a utilização do equacionamento no motor de indução linear. A equação 3.5 foi obtida na referência [20] e é bastante empregada em máquinas rotacionais, podendo então ser utilizada para o MIL.

$$[V(t)] = [R]. [i(t)] + [L]. \frac{d[i(t)]}{dt} \quad (3.5)$$

As matrizes de tensões, resistências, correntes e indutâncias apresentadas respectivamente por  $[V(t)]$ ,  $[R]$ ,  $[i(t)]$  e  $[L]$  são mostradas nas expressões 3.6, 3.7, 3.8 e 3.9.

$$[V(t)] = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[i(t)] = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{DS} + L_{aa}) & L_{ab} & L_{ac} & L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{ba} & (L_{DS} + L_{bb}) & 0 & L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{ca} & L_{cb} & (L_{DS} + L_{cc}) & L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \\ L_{AA} & L_{Ab} & L_{Ac} & (L_{DS} + L_{AA}) & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} & L_{BA} & (L_{DS} + L_{BB}) & L_{BC} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} & L_{CA} & L_{CB} & (L_{DS} + L_{CC}) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A equação 3.10 possibilita o cálculo do conjugado eletromagnético dos motores de indução rotativos sendo este dependente das correntes de estator e rotor, bem como a derivada das matrizes de indutância, matriz [L], no tempo [1].

$$T(t) = \frac{p}{4} \cdot [i_a(t) \ i_b(t) \ i_c(t) \ i_A(t) \ i_B(t) \ i_C(t)] \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

De posse da equação 3.10 destinada ao cálculo do conjugado proveniente do motor de indução rotativo, esta deve ser referenciada ao MIL, onde tal alteração é realizada de acordo com a Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Relação de parâmetros entre os MILs e MIRs

Motor rotativo	Motor linear
Conjugado ( $T_e$ )	Força propulsora ( $f_{rx}$ )
Conjugado de carga ( $T_L$ )	Força de carga ( $f_L$ )
Velocidade angular ( $\omega$ )	Velocidade linear ( $V_{rx}$ )
Posição angular ( $\theta$ )	Posição linear ( $x$ )
Momento de inércia ( $J$ )	Massa ( $ma$ )
Aceleração angular ( $\frac{d\omega}{dt}$ )	Aceleração linear ( $\frac{dV_{rx}}{dt}$ )

Para a configuração de estator e linor não salientes (Máquina de Polos Lisos), a indutância mútua entre o estator e a lâmina linórica é o único parâmetro influenciado pelo deslocamento da máquina.

A expressão 3.11 define a matriz de indutâncias mútuas ( $L_{12}$ ), onde ( $tp$ ) é o passo polar do motor e ( $x$ ) é a distância entre o eixo de referência da bobina do estator e o eixo de referência da bobina do linor [7].

$$L_{12} = \begin{bmatrix} L_{Aa} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp}) & L_{Ab} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp} + 2 \cdot \frac{\pi}{3}) & L_{Ac} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp} - 2 \cdot \frac{\pi}{3}) \\ L_{Ba} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp} - 2 \cdot \frac{\pi}{3}) & L_{Bb} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp}) & L_{Bc} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp} + 2 \cdot \frac{\pi}{3}) \\ L_{Ca} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp} + 2 \cdot \frac{\pi}{3}) & L_{Cb} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp} - 2 \cdot \frac{\pi}{3}) & L_{Cc} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x}{tp}) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A força propulsora é calculada pela equação 3.12 apresentada pela referência [7] que relaciona as correntes do estator, as correntes do linor e a variação da indutância mútua entre eles, onde  $[I_1]^T$  é a matriz transposta das correntes do estator,  $[I'_2]$  é a matriz das correntes de linor e ( $f_x$ ) é a força propulsora do MIL obtida em [N].

$$f_x = [I_1]^T \cdot \frac{dL_{12}}{dx} \cdot [I'_2] \quad (3.12)$$

Na condição de linor bloqueado pode-se adotar qualquer valor para a distância  $x$ , conforme provado pelas referências [1], [2], uma vez que  $\frac{dL_{12}}{dx}$  é igual a zero. Como alternativa para simplificar o método, foi considerado ( $x = 0$ ). Com base nas considerações desenvolvidas, bem como as equações 3.11 e 3.12, a força propulsora do MIL é calculada de acordo com a expressão 3.13.

$$F(t) = K\{C_1 + C_2 + C_3\} \quad (3.13)$$

Sendo:

$$C_1 = i_a(t)[i_b(t) \cdot L_{aB} - i_c(t) \cdot L_{aC}] \quad (3.14)$$

$$C_2 = i_b(t)[i_c(t) \cdot L_{bC} - i_A(t) \cdot L_{bA}] \quad (3.15)$$

$$C_3 = i_c(t)[i_A(t) \cdot L_{cA} - i_B(t) \cdot L_{cB}] \quad (3.16)$$

$$K = -\frac{2 \cdot \pi}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot p}{4} \quad (3.19)$$

A equação desenvolvida é utilizada para o cálculo da força propulsora do MIL porém, como método de simplificação, não são adicionados os efeitos de extremidade, haja visto as considerações realizadas no capítulo II.

## CAPITULO IV

### 4 MONTAGEM EXPERIMENTAL

A montagem experimental foi realizada no laboratório de máquina elétricas da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, contou com diversos equipamentos, sendo estes descritos nos itens posteriores.

#### 4.1 MATERIAL UTILIZADO PARA REALIZAÇÃO DO ENSAIO EXPERIMENTAL

Dentre os equipamentos utilizados, pode-se destacar:

- Motor de indução linear plano de duplo estator;
- Módulo inversor de frequência;
- Placa de controle das correntes dp estator;
- Placa de geração de referência;
- Sistema para aquisição da força propulsora;
- Demais instrumentos de medição.

A Figura 3.9 ilustra a montagem realizada.

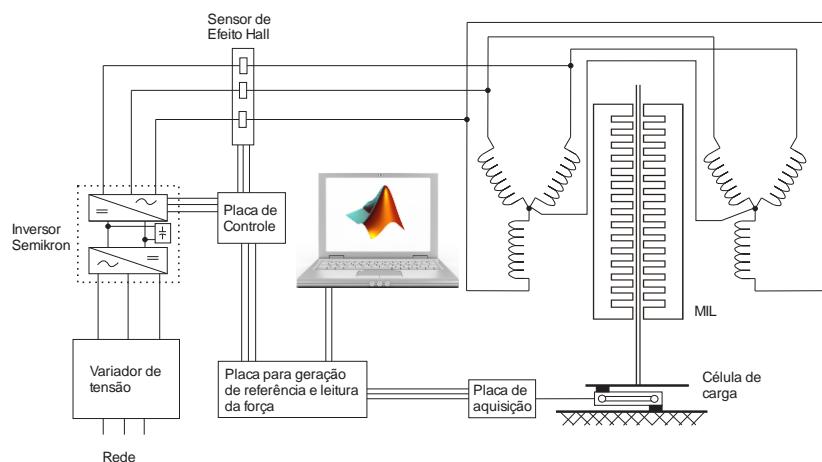


Figura 4.1 - Montagem experimental

## 4.2 MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR

Foi utilizado um motor de indução linear plano, na configuração de duplo estator fixo laminado e linor móvel em alumínio. A montagem foi realizada vislumbrando uma futura aplicação como propulsor de uma guilhotina com capacidade para corte de diversos materiais.

A estrutura foi desenvolvida com chapas de aço carbono, dobradas pra promover maior resistência mecânica sem o aumento expressivo do peso do protótipo, conforme apresentado na Figura 4.2.

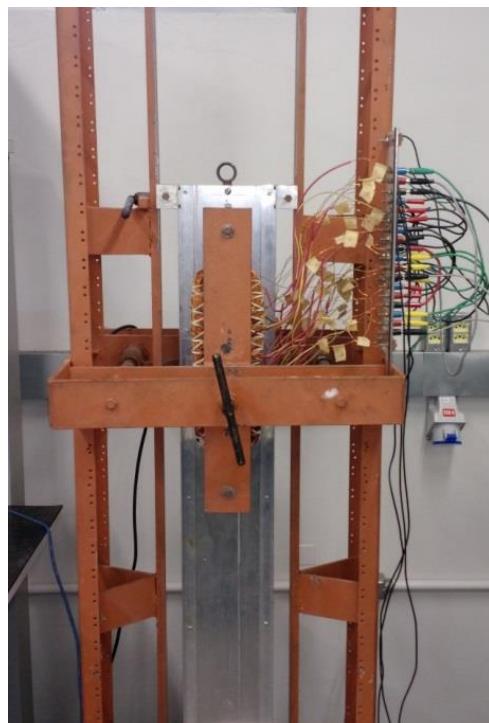


Figura 4.2 – Motor de indução linear utilizado no estudo

A vista superior do protótipo é apresentada na Figura 4.3, como forma de facilitar o entendimento da montagem realizada, onde é possível observar a fixação das duas faces do estator próximas ao linor.

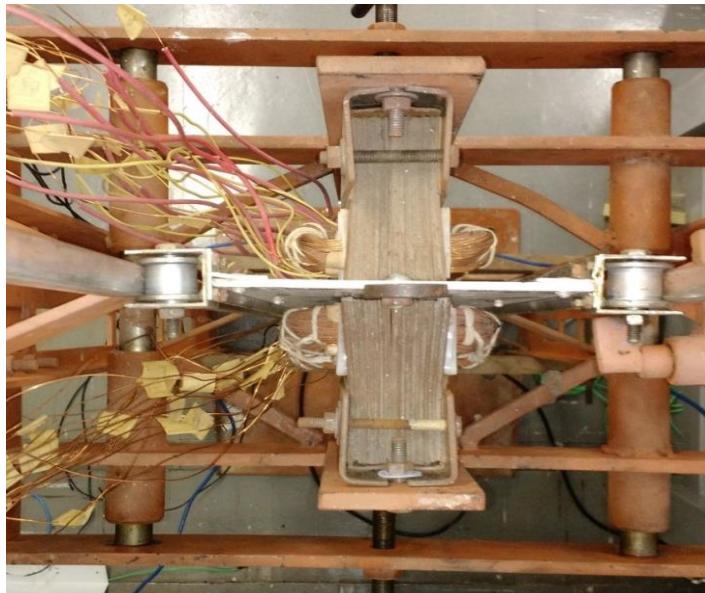


Figura 4.3 - Vista superior do MIL utilizado no estudo

A máquina apresentada foi construída com opção de variar o entreferro, o que possibilita a realização de diversos ensaios, bem como a substituição do linor por chapas de maior espessura ou de diferente material.

Na Tabela 4.1 são exibidas as principais características do protótipo, onde os dois estatores conectados em estrela e interligados em paralelo com o neutro comum e flutuante.

Tabela 4.1 – Dados de placa do MIL

Dados de placa do MIL utilizado no ensaio		
Características elétricas	Tensão Nominal (V)	220
	Corrente Nominal (A)	18
Características mecânicas	Frequência Nominal (Hz)	60
	Velocidade síncrona (m/s)	10
	Número de polos	4
	Passo polar (cm)	6,5
	Comprimento do estator (mm)	400
	Comprimento do linor (mm)	1000
	Largura do estator (mm)	45
	Largura do linor (mm)	165
	Espessura do linor (mm)	4
	Número de dentes do estator	15
	Largura da ranhura (mm)	10
	Espessura dentre ranhura (mm)	14
	Material do linor	Alumínio

Todos os parâmetros do MIL foram obtidos anteriormente pelas referências [1] e [12], onde foram utilizados no presente estudo, sem a necessidade de novos ensaios. A Tabela 4.2 resume todos os parâmetros da máquina, sendo estes utilizados na simulação.

Tabela 4.2 - Parâmetros do MIL obtidos através de ensaios

Parâmetros do MIL obtidos através de ensaios		
Parâmetro	Descrição	Valor
Resistência do Estator	$R_a$	3,8958 $\Omega$
	$R_b$	4,2171 $\Omega$
	$R_c$	4,2231 $\Omega$
Resistência do Rotor	$R_A$	7,3021 $\Omega$
	$R_B$	7,3000 $\Omega$
	$R_C$	8,2140 $\Omega$
Reatância de Dispersão	$X_{da}$	13,9686 $\Omega$
	$X_{db}$	14,1650 $\Omega$
	$X_{dc}$	14,0563 $\Omega$
	$X_{dA}$	1,5630 $\Omega$
	$X_{dB}$	0,0240 $\Omega$
	$X_{dC}$	1,8010 $\Omega$
Reatância própria	$X_{aa}$	9,5552 $\Omega$
	$X_{bb}$	9,1173 $\Omega$
	$X_{cc}$	9,7362 $\Omega$
	$X_{AA}$	9,5552 $\Omega$
	$X_{BB}$	9,1173 $\Omega$
	$X_{CC}$	9,7362 $\Omega$
Reatância Mútua	$X_{SS}$	9,1014 $\Omega$

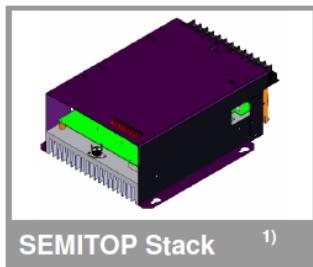
Os parâmetros da máquina foram obtidos em ensaio, porém, a referência [1] não informa o tamanho do entreferro utilizado para a realização dos ensaios, diante de tal situação, foi adotado o menor entreferro possível, isto é, o entreferro foi ajustado de tal forma que o estator se aproxime ao máximo do linor, porém que não haja contato entre as duas estruturas.

### 4.3 INVERSOR SEMIKRON

Foi utilizado um inversor de frequência da marca Semikron SEMISTACK – IGBT, do tipo SKS 32F B6U + EICIF + B6CI 12V06 que contempla a configuração VSI. O inversor adquirido necessita de um sistema externo para geração dos pulsos de

chaveamento dos IGBTs, sendo este provido pela placa de controle confeccionada conforme descrito nos itens seguintes.

O inversor em questão possui uma capacidade de chaveamento em até 15 kHz, tensão de operação fixada em 250 Vac e corrente nominal de 32 Arms, o que garante o acionamento do motor utilizado. A montagem contempla um banco de capacitores destinado a redução da oscilação de tensão. Como método de proteção, o inversor Semikron contempla um circuito para condicionamento do sinal PWM, onde este impede o chaveamento simultâneo dos dois IGBTs de um mesmo braço. A Figura 4.4 exibe as principais características do inversor utilizado.



Circuit	I <sub>rms</sub>	V <sub>ac</sub> (V <sub>dc</sub> )	Types
B6CI	32	250 350	SKS 32F B6U+E1CIF+B6CI 12 V06
I <sub>rms</sub> max			
T <sub>amb</sub> = 35 °C	No overload; 10 kHz	32	A
	150% overload, 60s every 10min (I <sub>ov</sub> /I <sub>N</sub> )	36/24	A
	200% overload, 10s every 10min (I <sub>ov</sub> /I <sub>N</sub> )	40/20	A
V <sub>comax</sub>		600	V
f <sub>swmax</sub>	Absolute maximum switching frequency	15	kHz
f <sub>swmaxCsl</sub>	Advise maximum switching frequency	10	kHz
C	Type EPCOS B43303A0158	1500/200	μF/V
C <sub>eqvl</sub>	Equivalent capacitor bank	3000/400	μF/V
T <sub>ds%</sub>	Discharge time of the capacitor bank	220	s
V <sub>DCmax</sub>	Max DC voltage applied to capacitor bank	350	V
Rectifier		250	V <sub>ac</sub>
V <sub>negmax</sub>	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T <sub>vj</sub>	Junction temperature for continuous operation	-40...+125	°C
T <sub>stg</sub>	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	°C
T <sub>amb</sub>		-20...+55	°C
V <sub>isol</sub>	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	5.5	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m <sup>3</sup> /h
Losses	B6CI, Converter at P <sub>max</sub> , T <sub>amb</sub> = 35 °C	306	W
	Efficiency	96	%

Figura 4.4 - Principais características do inversor utilizado

Todo o circuito é montado sobre um dissipador de calor fabricado em alumínio e contempla um sistema de refrigeração forçada composto por dois coolers. A Figura 4.5 exibe o inversor utilizado na montagem experimental.

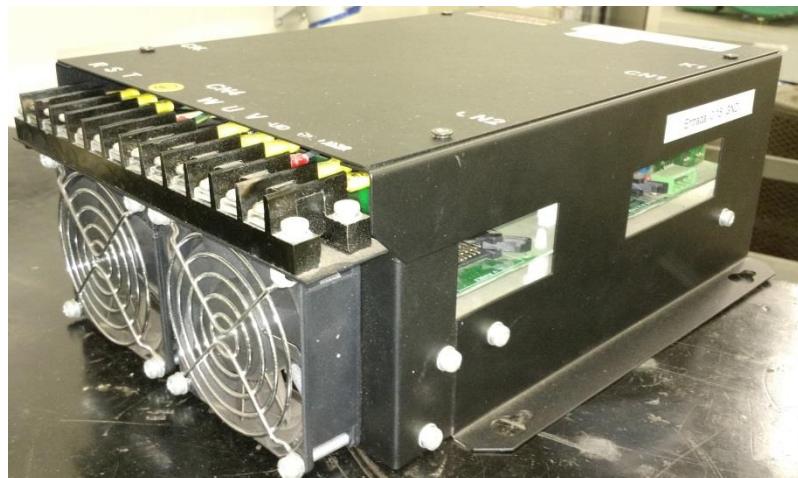


Figura 4.5 - Inversor de frequência produzido pela Semikron

O circuito de potência do inversor possui um banco resistivo de  $56\Omega$ , sendo este utilizado no momento da energização do inversor, onde atua de forma a limitar a corrente até que o capacitor seja carregado, porém é curto circuitado no momento em que o inversor aciona uma carga qualquer. A Figura 4.6 mostra o circuito elétrico de potência do inversor em questão.

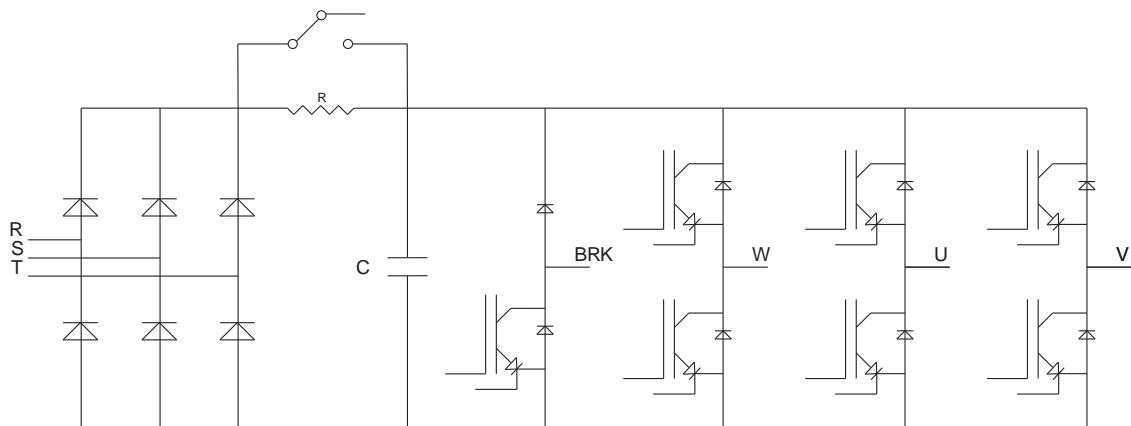


Figura 4.6 – Circuito simplificado do inversor Semikron

Em suma, o mecanismo de acionamento precisa contemplar seis sinais PWM para acionamento das chaves, uma fonte de tensão simétrica de  $\pm 15\text{ V}_{cc}$  para o acionamento do circuito de chaveamento do inversor e também uma fonte de até  $+24\text{ V}_{cc}$  para alimentação dos ventiladores e relé de manobra do banco capacitivo.

#### 4.4 PLACA DE CONTROLE

Para o controle da corrente elétrica imposta em uma carga qualquer, faz-se necessário a utilização de um sistema de controle em malha fechada, para que a corrente imposta seja constantemente comparada a referência. O circuito simplificado foi baseado na referência [21], conforme apresentado pela Figura 4.7.

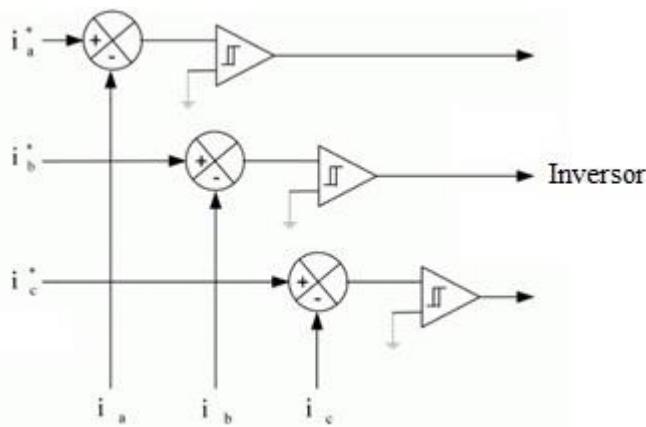


Figura 4.7 - Gerador de pulsos PWM

Como método para aumentar a confiabilidade do circuito desenvolvido, foi adicionado um filtro ao sinal de referência, bem como a inserção de uma realimentação interna como forma de refinar a onda de corrente obtida [22], [15], [23]. A Figura 4.8 exibe o diagrama de blocos do circuito eletrônico utilizado.

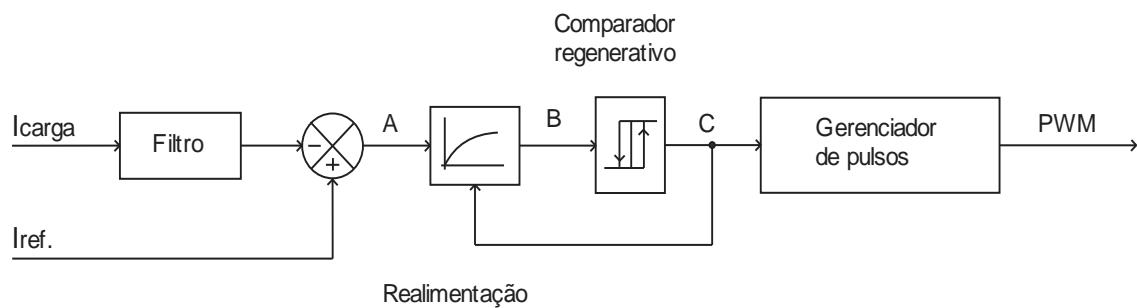


Figura 4.8 – Diagrama de blocos da placa de controle

#### 4.4.1 FILTRO

A corrente de carga é traduzida em tensão com a utilização de um sensor de efeito Hall e inserida ao circuito somador após ter suas componentes de alta frequência atenuadas pelo filtro. Para tanto, utilizou-se um filtro ativo de 4<sup>a</sup> ordem na configuração passa baixa. A Figura 4.9 mostra o circuito eletrônico do filtro projetado.

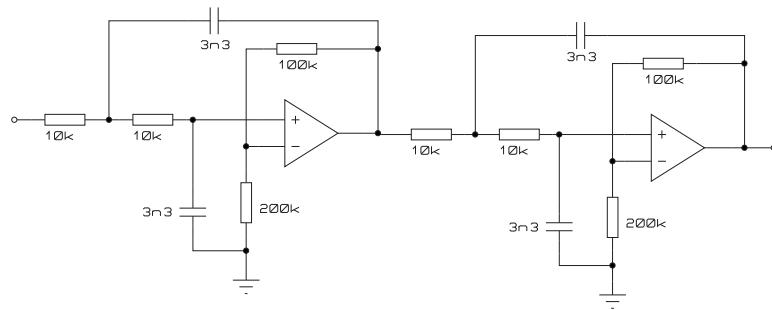


Figura 4.9 - Filtro ativo, passa baixa de 4<sup>a</sup> ordem

A frequência de corte do filtro foi estimada em 4,8KHz, onde os resistores conectados a porta não inversora foram definidos em  $10K\Omega$  e os capacitores foram obtidos pela expressão 4.1.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (4.1)$$

Os resistores conectados a porta inversora foram manipulados com o intuito de obter pequeno ganho, conforme apresentado pela expressão 4.2.

$$G = 1 + \frac{100k}{200k} + \frac{100k}{200k} \therefore G = 2 \quad (4.2)$$

Assim, o sinal de referência injetado a placa de controle, é provido de um ganho  $G = 2$ , antes de ser tratado para geração do sinal PWM.

#### 4.4.2 CIRCUITO SOMADOR

O condutor foi instalado no sensor de efeito Hall de modo que o sinal obtido fosse defasado em  $180^\circ$ , podendo este ser somado ao sinal de referência para obtenção do erro. A Figura 4.7 mostra o circuito eletrônico do somador inversor com ganho unitário utilizado no projeto.

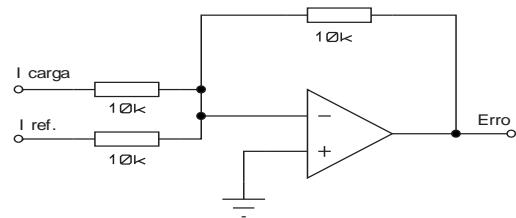


Figura 4.10 - Circuito somador inversor de ganho unitário

#### 4.4.3 COMPARADOR COM LAÇO DE HISTERESE E REALIMENTAÇÃO

O PWM pode ser gerado de diversas maneiras, bem como mencionado no capítulo II, porém em um sistema realimentado, a corrente existente na carga é constantemente comparada com a referência, o que possibilita a alteração instantânea do chaveamento do inversor e permite a utilização de métodos mais simples, sem a necessidade de gerar um sinal triangular, mas tem a desvantagem de gerar o chaveamento em uma frequência aleatória, podendo ultrapassar a frequência de chaveamento do inversor. A Figura 4.11 ilustra a lógica de funcionamento para imposição de uma corrente qualquer com a utilização de um circuito com laço de histerese.

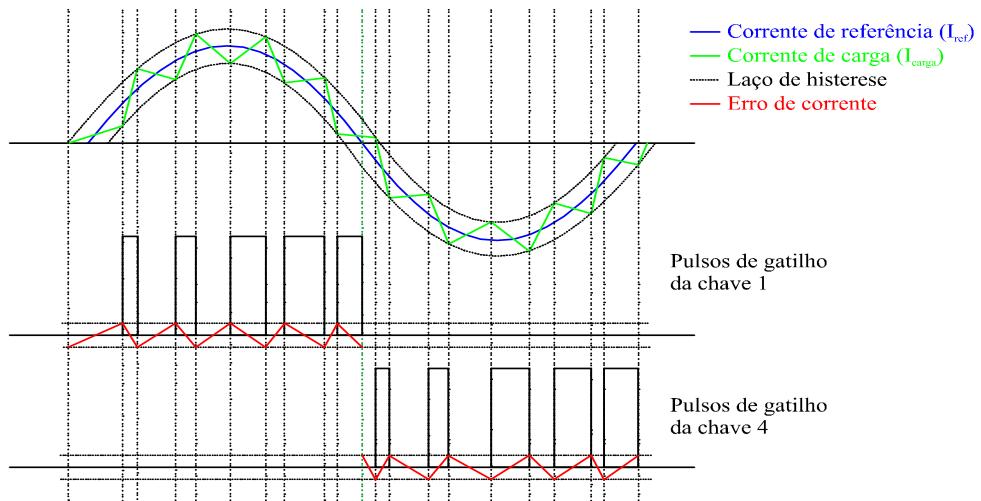


Figura 4.11 - Mecanismo para geração de pulsos [15].

O circuito do comparador regenerativo foi definido de acordo com a Figura 4.12, onde seu projeto inclui um resistor variável para configuração manual da banda de histerese.

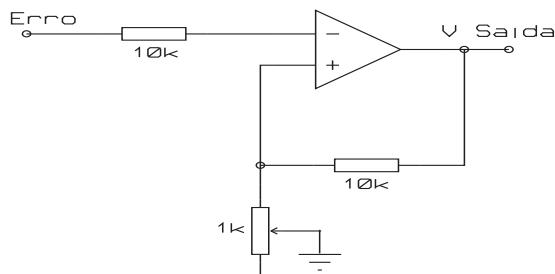


Figura 4.12 - Comparador regenerativo inversor

A função do comparador com laço de histerese ou também conhecido como “*Schmitt Trigger*” é apresentar um atraso no seu estado de saída, mesmo que suas condições de entrada tenham sido alteradas.

Embora a configuração da banda de histerese garanta maior precisão, este ainda apresenta falhas, uma vez que o chaveamento é altamente dependente da carga. Para tanto, utilizou-se uma realimentação interna que consiste em um circuito Controlador por Histerese Otimizado. A realimentação tem a função de comparar novamente o sinal obtido no comparador regenerativo, o que produz um novo sinal na entrada do *Schmit Trigger* e consequentemente novos pulsos de saída, o que melhora a precisão. A Figura 4.13 exibe o circuito eletrônico do bloco de realimentação.

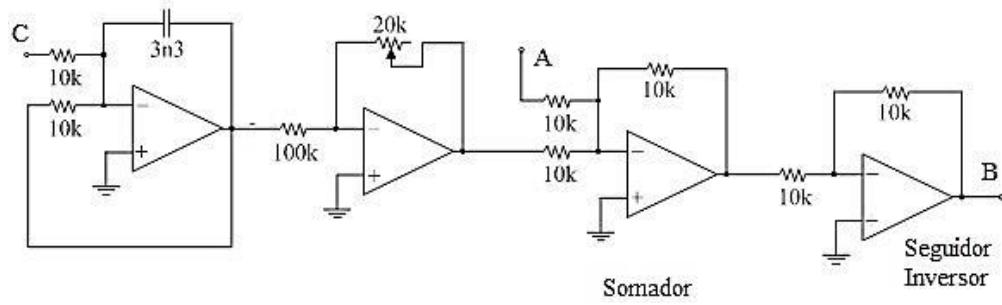


Figura 4.13 - Circuito eletrônico do bloco "Realimentação" [15].

#### 4.4.4 CIRCUITO GERENCIADOR DE PULSOS

A saída do *Schmitt Trigger* é tratada de forma a sensibilizar as duas chaves de um mesmo braço, porém impede que estas sejam sensibilizadas simultaneamente, o que acarretaria em um curto circuito. Para tanto, foi utilizado o circuito apresentado na Figura 4.14, onde este é responsável pelo chaveamento de um único canal por vez.

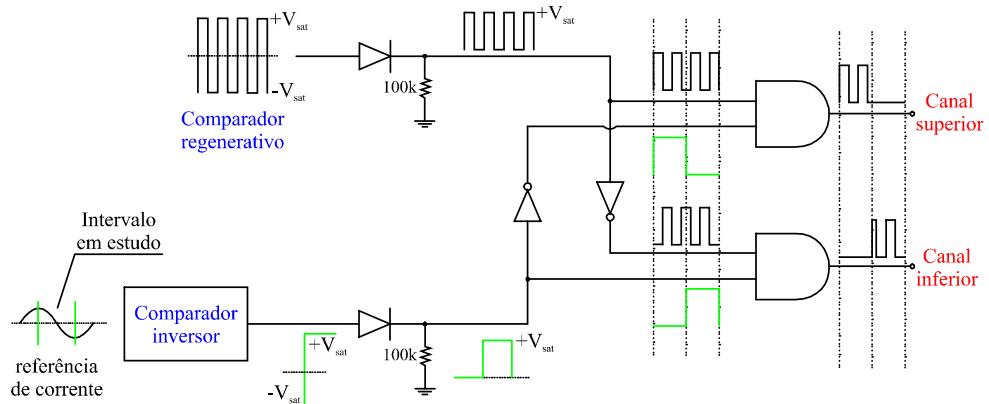


Figura 4.14 - Circuito gerenciador de pulsos[15].

O PWM obtido na saída do gerenciador é visualizado na Figura 4.15.

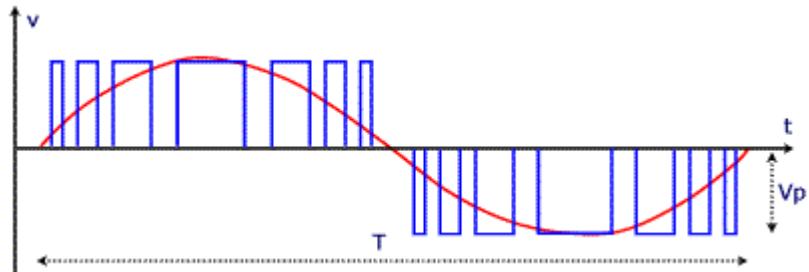


Figura 4.15 – Pulso PWM em um braço do inversor.

#### 4.4.5 FABRICAÇÃO DA PLACA DE CONTROLE

A placa de controle foi encomendada em uma empresa especializada na fabricação de PCI's, sendo adquiridas duas unidades da placa de fibra dupla face com furo metalizado. A soldagem dos componentes foi realizada no próprio laboratório de Máquinas Elétricas da Universidade Federal de Uberlândia. A Figura 4.16 mostra a placa de controle pronta para utilização.

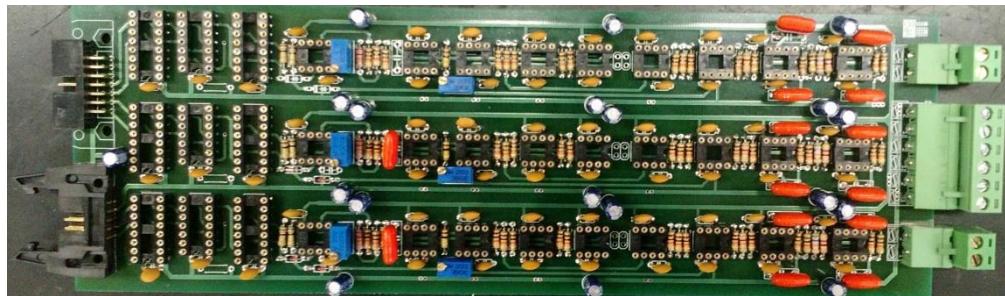


Figura 4.16 – Placa de controle montada.

Na tentativa de facilitar uma possível manutenção, a confecção da placa utilizou soquetes torneados para o encaixe dos amplificadores operacionais, bem como a utilização de amplificadores com apenas uma unidade por encapsulamento, o que facilita a substituição de uma única peça em caso de defeito.

## 4.5 PLACA DE LEITURA DE CORRTE

A corrente elétrica foi lida com a utilização de um transdutor de corrente da marca LEM com a finalidade de mensurar a corrente elétrica pelo método de efeito Hall. O sensor é conectado de forma a gerar um sinal de tensão compatível a corrente elétrica nele inserida. Para cada 1A que atravessa a lacuna do sensor de efeito Hall, este emite uma resposta de 100 mv, porém o condutor foi inserido em formato de espiral, de modo a atravessar a lacuna cinco vezes, ou seja, para cada 1A de corrente existente no condutor, é lido um sinal de 500 mv na saída do sensor de corrente. A Figura 4.17 exibe a montagem utilizada para a leitura da corrente elétrica.



Figura 4.17 – Placa de medição da corrente elétrica

Embora a saída do sensor de efeito hall conte a relação de 500mv para cada 1A, este ao ser inserido ao filtro projetado, a relação de corrente passa a ser de 1V para cada 1 A devido ao ganho do filtro, o que se considera uma relação bastante cômoda e que facilita a manipulação do sistema.

## 4.6 PLACA PARA GERAÇÃO DA REFERÊNCIA

O sinal de referência foi gerado por intermédio de um Arduino<sup>1</sup>, que opera de forma digital com até três sinais de oito bits. A Figura 4.5 exibe a plataforma utilizada para geração dos sinais de referência.

---

<sup>1</sup> O Arduino é uma plataforma de prototipagem eletrônica projetada com um microcontrolador e contempla diversas entradas e saídas analógicas e digitais.



Figura 4.18 – Arduino MEGA 2560

O sinal de referência gerado digitalmente pelo *hardware* é inserido em um conversor digital analógico DAC 0800 fabricado pela Texas Instruments. O conversor digital analógico de posse de todo seu circuito de acionamento, tem a capacidade de tratar a entrada digital convertendo em um sinal analógico, porém não se faz possível inserir um valor negativo em sua entrada, deste modo, a onda precisa ser deslocada para assumir apenas valores positivos e, posteriormente, o circuito eletrônico inserido tem a capacidade de deslocar o sinal para que este possa apresentar valores negativos ao longo do tempo. A Figura 4.19 mostra o circuito desenvolvido compreendendo todas as etapas de alimentação e inserção das entradas digitais, sendo este representado para uma única fase e deve ser repetido para obter o conjunto de referências trifásicas.

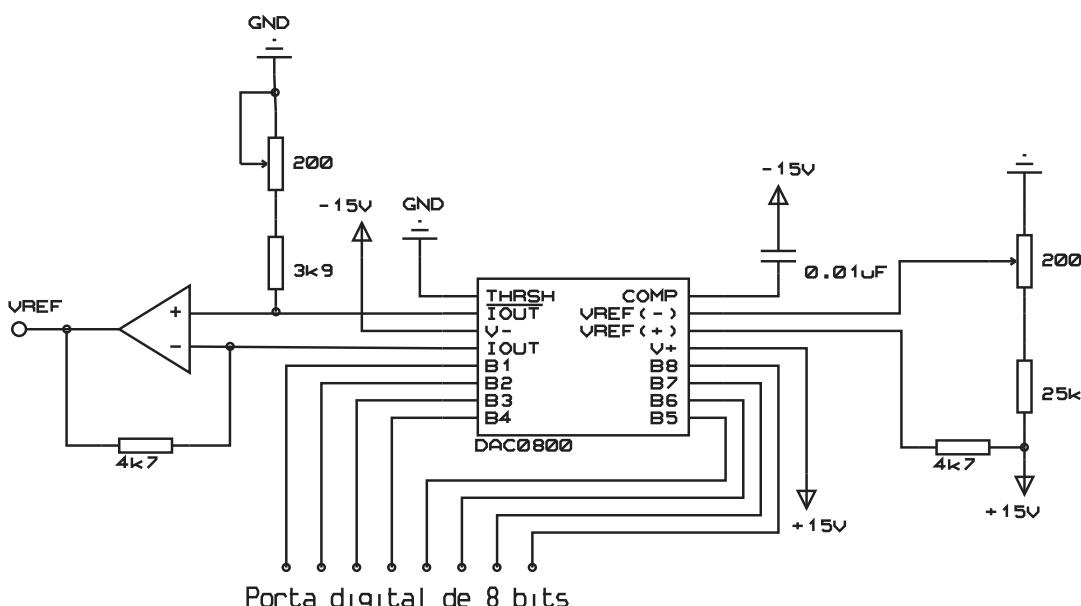


Figura 4.19 - Circuito eletrônico para geração do sinal de referência

## 4.7 SISTEMA DE AQUISIÇÃO DA FORÇA PROPULSORA

O linor do MIL foi fixado em uma célula de carga capaz de transformar a força em um sinal elétrico. Com o tratamento do sinal elétrico obtido e a devida calibragem, é possível mensurar a força inserida ao sensor apenas com a leitura do sinal de tensão obtido.

O sensor de peso utilizado é composto por uma ponte de Wheatstone formada por extensômetros sensíveis a deformação. Ao ser submetido a uma força qualquer, a resistência da ponte é alterada e, consequentemente, a variação do sinal de tensão emitido. A Figura 4.20 exibe o circuito eletrônico simplificado de uma célula de carga.

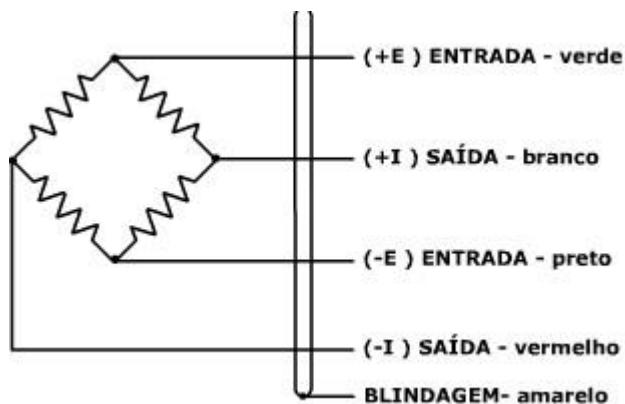


Figura 4.20 – Circuito eletrônico da célula de carga.

De acordo com o *datasheet* do sensor de peso utilizado, ao ser alimentado em tensão de 5V, este tem como resposta em sua carga máxima a tensão de 10 mV. Para tanto, visando a leitura do sinal com uma porta analógica do Arduino, mesma plataforma utilizada na geração do sinal de referência, é indispensável que a tensão proveniente do sensor seja amplificada para uma melhor resolução, porém não ultrapasse os 5 V admissíveis pela porta.

A primeira etapa de condicionamento do sinal consiste em sua referenciação ao terra do circuito. Para tanto foi projetado um circuito eletrônico com base no CI INA118 que é bastante utilizado para amplificação de sinais de instrumentação. A Figura 4.21 exibe de forma simplificada o circuito interno do componente.

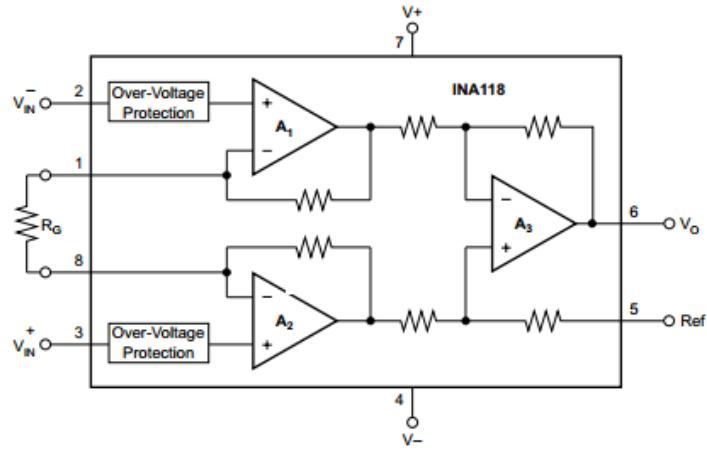


Figura 4.21 – Circuito interno do INA 118.

O ganho foi determinado através do projeto do resistor  $R_G$  fazendo uso da expressão 4.3.

$$R_G = \frac{50k}{G - 1} \quad (4.3)$$

Com o intuito de fixar o ganho em 100, conforme recomendado pelo fabricante para uma melhor representatividade do sinal, o circuito foi projetado conforme apresentado na Figura 4.22.

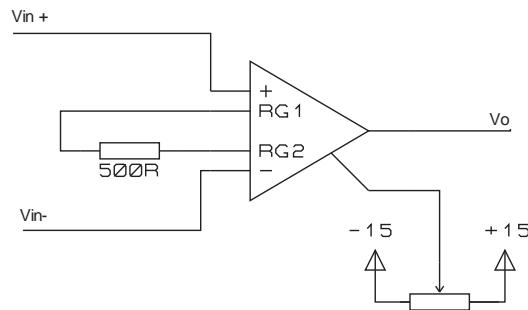


Figura 4.22 - Circuito projetado para amplificação do sinal proveniente da célula de carga

Embora a conexão da célula seja definida na Figura 4.22, esta pode alterada para inversão do sinal  $V_0$ , de acordo com a necessidade do projetista. A segunda etapa consiste no projeto de um amplificador não inversor para que seja melhorada a resolução do sinal. A Figura 4.23 apresenta o circuito eletrônico amplificador dimensionado.

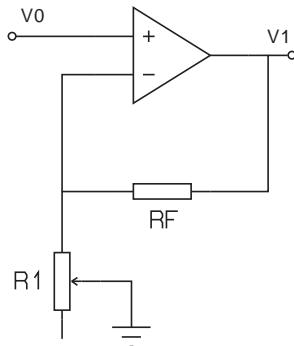


Figura 4.23 - Circuito eletrônico do amplificador não inveror

Para o dimensionamento do amplificador, o valor do resistor  $R_f$  foi fixado em  $10\text{ K}\Omega$  e o resistor  $R_1$  teve seu valor calculado em  $2k7\Omega$ , com base na expressão 4.4.

$$G = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \quad (4.4)$$

Com a finalidade de adequar o circuito ao sistema de leitura, foi instalado um *trimpot* de  $5k$  em substituição do resistor dimensionado.

A terceira etapa visa à atenuação dos ruídos com a utilização de um filtro passa-baixa. Uma vez que a finalidade é prover a filtragem de um sinal contínuo, foi desejado que a frequência de corte assumisse um valor baixo, onde foi fixada em  $50\text{Hz}$ . A Figura 4.24 exibe o filtro projetado.

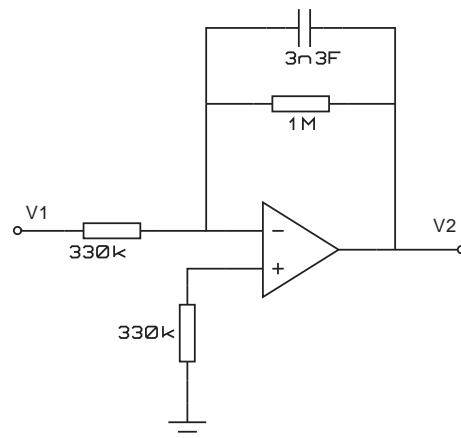


Figura 4.24 – Circuito eletrônico filtro passa-baixa.

A frequência de corte do filtro é definida pelo resistor e capacitor em paralelo, então:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1M \cdot 3n3} = 48Hz \quad (4.5)$$

A última etapa consiste em um somador de ganho unitário, com a função de acrescentar um sinal cc evitando que o sinal obtido assuma um valor negativo, mesmo que transitório. Para tanto, foi projetado o circuito eletrônico apresentado pela Figura 4.25.

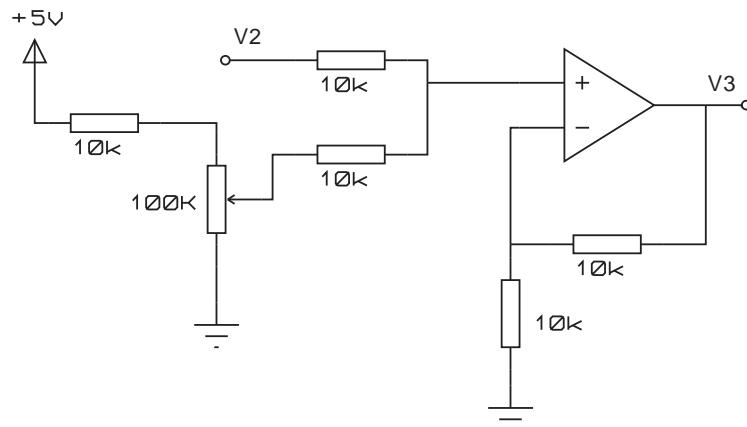


Figura 4.25 - Circuito eletrônico somador

Ao término do processo, será adquirido um sinal cc que aumenta ou decresce com o aumentado da carga inserida à célula, de acordo com a forma de conexão desta na primeira etapa de amplificação.

#### 4.7.1 ESTRUTURA MECÂNICA PARA ACOMODAÇÃO DA CELULA DE CARGA

A superfície para fixação dos extensômetros é confeccionada em alumínio, capaz de deformar durante a aplicação da força, porém não permite que a deformação atinja níveis que possam comprometer o material. Como sustentação do sensor foi utilizada uma plataforma confeccionada em aço carbono com a finalidade de sustentar a célula de carga na posição adequada, bem como resistir a força aplicada pelo MIL. A Figura 4.26 mostra o sensor de peso fixado à plataforma de sustentação.

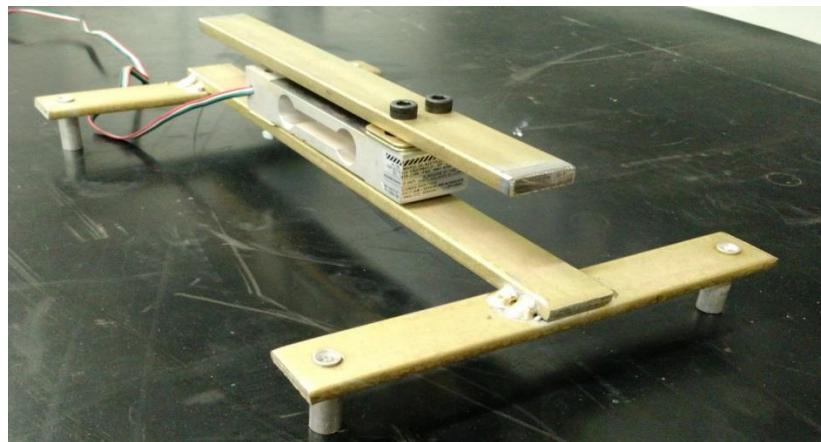


Figura 4.26 – Célula de carga acoplada a estrutura

#### 4.8 CONFECCÃO E TESTE DAS PLACAS DE REFERÊNCIA E LEITURA DA FORÇA PROPULSORA

O circuito para geração das correntes de referência e leitura da força propulsora do MIL, são acondicionados em uma única PCI onde são utilizados dois Arduinos, onde o primeiro é responsável pela geração dos sinais de referência e o segundo conectado ao microcomputador por intermédio do software MATLAB®, utilizado para leitura da força proveniente do MIL. A Figura 4.27 mostra a PCI fabricada.



Figura 4.27 - PCI para geração de referências e leitura da força propulsora do MIL

Foi realizado um teste experimental como forma de checar as formas de ondas geradas. A Figura 4.28 mostra o resultado obtido para a geração de três senoides equilibradas e defasadas em  $120^\circ$ .

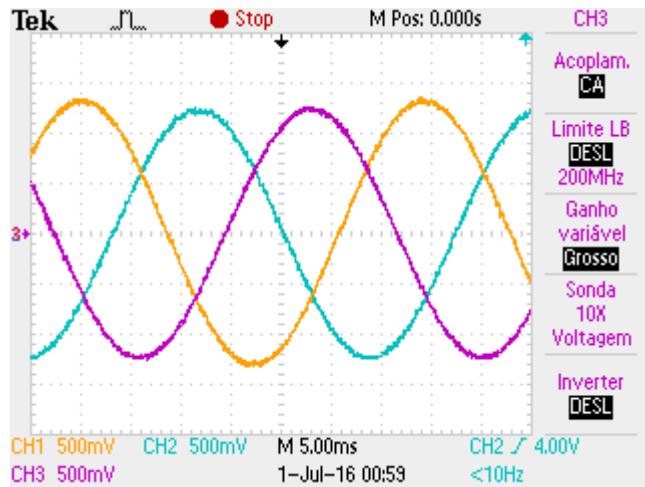


Figura 4.28 - Teste experimental do gerador de referências

Outra avaliação foi realizada para constatar a capacidade do sistema de gerar um conjunto de referências com ondas desequilibradas e adição de harmônicos de até  $11^\circ$  ordem, conforme utilizado pela referência [1] e exibido pela Figura 4.29.

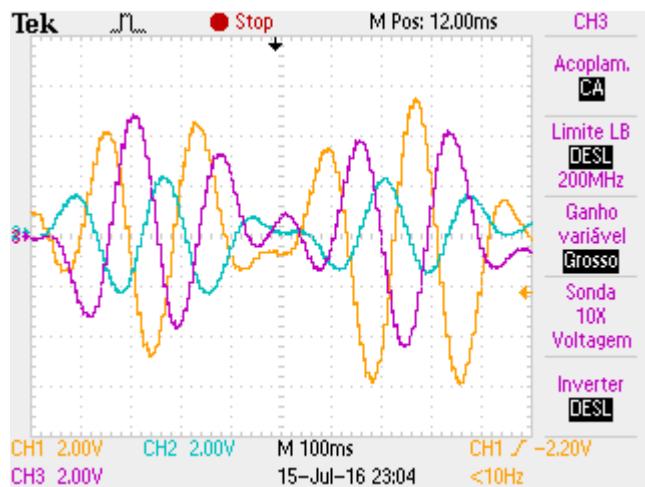


Figura 4.29 - Teste experimental do gerador de referência com inserção de harmônicos

Com o circuito completamente montado, foram realizados os primeiros ensaios destinados a visualização das formas de onda de corrente obtidas na carga. A Figura 4.30 exibe as formas de onda de corrente sem a utilização do circuito de histerese otimizada.

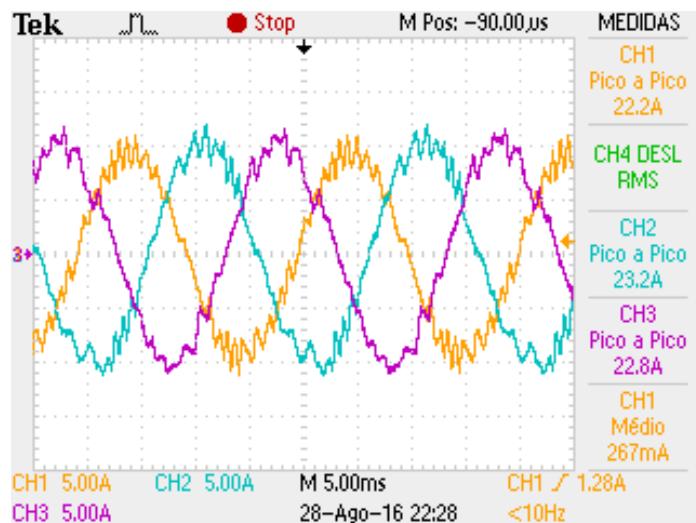


Figura 4.30 - Correntes por fase na carga sem o circuito de histerese otimizada

Conforme previsto, a ativação da realimentação com histerese otimizada, possibilitou a aquisição de uma forma de onda de corrente que melhor se assemelhou a uma senoide, conforme apresentado na Figura 4.31.

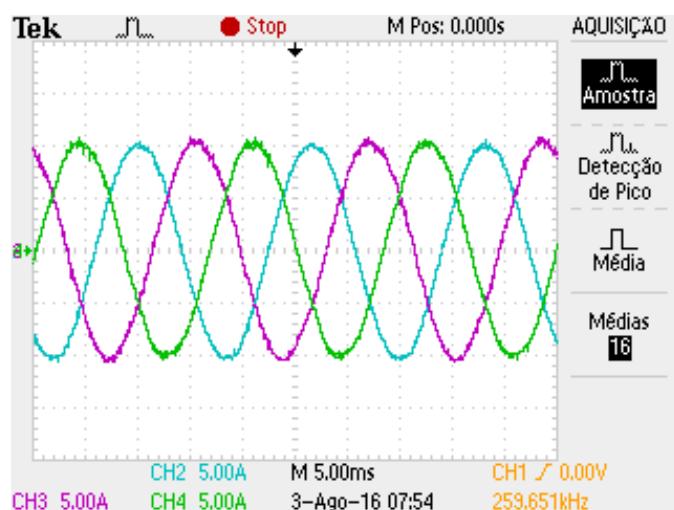


Figura 4.31 - Forma de onda das correntes com a utilização do circuito de histerese otimizada

#### **4.8.1 CALIBRAGEM DO CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DA FORÇA PROPULSORA**

Todo o circuito apresentado referente ao condicionamento do sinal de tensão proveniente a célula de carga foi resumido em uma única placa de circuito impresso, conforme apresentado pela Figura 4.32.



Figura 4.32 - Placa condicionadora de sinal

O processo de calibragem, isto é, a referenciação da massa a um sinal de tensão equivalente, foi desenvolvida com base no formulário proposto no Anexo I. A Figura 4.33 ilustra a inserção da massa padrão a plataforma de pesagem.

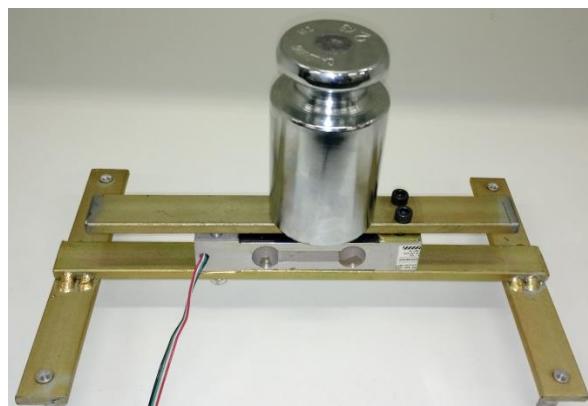


Figura 4.33 - Calibragem do sensor de força

## CAPÍTULO V

### 5 MODELAGEM COMPUTACIONAL DO MIL

A modelagem do MIL foi realizada com o intuito de obter um sistema computacional capaz de representar a máquina o mais próximo possível da realidade, o que garante a facilidade de seu estudo, e possibilita a simulação do motor em diversas situações, porém de maneira mais ágil.

Toda a modelagem foi desenvolvida no ambiente Simulink® que é parte do programa Matlab® e foi baseada nas técnicas desenvolvidas pelas referências [1], [2] e [15], onde foram inseridas diversas modificações para adequação ao novo estudo realizado.

Os efeitos de borda foram negligenciados uma vez que não alteram de forma significativa a força propulsora da máquina bloqueada, conforme descrito no capítulo II e o equacionamento do motor foi desenvolvido a partir da equação 3.13 obtida na análise matemática do MIL bloqueado.

O sistema é formado pela fonte de corrente, um bloco de medições, o motor linear na configuração de bloqueio e demais instrumentos utilizados para medição, exibição e transferência de dados. A Figura 5.1 mostra o modelo desenvolvido.

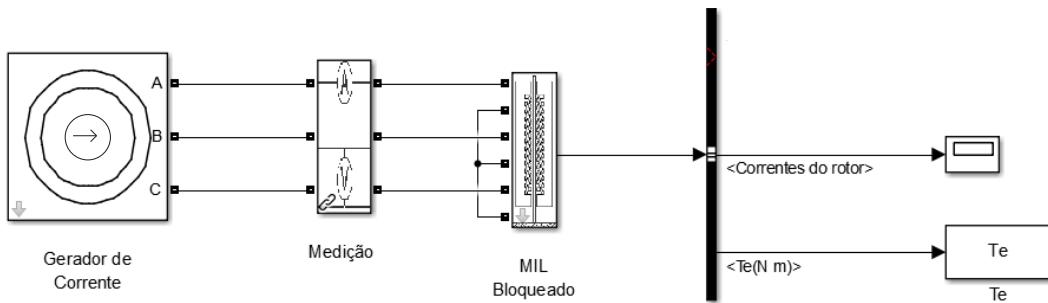


Figura 5.1 – Modelagem desenvolvida.

O bloco “Gerador de Corrente” é composto por uma fonte de corrente trifásica utilizada para gerar as formas de onda das correntes injetadas na máquina, onde a amplitude e a frequência são definidas pelo usuário. A Figura 5.2 apresenta a janela contendo as entradas do bloco “Gerador de Corrente”.

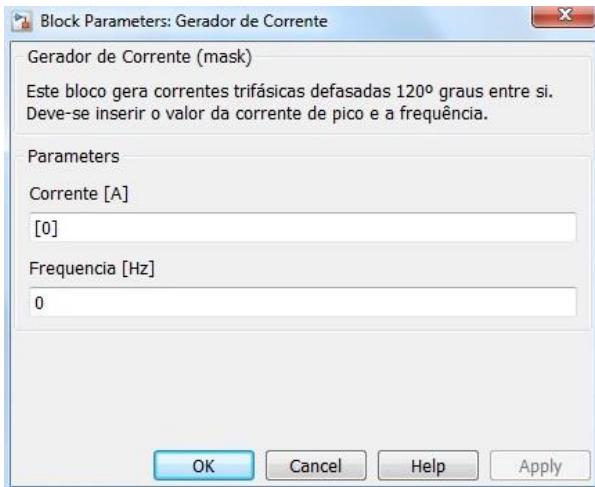


Figura 5.2 - Janela do bloco "Gerador de correntes"

O bloco “Gerador de Corrente” é constituído pelo bloco “Correntes” existente no Simulink® e trás como principal vantagem a possibilidade de se utilizar códigos para manipular as entradas e saídas de dados, este é o bloco responsável por gerar o sinal das três ondas de corrente, sendo estes de forma numérica que inseridos a fonte de corrente controlada ( $I_{(t)}A, I_{(t)}B, I_{(t)}C$ ) gera o sinal em forma de corrente elétrica. A Figura 5.3 mostra o bloco “Gerador de correntes”.

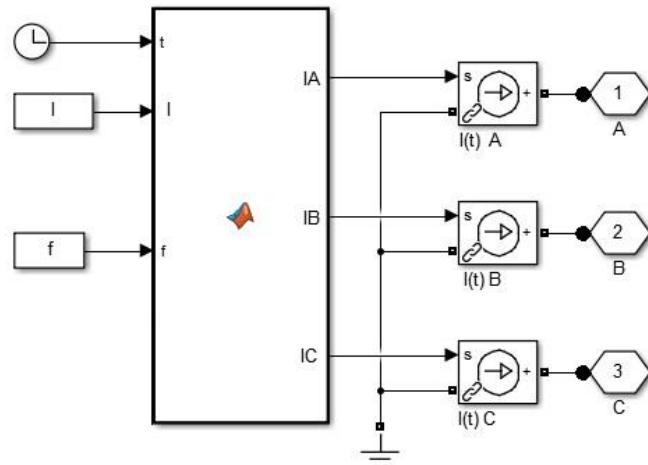


Figura 5.3 - Bloco "Gerador de corrente"

A modelagem do MIL bloqueado foi realizada de acordo com a referência [1], onde os parâmetros de entrada são mostrados na Figura 5.4 e o bloco explodido é apresentado pela Figura 5.5.

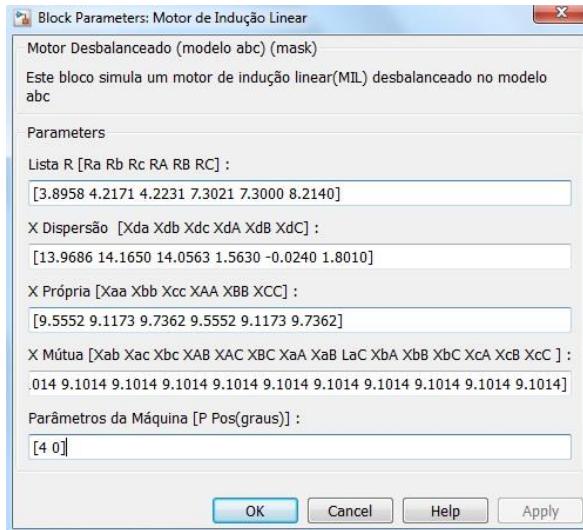


Figura 5.4 - Janela para inserção dos parâmetros de entrada do MIL

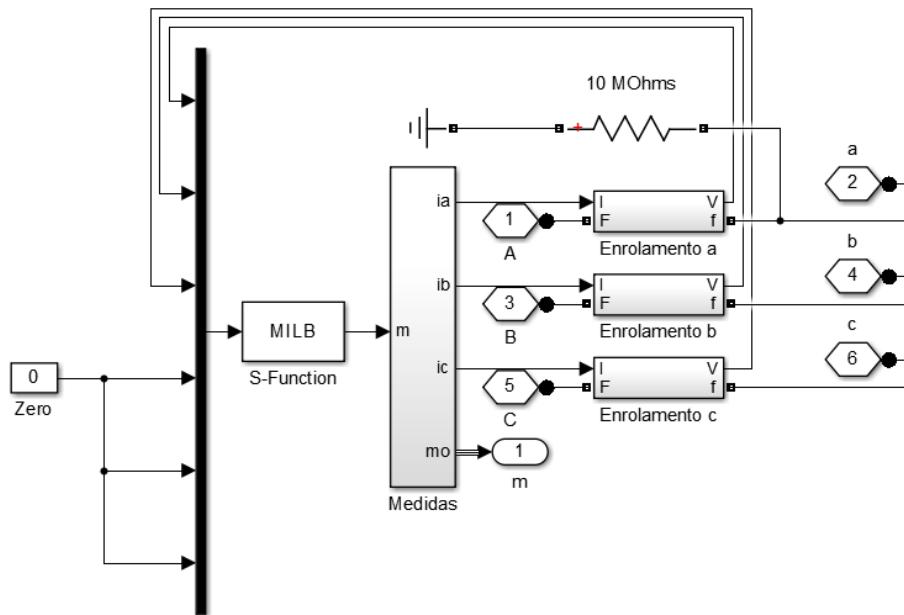


Figura 5.5 - Bloco "MIL" explodido

O primeiro elemento inserido ao bloco MIL consiste em um barramento e tem como função multiplexar as entradas do bloco “MILB”. Para possibilitar a utilização do modelo, este deve ser alterado em um sistema de estados do motor. Pra tanto, é necessário

que a equação da força propulsora (equação 3.13) seja reescrita isolando a derivada de corrente obtendo a expressão 5.1.

$$\frac{d[i(t)]}{dt} = [L]^{-1} \cdot [[v(t)] - [R] \cdot [i(t)]] \quad (5.1)$$

A expressão tratada é reescrita na forma da equação 5.2, o que possibilita sua resolução por métodos computacionais presentes no MATLAB®.

$$\frac{dX}{dt} = A - (B \cdot X) \quad (5.2)$$

O bloco “MILB” tem como possibilidade a configuração de três parâmetros, onde o campo “S – *function name*” é configurado obrigatoriamente com o mesmo nome do arquivo que contém o código da modelagem e o campo “S – *function parameters*” recebe o nome dos parâmetros de entrada utilizados na modelagem. A janela do bloco “MILB” é exibida na Figura 5.6.

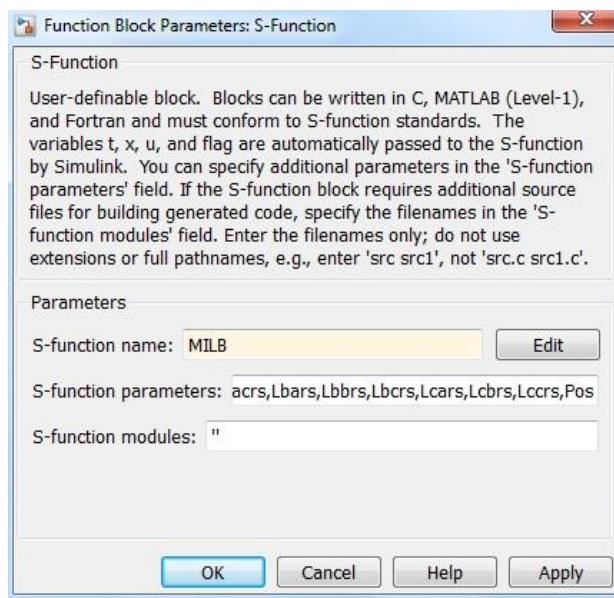


Figura 5.6 – Janela do bloco MILB.

A saída do bloco “MILB” é demultiplexada pelo bloco “Medidas” o que disponibiliza as correntes do estator para os enrolamentos da máquina.

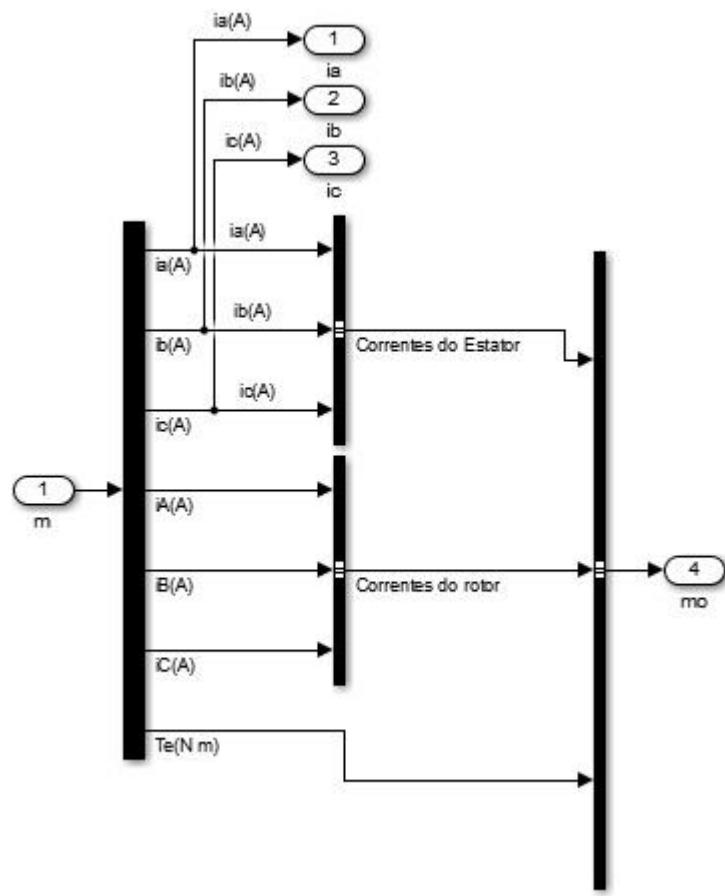


Figura 5.7 - Bloco "Medidas"

O bloco “Enrolamento” é alimentado pelo sinal de corrente proveniente do bloco “Medidas”, sendo este inserido em um resistor para obtenção da resposta em tensão, conforme apresentado pela Figura 5.8.

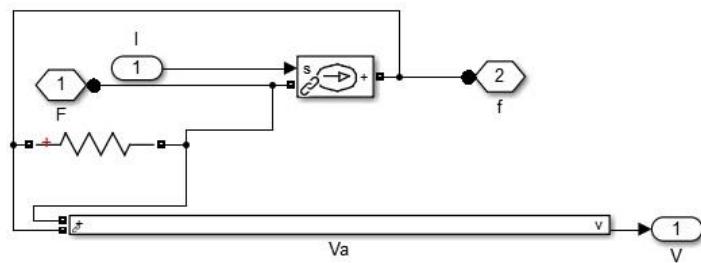


Figura 5.8 - Bloco "Enrolamentos"

## CAPITULO VI

### 6 SIMULAÇÕES E ENSAIOS EXPERIMENTAIS DO MIL

Este capítulo tem como finalidade apresentar ao leitor as respostas obtidas de forma teórica e experimental.

Primeiramente o motor foi alimentação por uma fonte de tensão de linha equilibrada, onde são colhidos os valores da força propulsora gerada e simulada. Nos itens posteriores são apresentados os ensaios computacionais e experimentais do MIL pelo método de imposição de corrente desenvolvido nesta dissertação, primeiramente são exibidos gráficos em uma única frequência e corrente, com o intuito de avaliar a modelagem do sistema, em sequência são apresentados gráficos tridimensionais com o intuito de avaliar a força propulsora do MIL quando este é submetido a variações de corrente e frequência.

Por ultimo, é exibida a simulação do MIL com diversas modificações das resistências e indutâncias próprias e mútuas por fase do estator.

#### 6.1 ENSAIO COM FONTE DE TENSÃO EQUILIBRADA

O primeiro ensaio foi desenvolvido pelo método usual, onde foi utilizada uma fonte de tensão equilibrada. A Figura 6.2 exibe a força propulsora mensurada através do ensaio experimental e teórico.

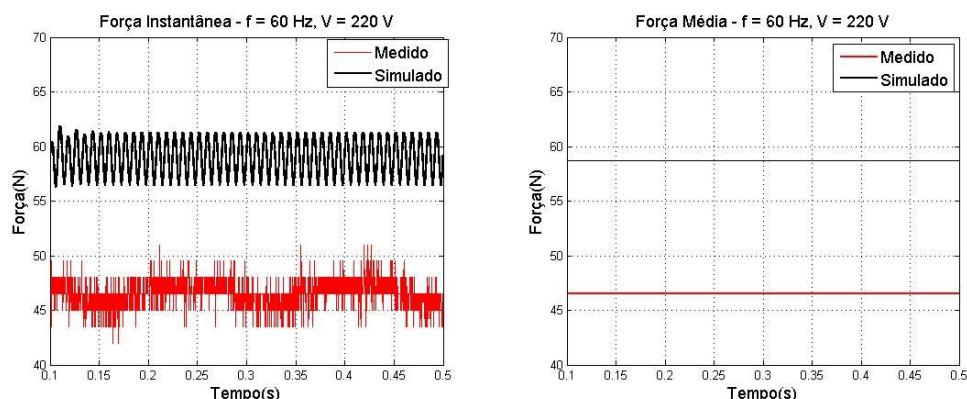


Figura 6.1 - Simulação com tensões de linha equilibradas

Conforme descrito no capítulo II, às características de desequilíbrio da carga promoveu a flutuação do neutro, trazendo como consequência o desequilíbrio das tensões de fase. A Figura 6.2 exibe as formas de onda das tensões de fase existentes na máquina.

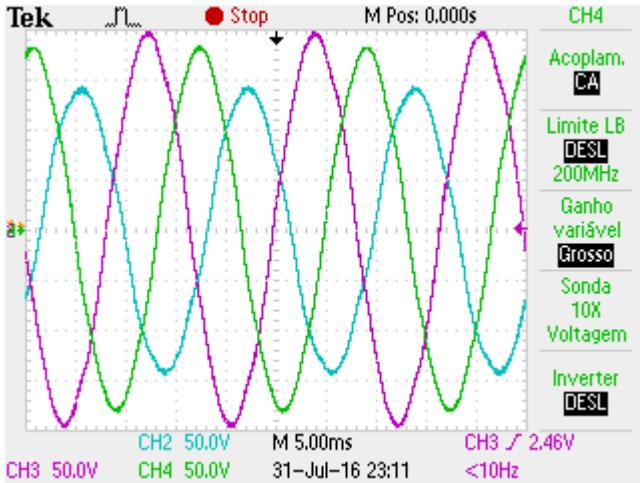


Figura 6.2 – Desequilíbrio de tensões nas fases do MIL

Neste ensaio o erro obtido foi de aproximadamente 22% e pode ser atribuído a redução de corrente elétrica em determinadas fases, devido ao desbalanceamento da máquina.

## 6.2 ENSAIOS REALIZADOS COM IMPOSIÇÃO DE CORRENTE

Devido ao bloqueio da máquina, e o rápido aquecimento desta, foi imposta uma corrente máxima de 20 [App] por fase, o que garantiu a integridade do equipamento. Os resultados obtidos são apresentados nos subitens a seguir.

### 6.2.1 ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 10 Hz

O primeiro ensaio foi realizado na frequência de 10 Hz, onde foi injetada uma corrente de aproximadamente 18 [App] em cada uma das fases. As formas de onda das correntes são apresentadas pela Figura 6.3, enquanto que a força propulsora teórica e experimental é apresentada na Figura 6.4.

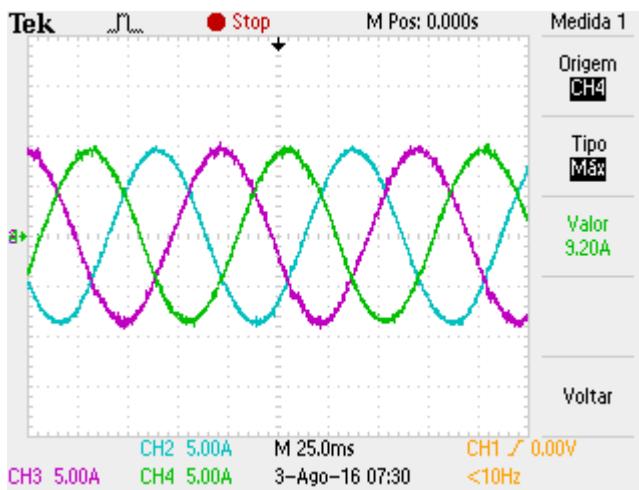


Figura 6.3 – Correntes de fase durante o ensaio realizado em 10 Hz.

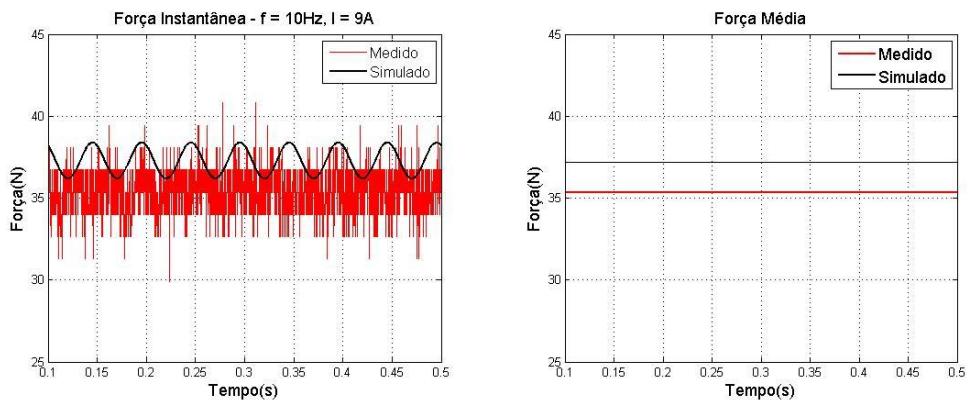


Figura 6.4 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 10 Hz

Mesmo com a utilização de um filtro na placa condicionadora de sinal, este apresentou diversos ruídos, o que dificultou a leitura pela plataforma desenvolvida, por tanto foi utilizado também um osciloscópio para garantir uma leitura mais precisa.

Neste ensaio o erro obtido foi de aproximadamente 2 [N] ou 5.3%, onde o cálculo considerou apenas o valor médio.

### 6.2.2 ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 20 Hz

O segundo ensaio foi realizado na frequência de 20 Hz, onde foi injetada uma corrente de aproximadamente 20 [App] em cada uma das fases. As formas de onda das

correntes são apresentadas pela Figura 6.5, enquanto que a força propulsora teórica e experimental é apresentada na Figura 6.6.

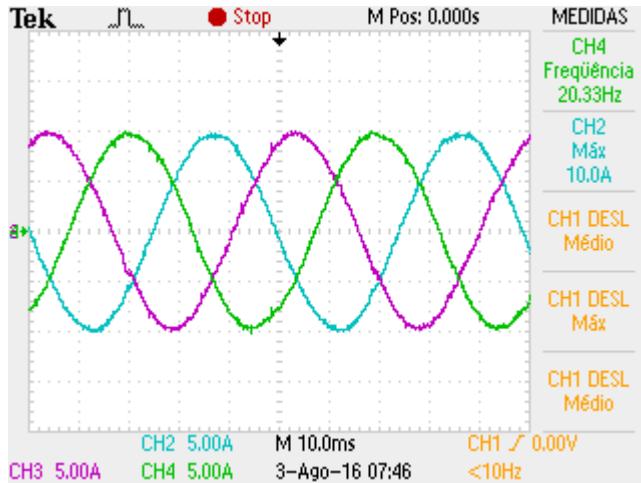


Figura 6.5 – Correntes de fase durante o ensaio realizado em 20 Hz

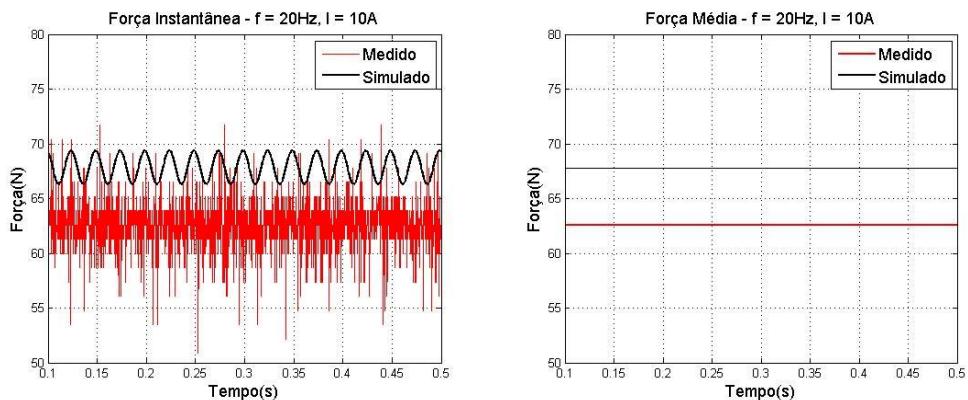


Figura 6.6 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 20 Hz

O sinal lido apresentou um comportamento semelhante ao ensaio em 10 Hz onde foi verificada a existência de ruídos em diversas frequências.

Neste ensaio o erro entre os dois métodos foi de aproximadamente 5 N ou 7,4%.

### 6.2.3 ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 40 Hz

A referência foi alterada para impor uma corrente de 20 [App] na frequência de 40 Hz. As formas de onda das correntes são apresentadas pela Figura 6.7, enquanto que a força propulsora teórica e experimental é apresentada na Figura 6.8.

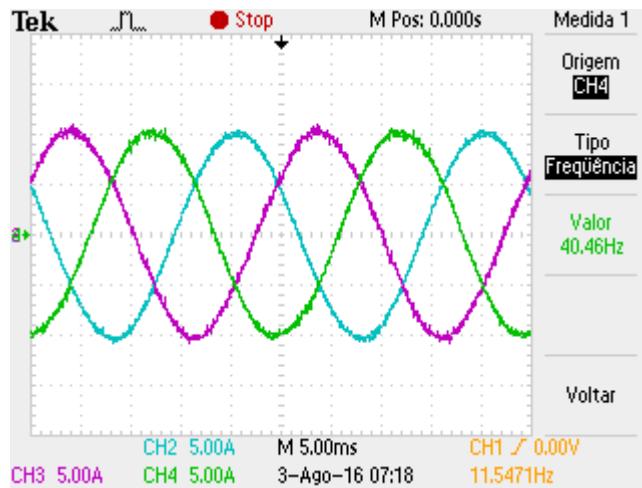


Figura 6.7 - Correntes de fase durante o ensaio realizado em 40 Hz

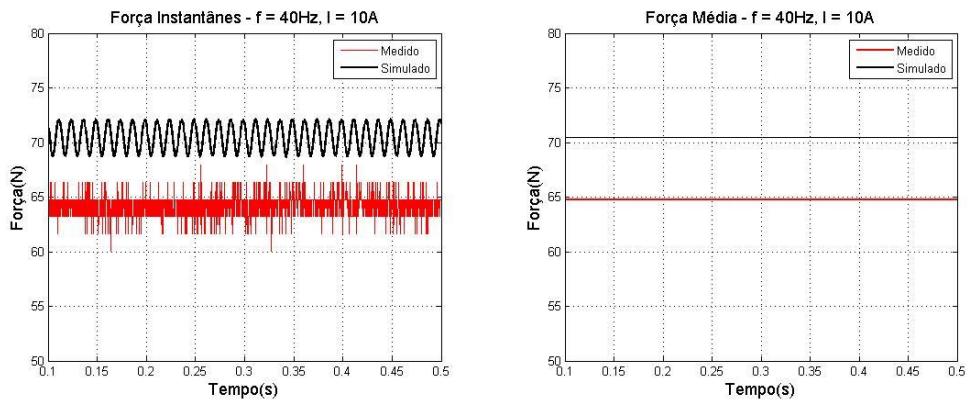


Figura 6.8 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 40 Hz

Neste ensaio o erro obtido foi de aproximadamente 5,5 N ou 8%.

#### 6.2.4 ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 60 HZ

Na frequência de 60 Hz foi injetada uma corrente de 10 [App] em cada uma das fases. As formas de onda das correntes são apresentadas pela Figura 6.9, enquanto que a força propulsora teórica e experimental é apresentada na Figura 6.10.

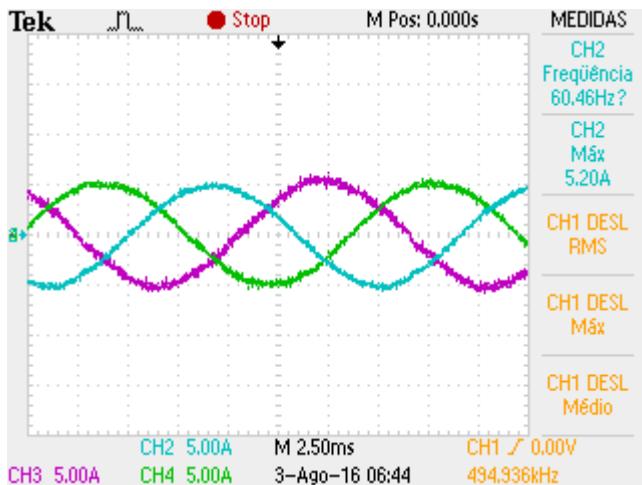


Figura 6.9 - Correntes de fase durante o ensaio realizado em 60 Hz

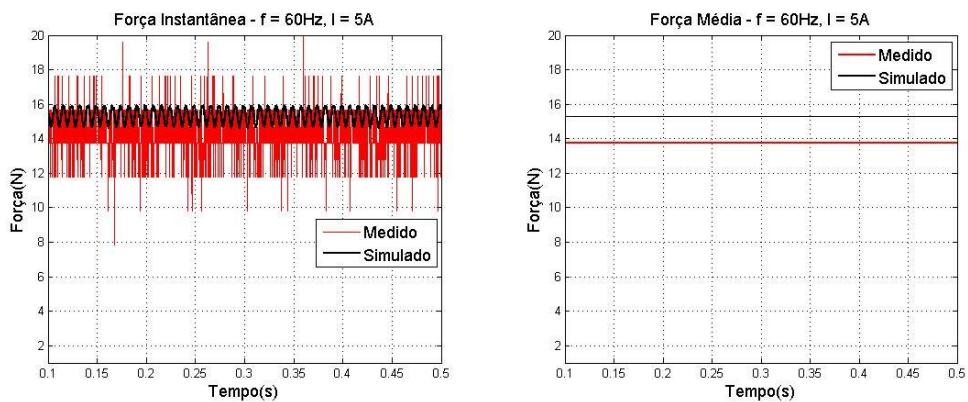


Figura 6.10 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 60 Hz

No ensaio em 60 Hz, a força propulsora média simulada foi de aproximadamente 15,5 N e a força medida experimentalmente foi de 13,9. O erro observado é de 1,6 N ou aproximadamente 10%. Embora fosse esperado um erro menor, uma vez que a força é consideravelmente reduzida se comparado aos demais ensaios, este se apresentou como o ensaio de maior erro. Tal característica é atribuída ao expressivo aumento dos ruídos inseridos ao sinal mensurado. O aumento dos ruídos é ocasionado por diversos fatores, como por exemplo a proximidade do cabo da ponteira de medição e a máquina, bem como o contato mecânico sem isolamento elétrico entre o sensor de força e a estrutura do MIL, o que afeta consideravelmente o circuito de aquisição devido as correntes parasitas da máquina.

### 6.2.5 ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 80 Hz

Ao realizar o ensaio na frequência de 80 Hz com a imposição de 20 [App], foi observado o baixo nível de tensão no link c.c. do inversor. Tal característica impossibilitou a imposição da corrente elétrica com 20 [App] em duas das três fases e reforça a constatação da característica de desbalanceamento da máquina. A Figura 6.11 exibe as formas de onda de corrente nas três fases do MIL

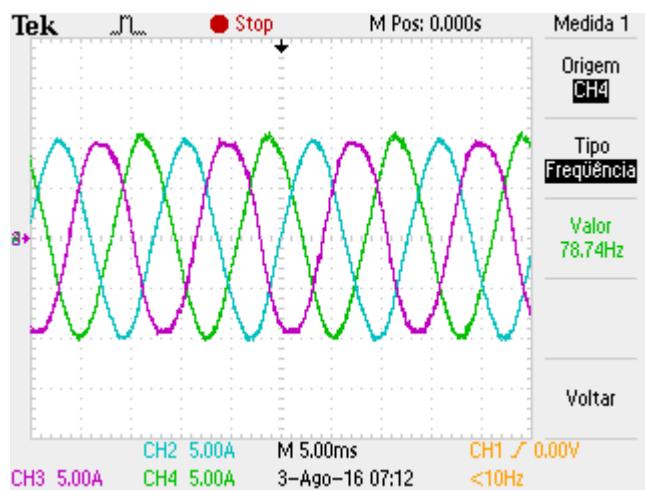


Figura 6.11 - Correntes de fase durante o ensaio realizado em 80 Hz

Como esperado, uma vez não atendida a solicitação de corrente imposta, a diferença entre a força simulada e teórica sofreu um aumento se comparado aos outros ensaios, conforme apresentado pela Figura 6.12, onde a diferença foi de aproximadamente 10%.

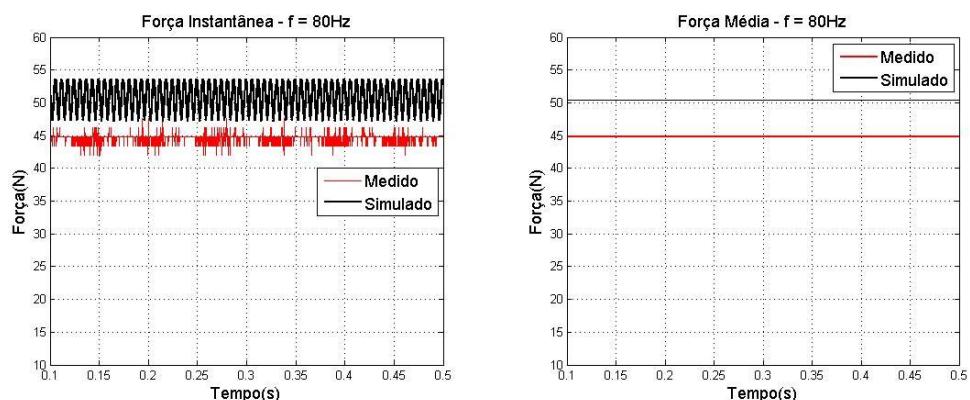


Figura 6.12 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 80 Hz

## 6.2.6 ENSAIO REALIZADO NA FREQUÊNCIA DE 100 Hz

Uma vez observada a incapacidade da fonte em suprir uma corrente de 20 [App] na frequência de 80 Hz, ao ensaiar o motor em 100 Hz, o mecanismo foi alterado para injetar uma corrente de apenas 10 [App], certo de que o aumento da frequência requer um nível de tensão cada vez maior para a imposição da corrente. A Figura 6.13 exibe as formas de onda de corrente nas três fases da máquina, na frequência de 100 Hz.

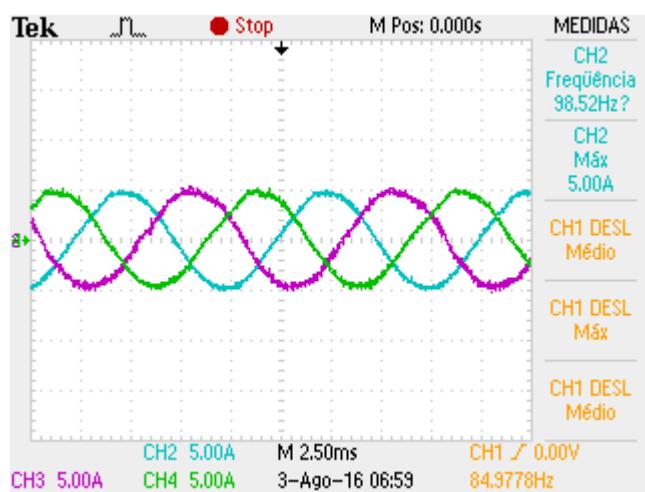


Figura 6.13 – Correntes de fase durante o ensaio realizado em 100 Hz

De acordo com a Figura 6.14, atingido o nível de corrente almejada, o desvio entre a força simulada e gerada volta a ser reduzido.

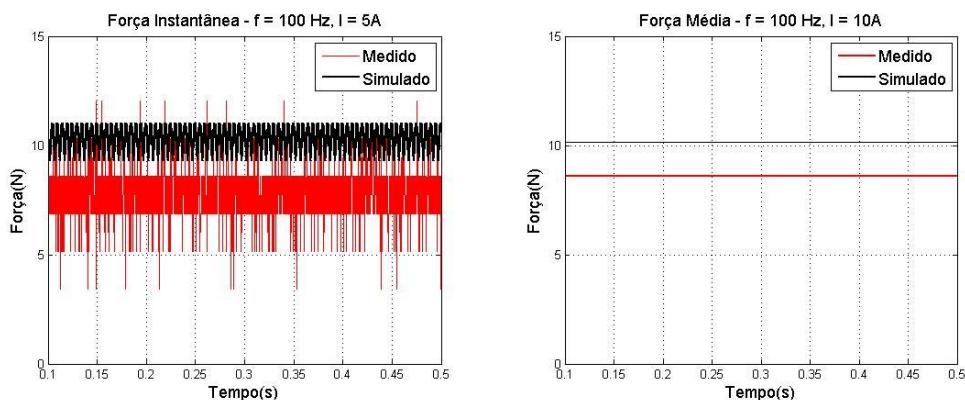


Figura 6.14 – Força propulsora instantânea e média devido ao ensaio em 100 Hz

### 6.2.7 COMPORTAMENTO DA FORÇA PROPULSORA COM A VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA E CORRENTE

O no item 6.2 foi apresentada uma comparação entre a força medida e teórica com o intuito de avaliar o erro obtido quando confrontado os dois resultados, bem como apresentar o sinal lido proveniente na força propulsora. Uma vez obtida a análise descrita, foi realizado um estudo do comportamento da força proveniente do MIL variando a corrente e a frequência de modo a avaliar o comportamento da máquina.

Os gráficos apresentados pela Figura 6.15 exibem a força mensurada e teórica com a variação da frequência e corrente imposta nos enrolamentos.

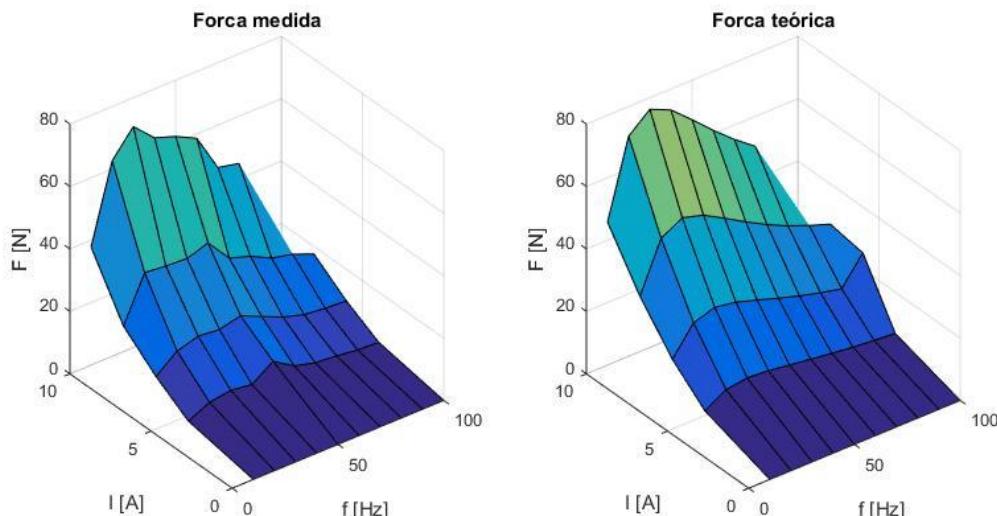


Figura 6.15- Força experimental do MIL em função das correntes e frequência

Uma vez fixada a corrente imposta em cada fase e aumentando gradativamente a frequência, pode-se observar o aumento da força propulsora proveniente do MIL até determinada frequência, quando esta é ultrapassada, a força propulsora tende a diminuir.

As Tabelas 6.1 e 6.2 exibem os valores experimentais e teóricos da força propulsora do MIL para cada valor de corrente e frequência utilizado nos ensaios. Vale lembrar que as tabelas em questão exibem a média aritmética da força propulsora do MIL, onde esta é obtida com a realização de três ensaios.

Tabela 6.1 - Força propulsora do MIL obtida experimentalmente

Frequência [Hz]	Ensaio experimental				
	Corrente				
	0	4	6	8	10
10	0	4,015	11,000	27,800	37,820
20	0	7,205	16,335	39,100	62,620
30	0	8,261	18,260	40,430	70,760
40	0	7,304	17,600	36,000	64,940
50	0	11,935	19,195	35,200	61,976
60	0	7,645	16,115	30,528	58,560
70	0	5,830	13,145	27,340	46,360
80	0	5,225	11,110	24,890	44,938
90	0	4,290	10,340	22,350	0,000
100	0	3,960	9,900	20,180	0,000

Tabela 6.2 – Força propulsora do MIL obtida através de ensaios

Frequência [Hz]	Simulação				
	Corrente [A]				
	0	4	6	8	10
10	0	7,330	16,500	29,330	45,800
20	0	11,280	25,380	45,120	70,500
30	0	12,217	27,490	48,870	76,300
40	0	11,720	26,380	46,900	73,280
50	0	10,770	24,230	43,100	67,320
60	0	9,780	22,000	39,130	61,120
70	0	8,860	19,930	35,450	55,400
80	0	8,000	18,120	32,230	50,340
90	0	7,370	16,595	29,530	0,000
100	0	6,790	15,270	27,150	0,000

A Figura 6.16 exibe a variação da força propulsora proveniente do MIL em diversas configurações de frequência e corrente. Tal variação é justificada pelo circuito equivalente da máquina, uma vez que este contempla um divisor de corrente compreendido pelo ramo de magnetização e o ramo de força. O ramo de magnetização, conforme apresentado na Figura 2.7, é composto por um conjunto em paralelo da reatância de magnetização e a resistência de representação das perdas no ferro  $R_{FE}$ , enquanto que o ramo de força é compreendido pela reatância do linor  $X_2$  em série com a resistência de perdas no linor  $R_2$ . Tal característica altera de forma distinta as impedâncias dos dois ramos quando se tem

uma alteração da frequência de alimentação, o que acarreta na variação da força propulsora e o surgimento de picos em determinada frequência.

Embora a análise matemática, conforme apresentada pela Figura 6.15, estabeleça um pico de força na mesma frequência, independente da corrente, o ensaio experimental apresenta frequências diferentes para a máxima força do MIL ao variar a corrente imposta. Tal característica pode ser atribuída principalmente a baixa resolução do sistema de leitura da célula de carga, uma vez que o erro torna bastante representativo ao ser aplicada uma força inferior a 20 [N]. A Figura 6.16 exibe a variação da força

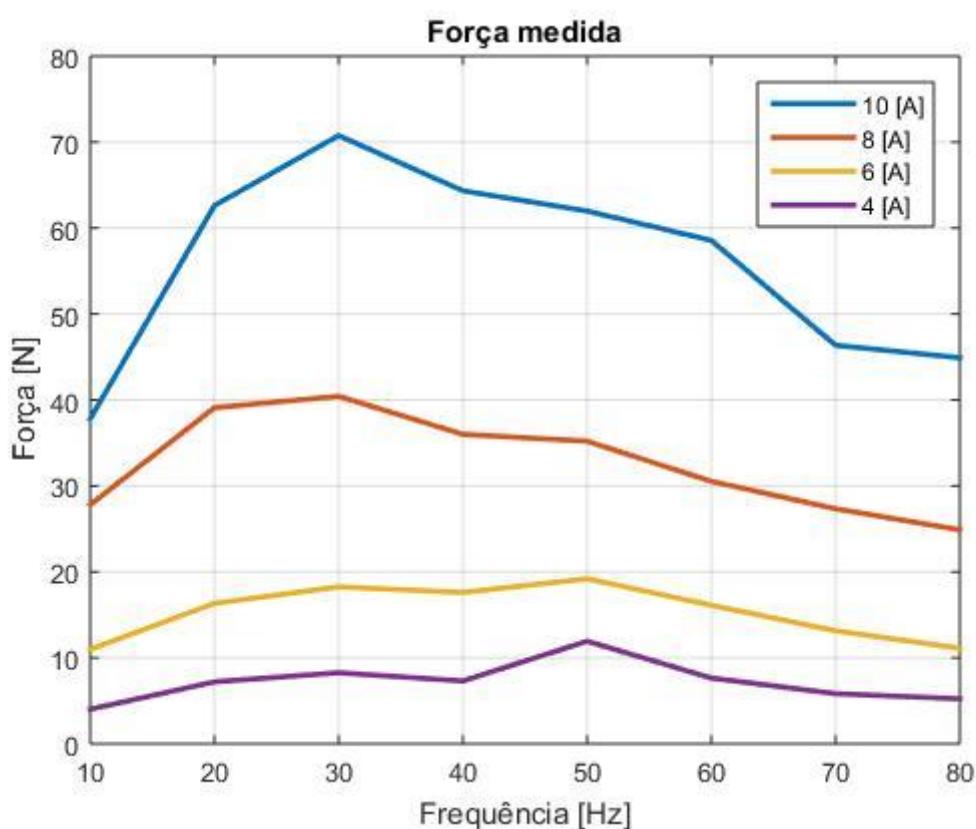


Figura 6.16 - Variação da força medida

### 6.3 SIMULAÇÃO DO MIL COM DIFERENTES PARÂMETROS DO ESTATOR

Como método para avaliar o funcionamento da máquina com o controle das correntes em seu estator, a modelagem foi modificada diversas vezes para avaliar a força propulsora desenvolvida com relação aos valores de resistência por fase e indutâncias

próprias e mútuas do estator. A Figura 6.17 ilustra a força desenvolvida pela máquina nas condições nominais de ensaio, para uma corrente de 20 [App] e frequência de 60 Hz.

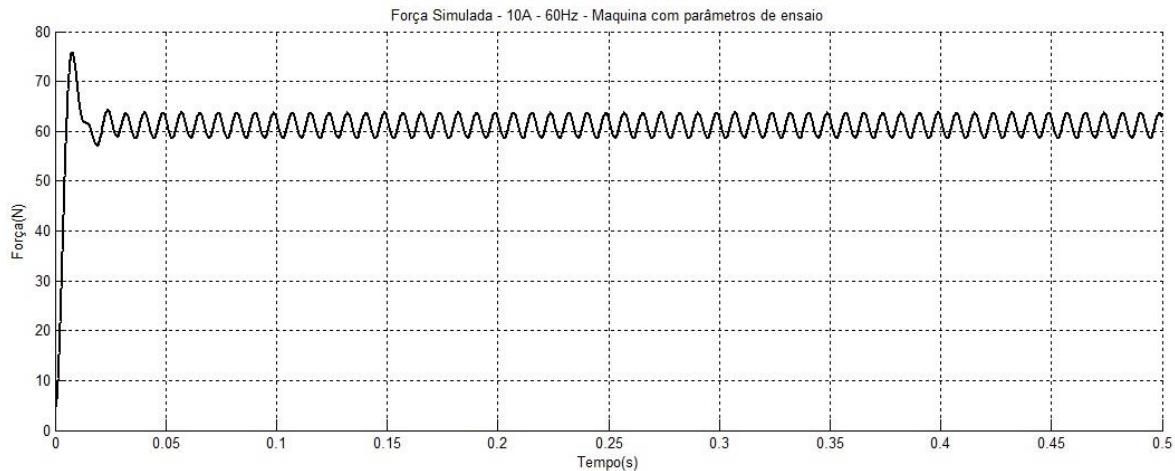


Figura 6.17 – Força propulsora do MIL com os parâmetros obtidos em ensaio

Uma nova simulação foi realizada alterando a resistência por fase do estator, onde foram configuradas em 20 ohm. A Figura 6.18 mostra a força propulsora da máquina obtida com tal alteração.

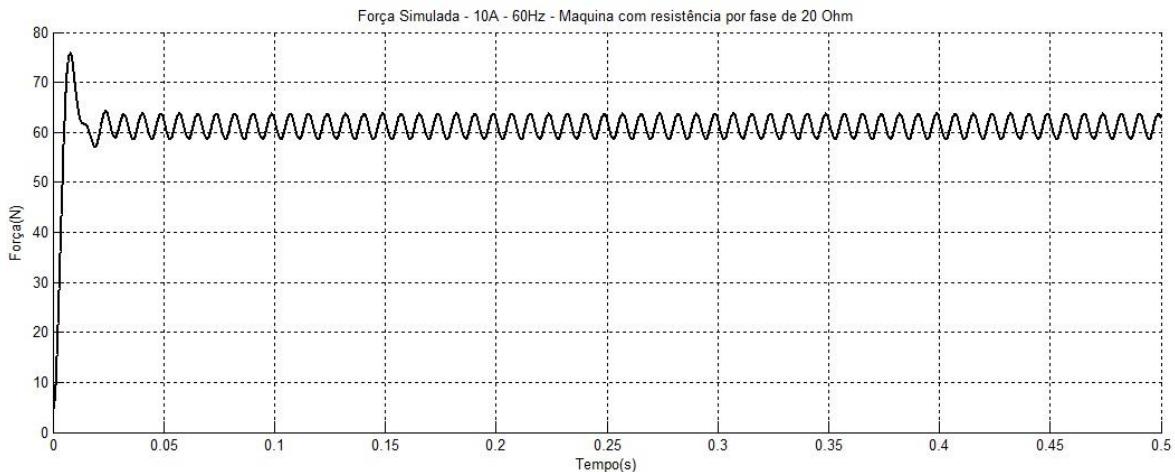


Figura 6.18 – Força propulsora do MIL com resistência por fase alterada para 20 Ohm

A Figura 6.19 exibe a força propulsora para a máquina em questão com resistência por fase de 20 Ohm e as reatâncias  $X_{ab}$ ,  $X_{ac}$  e  $X_{bc}$  alteradas para  $1\Omega$ ,  $10\Omega$  e  $20\Omega$  respectivamente.

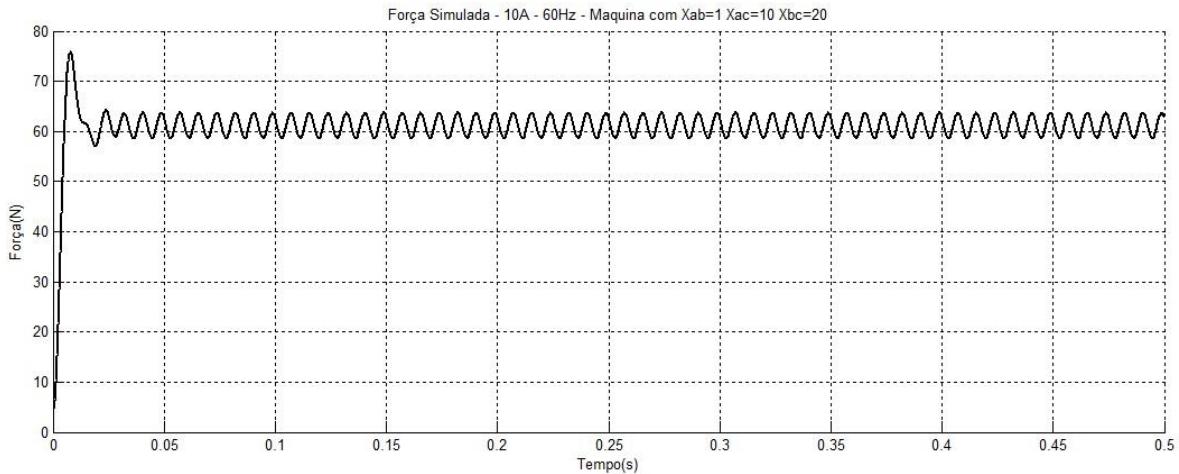


Figura 6.19 – Força propulsora do MIL com resistência por fase de 20 Ohm e as indutâncias  $X_{ab}$ ,  $X_{ac}$  e  $X_{bc}$  alteradas para 1Ω 10Ω e 20Ω respectivamente

Observa-se que embora os parâmetros de entrada do estator fossem alterados, a força propulsora obtida mantém o mesmo valor. Tal fato é facilmente avaliado pela equação 3.13 que envolve apenas as correntes elétricas e indutâncias mutuas entre o estator e linor. Desta forma, uma vez imposta a corrente no primário da máquina, independente dos valores de resistência ou indutâncias próprias e mútuas, a corrente inserida ao nó do ramo magnetizante assume o mesmo valor da corrente injetada, assim, a força propulsora da máquina passa a ser dependente apenas do ramo magnetizante e os parâmetros do linor.

## CAPÍTULO VII

### 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

#### 7.1 CONCLUSÕES

A plataforma desenvolvida para imposição de corrente ao estator da máquina provou sua robustez, uma vez que foi capaz de prover todo o ensaio almejado. Já o circuito utilizado para aquisição e tratamento da força do MIL apresentou a necessidade de ser ajustado, uma vez que não conseguiu eliminar a grande maioria dos ruídos existentes e apresentou um aumento considerável do erro de leitura ao mensurar forças de intensidade inferior a 20[N]. A diferença entre a força teórica e medida pode ser atribuída à baixa resolução do sistema de leitura, a característica de desequilíbrio da máquina, a não consideração do efeito transversal de borda na modelagem do MIL e também a configuração do entreferro da máquina.

Foi possível avaliar o perfil da força gerada pelo MIL em função da frequência e corrente impostas à máquina, onde este se mostrou condizente ao perfil obtido através das simulações e apresenta uma característica das máquinas planas.

A modelagem computacional provou a independência da força propulsora do motor linear com relação as resistências e indutâncias próprias e mútuas do estator, o que contribui com a estimativa da força propulsora da máquina, uma vez que extingue a necessidade de considerar tais parâmetros, sendo estes estabelecidos através de testes experimentais e passíveis de erros devido ao complexo método de ensaio do MIL.

Estima-se que o sistema proposto, após as devidas correções tanto na modelagem quanto na aquisição da força proveniente da máquina, pode ser utilizado para o acionamento de motores lineares inseridos em diversos equipamentos eletromotrices, como é o caso de prensas, guilhotinas, punctionadeiras ou até mesmo aplicações biomédicas que exige o controle da força com elevada precisão.

## **7.2 RECOMENDAÇÕES**

Esta dissertação apresenta um método para obtenção da força propulsora em motores de indução linear, com imposição de correntes no estator, como forma de refinar a obtenção da força propulsora do MIL. Neste item serão abordadas recomendações para futuros trabalhos com base no método proposto.

Uma sugestão seria incorporar o método desenvolvido para obtenção de perfis de conjugado, assim como proposto pela referência [1].

Outra sugestão é a utilização de um sistema de leitura de força mais preciso, com a utilização de filtros capazes de atenuar os diversos ruídos detectados no sinal, o que possibilitaria mensurar com maior precisão a força propulsora da máquina, bem como reconhecer as oscilações desta, a fim de validar as oscilações de força conforme apresentado nas simulações computacionais realizadas.

A terceira e ultima recomendação, consiste no estudo da força proveniente do MIL em movimento, onde se faz necessária a aquisição de um sistema capaz de mensurar sua força com o linor em deslocamento.

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRAFICA**

- [1] GONTIJO, André Luiz. Modelagem do Motor de Indução Trifásico Alimentado de Forma não Tradicional - Conversor Eletromecânico de Conjugado para Baixas Velocidades. 2011. 114 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2011.
- [2] SOARES, Matheus Garcia. Motor de Indução Linear Bloqueado - Obtenção de Conjugado Desejado Através de Alimentação Não Senoidal. 2013. 61 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013.
- [3] GAZIOLLA, Helio. Controle Direto De Torque Baseado no Controle de Ângulo de Carga Utilizando Controladores PI'S. 2014. 68 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do ABC, Santo André, 2014.
- [4] CREPPE, Renato Crivellari. Uma Contribuição á Modelagem de Máquinas de Indução Lineares. 1997. 127 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas 1997.
- [5] JULIANI, Aline Durrer Patelli. Projeto e Construção de Um Motor Elétrico Linear Aplicado á Bioengenharia. 2011. 147 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos, São Carlos, 2011.
- [6] LAITHWAITE, E. R. Linear Induction Motors – Proceedings IEE, paper nº 2433, p.462-470, dezembro, 1957.
- [7] TANIMOTO, Sussumo Caliento. Uma Contribuição Para Aplicação de Motores de Indução Lineares em Secadores de Cereais. 2006. 149 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.

- [8] SIMONE, Gílio Aluisio. Conversores Assíncronos Lineares de Dupla Face – Teoria e Projeto - 1992. 289 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1992.
- [9] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. J.; UMANS, S. D.; (2006). *\_Máquinas Elétricas\_*. [ISBN: 978-85-60031-04-7], [ISBN: 007-3660094] 6<sup>a</sup> ed, Bookman, 648p.
- [10] OLIVEIRA, M. P. A. Controle de velocidade do motor de indução linear utilizando DSP. 2004. 170f. Dissertação – Escola de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2004.
- [11] BASAK, A. Permanent-Magnet DC Linear Motors. Clarendon Press, 1996
- [12] PONTES, R. S. T. (2003). Modelagem do Motor de Indução Linear Baseando-se na Equivalência Com o Motor Rotativo Desbalanceado. Universidade Federal de Uberlândia, 2003.
- [13] FERNANDES NETO, Tobias Rafael. Sistema de Transporte Vertical Utilizando um Motor de Indução Linear Bilateral. 2007. 197 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.
- [14] RANIEL, Thiago. Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora Usando Inversor de Frequência e Microcontrolador. 2011. 128 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Unesp, Ilha Solteira, 2011.
- [15] BISSOCHI JUNIOR, Carlos Augusto. Análise Teórico Experimental do Comportamento do Motor de Indução Operando com Correntes Controladas em Regime Permanente. 1997. 132 f. Tese (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 1997.
- [16] POMILIO, José Antenor. Eletrônica de Potência. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/eltpot/>>. Acesso em: 01 ago. 2016.

- [17] PWM - Modulação Por Largura de Pulso. 2016. Disponível em: <<http://www.mecaweb.com.br/>>. Acesso em: 01 ago. 2016.
- [18] LINARD, Fabíola Maria Alexandre. Sistema Interruption de Energia de Dupla Conversão Com Integração do Retificador e do Inversor. 2009. 117 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2009.
- [19] I. Barbi, “*Eletrônica de Potência*”, 3<sup>a</sup>. Edição, Florianópolis, Edição do Autor, 2000
- [20] KRAUSE, Paul C.; WASINCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D.. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. 2 ed. New York: Jhon Wiley & Sons, 2002. 613 p.
- [21] MATHWORKS (Org.). Simulate an AC Motor Drive. 2016. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/>>. Acesso em: 01 ago. 2016.
- [22] RASHID, M. H. Improved and less Load Dependent Three-phase Current-controlled Inverter With Hysteretic Current Controllers. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.42, n.3, p.325-330, June. 1995.
- [23] Dynamic Hysteresis Band Fixed Frequency Current Control. Dadaad, Kenya, mar. 2016.
- [24] SERIGIOLI, Nilton. Monitoramento de Sinais Biomédicos Baseado em Computação Móvel. 2011. 126 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia de Informação, Universidade Federal do ABC, Santo André, 2011.
- [25] ALVES, Leandro Pinheiro. Automação de Dados de Medidores de Deslocamento e Aceleração. 2007. 67 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal de Ouro Preto, Ouro Preto, 2007.
- [26] SOUTHERN Power, Inc. 2016. Disponível em: <[www.southernpower.com](http://www.southernpower.com)>. Acesso em: 28 jul. 2016.

[27] GOMES, Luciano Coutinho. Acionamento vetorial de motores de indução trifásicos com enfraquecimento de campo e maximização do conjugado por ampére. 2008. 159 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2008.

[28] YAMAMURA, S. – “Theory of Linear Induction Motor” – University of Tokio Press – Japão – 1972.

## APÊNDICE I

### CALIBRAGEM DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO DA FORÇA PROPULSORA

A calibragem de um sistema de pesagem consiste na equiparação da massa inserida com a tensão obtida. O procedimento é realizado com a mensuração da tensão proveniente da placa de aquisição, que no caso foi realizado apenas com o linor do MIL inserido ao sensor de carga, onde o valor de tensão foi lido e referenciado a zero, ou seja, considerado como um peso morto. Conhecido o sinal de tensão para a condição sem carga, é inserida uma massa de valor conhecido e novamente mensurado o sinal. Com a definição dos dois valores, é realizado o cálculo para estabelecer a relação entre massa e tensão conforme apresentado abaixo:

$$V_m = V_{lm} - V_0$$

$$R = \frac{V_m}{m}$$

Sendo:

$V_m$  – Tensão equivalente a massa conhecida;

$V_{lm}$  – Tensão lida durante a pesagem da massa conhecida;

$V_0$  – Tensão lida com a célula sem carga;

$R$  – Relação entre a tensão lida durante a inserção da massa e a própria massa [V/Kg];

$m$  – Massa conhecida.

Uma vez que a menor carga mensurada é a massa do linor, não foi necessário a inserção de um sinal c.c. para compensação do efeito crepe. Assim o sistema foi calibrado da seguinte forma:

$$V_0 = 2V$$

$$R \cong 0,26V/Kg$$

Desta forma, a força inserida ( $F_x$ ) em [N] é calculada da seguinte forma:

$$F_x \cong \frac{(V'_o - V_o)}{0,026}$$

Onde ( $V'_o$ ) é a tensão lida proveniente da força desconhecida.

Foi realizado um teste de repetibilidade, havendo uma variação média de ate  $\pm 1,5N$  em cargas de 70[N].

## APÊNDICE II

### PROGRAMA DO BLOCO “GERADOR DE CORRENTE”

```
function [va,vb,vc] = Tensoes(t,V,O,f)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
O = O*pi/180;
alpha = 120*pi/180; % Converte angulo para radianos

iaa= V(1) *sin(1* (2*pi*f*t + O(1) )); %Gera a onda de corrente Ia

ibb= V(1) *sin(1 *(2*pi*f*t - alpha + O(1) )); % Gera a onda de
corrente Ib

icc= V(1) *sin(1 *(2*pi*f*t + alpha + O(1) )); % Gera a onda de
corrente Ic

Ia = iaa;
Ib = ibb;
Ic = icc;

End
```

## **APÊNDICE III**

### **PROGRAMA PARA GERAÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA**

```
int sine[255];
int sine1[255];
int sine2[255];
void setup() {

    // Declara os pinos utilizados
    pinMode(30, OUTPUT); //PORTC
    pinMode(31, OUTPUT);
    pinMode(32, OUTPUT);
    pinMode(33, OUTPUT);
    pinMode(34, OUTPUT);
    pinMode(35, OUTPUT);
    pinMode(36, OUTPUT);
    pinMode(37, OUTPUT);

    pinMode(42, OUTPUT); //PORTL
    pinMode(43, OUTPUT);
    pinMode(44, OUTPUT);
    pinMode(45, OUTPUT);
    pinMode(46, OUTPUT);
    pinMode(47, OUTPUT);
    pinMode(48, OUTPUT);
    pinMode(49, OUTPUT);

    pinMode(22, OUTPUT); //PORTA
    pinMode(23, OUTPUT);
    pinMode(24, OUTPUT);
```

```

pinMode(25, OUTPUT);
pinMode(26, OUTPUT);
pinMode(27, OUTPUT);
pinMode(28, OUTPUT);
pinMode(29, OUTPUT);

// Declara as variáveis

float x;
float y;
float A;
float B;
float C;
float D;

// Calcula e salva os pontos da curva na string "sine"
for(int i=0;i<255;i++)
{
    x=(float)i;
    y=sin((x/255)*2*PI);
    sine[i]=int(y*125)+125;
}

for(int i=0;i<255;i++) // Calcula e salva os pontos da curva na string "sine1"
{
    A=(float)i;
    B=sin(((A/255)+0.33)*2*PI);
    sine1[i]=int(B*125)+125;
}

for(int i=0;i<255;i++)// Calcula e salva os pontos da curva na string "sine2"
{
    C=(float)i;
    D=sin(((C/255)-0.33)*2*PI);
}

```

```
sine2[i]=int(D*125)+125;  
}  
}  
void loop() //Imprime os pontos calculados  
{ for (int i=0;i<255;i++) {  
  
PORTA=sine[i];  
PORTL=sine1[i];  
PORTC=sine2[i];  
  
delayMicroseconds(X); // x = (1/f)/(255)  
}  
}
```