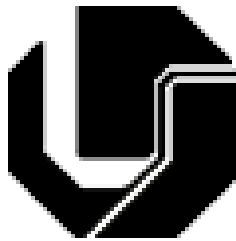


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**BANCADA DE SIMULAÇÃO DE CARGAS MECÂNICAS PARA MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO ACIONADO POR CONVERSOR DE FREQUÊNCIA**

FELIPPE DOS SANTOS E SILVA

MARÇO

2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**BANCADA DE SIMULAÇÃO DE CARGAS MECÂNICAS PARA MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO ACIONADO POR CONVERSOR DE FREQUÊNCIA**

Dissertação de mestrado apresentada por **Felippe dos Santos e Silva** à Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica** realizada em 27/03/2015 pela Banca Examinadora:

Prof. **Luciano Gomes Coutinho**, Dr. (UFU) – Orientador

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD. (UFU) – Coorientador

Prof. Augusto W. F. V. Silveira, Dr. (UFU)

Prof. Ghunter Paulo Viajante Dr. (IFG)

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

- S586b
2015 Silva, Felipe dos Santos e, 1979-
 Bancada de simulação de cargas mecânicas para motor de indução trifásico acionado por conversor de frequência / Felipe dos Santos e Silva. - 2015.
 123 f. : il.
- Orientador: Luciano Gomes Coutinho.
 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. I. Coutinho, Luciano Gomes. 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

**BANCADA DE SIMULAÇÃO DE CARGAS MECÂNICAS PARA MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO ACIONADO POR CONVERSOR DE FREQUÊNCIA**

DISSERTAÇÃO APRESENTADA POR FELIPPE DOS SANTOS E SILVA À
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA PARA OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCIANO GOMES COUTINHO, DR.
Orientador

EDGARD A. LAMOUNIER JUNIOR, PhD
Coordenador do Programa de Pós-graduação stricto sensu em Engenharia Elétrica da UFU

DEDICATÓRIA

*Dedico a minha amada esposa
Ana Coracy
que tanto me apoiou e me motivou nos
momentos mais difíceis e aos meus filhos
Daniel e Luís Felipe
pelas alegrias que me fazem viver,
amo vocês.*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Luciano Coutinho Gomes pela oportunidade, pelos ensinamentos, pelas sugestões e sobretudo por tê-lo como orientador e Prof. PhD Darizon Alves de Andrade pela dedicação e incentivo dado em todas as etapas do trabalho.

Aos meus pais, Jacques Ercílio C. Silva e Zélia Ferreira dos Santos C. Silva que tiveram a sabedoria de dar pra seus filhos a maior riqueza, o estudo.

Aos meus irmãos, Poliana dos Santos e Silva e Frederico dos Santos e Silva.

A todos meus familiares, pelo apoio incentivo e paciência.

Ao colega e amigo, Prof. Dr. Ghunter Paulo Viajante por ter incentivado e apoiado no desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas de iniciação científica Cassio, Elvis e Vandeir que não mediram esforços no desenvolvimento da bancada.

Agradecemos a Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) pelo fomento do projeto número: TEC-APQ-04453-10 também o TEC-APQ-02416-14, que, respectivamente, forneceram os recursos financeiros para construção e aprimoramento da bancada de ensaios de motores elétricos, o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo fomento do projeto 454357-2014-1 de melhoramento e incremento da bancada experimental. A CAPES pelo apoio indispensável e também a FEELT-UFU que viabilizou o projeto.

*“Tenho a impressão de ter sido uma criança brincando à beira-mar,
divertindo-me em descobrir uma pedrinha mais lisa ou uma concha mais bonita que as outras,
enquanto o imenso oceano da verdade continua misterioso diante de meus olhos”.*

(Isaac Newton)

RESUMO

Silva, F. S. Bancada de Simulação de Cargas Mecânicas para Motor de Indução Trifásico Acionado por Conversor de Frequência, Uberlândia, UFU, 2015.

Neste trabalho apresenta-se o desenvolvimento de uma plataforma didática para ensaios de motores de indução trifásico. O projeto consiste na implementação e automação de uma bancada mecânica para ensaios de motores elétricos com potência de até 5CV. A plataforma desenvolvida permite uma interação do usuário, gradual e assistida, em todos os estágios dos ensaios, ou seja, desde a escolha do tipo da máquina elétrica até a verificação experimental do comportamento dinâmico da máquina ensaiada. Os recursos didáticos da ferramenta educacional são ilustrados com resultados obtidos com o controle de uma máquina de corrente contínua, operando como gerador acionada por um motor de indução trifásico. Com esta bancada é possível a realização de testes relevantes para determinação de desempenho dos motores elétricos, como a medição de tensões e correntes de estator, velocidade, conjugado e potência no eixo da máquina ensaiada, além da obtenção das curvas de conjugado e corrente versus velocidade, fator de potência e rendimento versus carga aplicada. Para acionamento e processamento de informações obtidas (mensuradas), utiliza-se um sistema de aquisição de dados controlado por um aplicativo desenvolvido especificamente para este trabalho na linguagem de programação gráfica “LabVIEW™”.

O trabalho foi desenvolvido nas seguintes etapas: levantamento bibliográfico, estudo da Norma NBR 5383-1(2002), estudo e simulação dos motores de indução trifásicos, projeto físico da bancada, especificação dos sensores e equipamentos, montagem da bancada e implementação do aplicativo gerenciador dos ensaios.

Palavras-chave: Bancada de Ensaio de Máquinas Elétricas, Emulação de Cargas Industriais, Sistema de Supervisão e Controle.

ABSTRACT

Silva, F. S. Bancada de Simulação de Cargas Mecânicas para Motor de Indução Trifásico Acionado por Conversor de Frequência, Uberlândia, UFU, 2015.

This work presents the development of a learning platform for testing the three-phase induction motors. The project is the implementation and automation of a mechanical bench for testing in electrical machines with power less than 5HP. The developed bench allows user interaction, gradual and assisted in all stages, ie, from the design of the electric machine to the experimental verification of the dynamic behavior of the tested machine. Teaching resources from educational are illustrated by the results obtained with the control of a dc machine operating as a generator driven by three-phase induction motor. With this stand it is possible to perform significant tests to determine the performance of electric motors, such as measuring voltages and stator currents, speed, torque and power on to the motor shaft, beyond the graphics of torque and current versus speed , power and efficiency versus applied load factor. To drive and processing of information obtained (measures), uses a data acquisition system controlled by an application developed specifically for this work in graphical programming using the "LabVIEW TM" software.

The study was conducted in steps like the following description: literature review study of NBR 5383-1(2002) (Brazilian rules of electrical machines), study and simulation of induction motors, physical design of the bench, specification of sensors and equipment, assembly and implementation of the testing manager application.

Keywords: Electrical Machines Test Bench, Emulation of Mechanical Loads, Supervisory and Control System.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	1
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO	3
1.3 ETAPAS DO TRABALHO.....	5
1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	5
1.5 PUBLICAÇÕES RELACIONADAS COM A PESQUISA.....	7
 2 SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	8
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	8
2.2 CARACTERÍSTICA CONSTRUTIVA DO MIT	8
2.3 O MODELO MATEMÁTICO PARA ALIMENTAÇÃO SENOIDAL	12
2.4 ACIONAMENTO ELETRÔNICO	17
2.4.1 Conjunto Conversor de Frequência e MIT	18
2.4.2 Modulação por Largura de Pulsos (PWM).....	20
2.4.3 Modulação Vetorial Espacial.....	22
2.5 TÉCNICA DE CONTROLE DE VELOCIDADE ESCALAR.....	23
2.6 EQUAÇÃO FUNDAMENTAL DO ACIONAMENTO.....	25
2.7 TIPOS DE CARGAS INDUSTRIAIS	28
2.8 ESTUDO DA MÁQUINA SIMÉTRICA TRIFÁSICA	31
2.8.1 Força Magnetomotriz	32
2.8.2 Equações das Tensões	34
2.8.3 Indutâncias Próprias	34
2.8.4 Indutâncias Mútuas.....	35
2.8.5 Equações do Fluxo Concatenado.....	36
2.9 SIMULAÇÃO	40
2.9.1 Modelagem no Ambiente MatLab/Simulink.....	41
2.9.2 Resultados de Simulação	42
2.10 CONCLUSÃO.....	45
 3 A BANCADA DE ENSAIOS DE MOTORES ELÉTRICOS	46
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	46

3.2	A BANCADA DE ENSAIOS	46
3.3	SUBSISTEMAS DA BANCADA DE ENSAIO	47
3.3.1	A Base Metálica.....	48
3.3.2	O Painel de Controle	49
3.3.3	Conversor de Frequência	50
3.3.4	Placa de Aquisição de Dados.....	54
3.3.5	Transdutores de Efeito Hall	55
3.3.6	Transdutor de Conjugado	58
3.3.7	Medição de Velocidade	61
3.4	MÁQUINA PRIMÁRIA	63
3.5	CONVERSOR CA-CC.....	68
3.5.1	Controlador de Carga.....	70
3.6	A BANCADA DE ENSAIOS	71
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	71
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	71
4.2	TESTES PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MIT	71
4.3	A <i>INTERFACE</i> GRÁFICA DO APLICATIVO	76
4.3.1	Inicialização dos Ensaios.....	76
4.3.2	Medidas de Conjugado	78
4.3.3	Escolha do Método de Medição de Conjugado	79
4.3.4	Ensaio com Carga Constante.....	80
4.3.5	Ensaio com Carga Linear	82
4.3.6	Ensaio com Carga Quadrática	85
4.4	CONCLUSÃO.....	87
5	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	89
5.1	ASPECTOS DESENVOLVIDOS NO TRABALHO	89
5.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	90
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	91
	APÊNDICE A – MODELAGEM SENOIDAL MIT	94
	APÊNDICE B – DIAGRAMAS ELÉTRICOS	98
	APÊNDICE C – PROGRAMAÇÃO GRÁFICA EM LABVIEW.....	100

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Composição Setorial do Consumo de Eletricidade – BEN2013	2
Figura 2.1 – Vista do rotor gaiola de esquilo de um MIT, o ventilador e o pacote rotórico.	9
Figura 2.2 – Rotor gaiola de esquilo.....	9
Figura 2.3 – Vista do estator de um MIT.	10
Figura 2.4 – Circuito equivalente correspondente a uma fase do motor de indução.....	13
Figura 2.5 – Balanço energético do MIT.....	14
Figura 2.6 – Curva característica típica de um MIT de categoria N.	16
Figura 2.7 – Curvas típicas dos motores de categoria N,H e D.....	17
Figura 2.8 – Conjunto conversor e MIT.....	18
Figura 2.9 – Diagrama de bloco modulação.....	20
Figura 2.10 – Modulação PWM.	21
Figura 2.11 – Tensão fase-fase de saída do conversor obtido pela simulação.	22
Figura 2.12 – Modelo de Controle Escalar de Velocidade em Malha Aberta.....	25
Figura 2.13 – Conjunto motor máquina com acoplamento direto.....	27
Figura 2.14 – Motor de indução trifásico	31
Figura 2.15 – Simulação MIT.....	41
Figura 2.16 – Tensões de entrada do conversor de frequência.....	42
Figura 2.17 – Correntes de entrada do conversor de frequência	42
Figura 2.18 – Velocidade do eixo do MIT	43
Figura 2.19 – Corrente de alimentação MIT	43
Figura 2.20 – Detalhe corrente do MIT	44

Figura 2.21 – Conjugado de carga e conjugado eletromagnético.....	45
Figura 3.1 – Diagrama em blocos da bancada de ensaios.	47
Figura 3.2 – Base metálica da bancada de ensaios de motores de indução trifásico.....	48
Figura 3.3 – Painel frontal de comando da bancada.....	49
Figura 3.4 – Conexões de potência e aterramento – Fonte: WEG.	50
Figura 3.5 – Conversor de frequência CFW-09 – Fonte: WEG.	53
Figura 3.6 – Placa de aquisição de dados.	55
Figura 3.7 – Representação do efeito Hall.	55
Figura 3.8 – Placa condicionadora de sinais.....	56
Figura 3.9 – Esquema dos transdutores de tensão (a) e corrente (b) por efeito hall.....	57
Figura 3.10 – Sensor de Conjugado T22WN da HBM.	59
Figura 3.11 – Detalhe no alinhamento dos eixos.....	61
Figura 3.12 – Formas de onda de velocidade geradas pelo sensor de conjugado.	62
Figura 3.13 – Transdutor de velocidade.	62
Figura 3.14 – Máquina de corrente contínua com excitação independente	64
Figura 3.15 – Máquina de corrente continua utilizada	66
Figura 3.16 – Conversor SKS 40F B2CI 07 V6.....	68
Figura 3.17 – Diagrama esquemática do Conversor CC-CC utilizado.....	69
Figura 3.18 – Foto da bancada desenvolvida no Lace.....	72
Figura 4.1 – Fluxograma de ensaio do motor sob teste.	77
Figura 4.2 – Painel Virtual de comando do motor sob teste.....	78
Figura 4.3 – Painel Virtual de comando para emulação de cargas.....	78
Figura 4.4 – Primeira aba, tensões e correntes para carga constante.....	80
Figura 4.5 – Segunda aba, potencias, rendimento e conjugado para carga constante.	81
Figura 4.6 – Segunda aba, potencias, rendimento e conjugado para carga constante.	82

Figura 4.7 – Primeira aba, tensões e correntes para carga linear.....	83
Figura 4.8 – Segunda aba, potências, rendimento e conjugado para carga linear.	83
Figura 4.9 – Curvas de conjugado para carga linear e rendimento	84
Figura 4.10 – Primeira aba, tensões e correntes para carga quadrática.	85
Figura 4.11 – Segunda aba, potências, rendimento e conjugado para carga quadrática.	86
Figura 4.12 – Controle de conjugado para carga quadrática.	86
Figura 4.13 – Bloco PI do LabVIEW.....	71
Figura 4.14 – Diagrama de blocos do controlador de carga.....	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Características de cargas industriais.	30
Tabela 2.2 – Parâmetros do motor trifásico simulado	40
Tabela 3.1 - Frame <i>Modbus</i>	51
Tabela 3.2 – Tipos de funções do protocolo <i>ModBus</i>	52
Tabela 3.3 – Uso da função <i>ReadCoils</i>	52
Tabela 3.4 – Exemplo de aplicação da função <i>ReadCoils</i>	53
Tabela 3.5 – Principais parâmetros do conversor acessados via <i>ModBus</i>	54
Tabela 3.5 – Resultados dos ensaios na máquina de corrente contínua	67
Tabela 3.6 – Parâmetros da máquina de corrente contínua.	68
Tabela 4.1 – Medições a serem obtidas a partir dos ensaios com o MIT.	71
Tabela 4.2 – Medições obtidas a partir do ensaio a vazio.	73
Tabela 4.3 – Medições obtidas a partir do ensaio com rotor bloqueado.	73
Tabela 4.4 – Valores dos parâmetros do circuito equivalente do MIT.	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
C_{ele}	Conjugado eletromagnético
T	Conjugado Desenvolvido
C_r	Conjugado de carga
D	Coefficiente de atrito viscoso
ϕ_{EF}	Fluxo no entreferro
i	Corrente de fase
i_a	Corrente na fase “a”
N_N	Número de espiras
J	Momento de inércia
L	Indutância de fase
K_e	Fator de empilhamento
P	Número de par de pólos
P_{ent}	Potência de entrada
P_g	Potência no entreferro
R_l	Resistência de fase do motor
RPM	Rotações por minuto
t	Tempo em segundos
V_1	Tensão aplicada na fase do motor
Vcc	Tensão do barramento de corrente contínua
W	Watts (unidade de potência)
ω_r	Velocidade angular do rotor em rad/s
λ	Fluxo enlaçado pela fase
THD	Distorção Harmônica Total
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
MIT	Motor de Indução Trifásico
MCC	Máquina de Corrente Contínua
PWM	Pulse Width Modulation
F_{mmEF}	Força Magnetomotriz Resultante do Entreferro

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os desenvolvimentos iniciados com Nikola Tesla no final do século XIX conduziram a uma extraordinária, robusta, confiável e eficiente máquina que, quando bem especificada, pode ser aplicada em diversos ambiente e condições de carga: o motor de indução trifásico.

O motor de indução trifásico é uma máquina intrinsecamente eficiente. O formato da sua curva de rendimento possui um patamar que cobre uma faixa de 50 a 100% de carga com altos rendimentos. Tal comportamento não é facilmente encontrado em outras concepções de motores elétricos, onde o rendimento cai rapidamente quando se opera fora das condições nominais.

A escassez de recursos naturais, o quadro econômico de instabilidade e um processo competitivo global pelo qual tem passado a sociedade nestes últimos tempos, tem exigido a minimização dos custos, otimizando os investimentos, levando-nos à uma inevitável conservação de energia nos setores industrial, comercial e residencial. Na indústria, isto vem sendo feito diminuindo-se as perdas de energia no processo produtivo, especificando-se equipamentos com máxima eficiência e operando-os o mais próximo desta condição [1].

Um documento divulgado pelo Balanço Energético Nacional (BEN)[4] que mostra a parcela de consumo de energia elétrica, sendo a indústria o setor da economia que apresenta o maior consumo, cerca de 44% do total. A Figura 1.1 apresenta a composição do consumo de energia elétrica no Brasil por setores da economia.

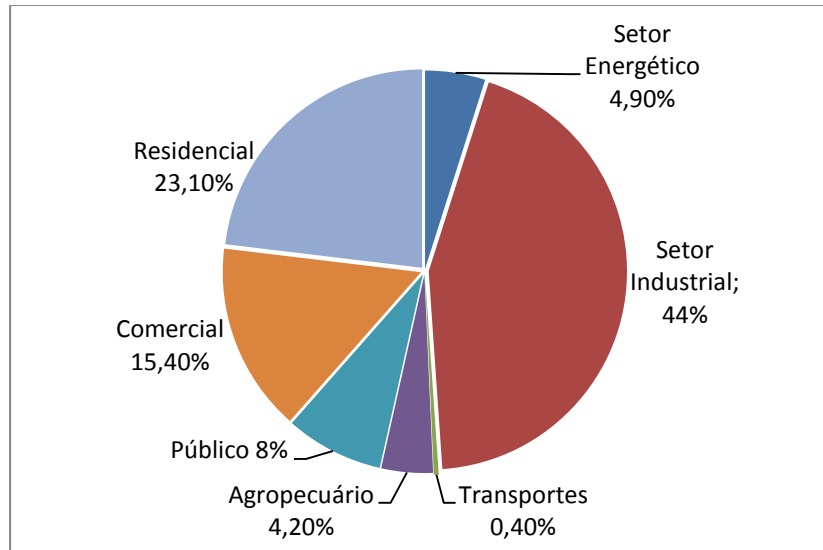


Figura 1.1 – Composição Setorial do Consumo de Eletricidade – BEN2013

Dentro do consumo de eletricidade apresentado pelo setor industrial os motores elétricos, de acordo com o Balanço de Energia Útil (BEU 2013) [5], são responsáveis por consumir aproximadamente 62% da energia. Esta expressiva parcela do consumo de energia nas indústrias justifica o estudo e o desenvolvimento de procedimentos e técnicas eficientes de acionamento e controle de sistemas motrizes [6].

Estima-se que existam mais de dois milhões de motores elétricos instalados no Brasil, os quais são responsáveis pelo consumo anual de algo em torno de cem milhões de megawatt horas. Nestes termos, um aumento de apenas 0,5% no rendimento do sistema motriz, isto é, o conjunto motor-carga, é equivalente à construção de uma central geradora virtual de 120 MW [4].

Desta forma, a correta seleção de um motor elétrico para uma determinada aplicação é determinante no seu custo inicial e principalmente, no custo de sua operação. O emprego de um motor de potência insuficiente pode acarretar um funcionamento inadequado do sistema a ele acoplado, resultando em uma baixa produtividade ou provocar avarias prematuras do motor com a redução de sua vida útil.

Por outro lado, um motor de potência nominal acima da necessária, além de um custo inicial maior, resultará na operação com menor rendimento e baixo fator de potência. Todas estas consequências são indesejáveis do ponto de vista técnico e econômico.

Como motivações para o estudo do :

- ✓ Desenvolvimento de uma bancada didática capaz de realizar vários testes com outros tipos de motores elétricos, com potencia de até 5CV;
- ✓ Avaliação do comportamento do motor de indução trifásico operando sob diferentes tipos de cargas industriais;
- ✓ Estudo da eficiência energética do MIT acionado por conversor de frequência;
- ✓ Possibilidade de aquisição dos dados do ensaio de forma automática e dinâmica, facilitando a análise do comportamento do motor;
- ✓ Otimização e aplicação das técnicas de controle digitais aplicadas a conversores eletroeletrônicos;
- ✓ Despertar no aluno a importância do dimensionamento adequado para o motor de indução trifásico visando à economia de energia.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

Este trabalho consiste no projeto, implementação e automação de uma bancada para ensaios de motores de indução trifásico de potência até 5 CV alimentados com fontes não senoidais. Com vistas à padronização dos testes nos motores de indução trifásicos, procura-se ter como orientação as recomendações da NBR 5383-1/2002 [2], que normatiza os métodos de ensaios para esse tipo de máquina. Esta norma estabelece que os ensaios devem ser realizados em alimentação senoidal com THD de até 2%.

O projeto da bancada prevê a realização dos testes relevantes para determinar o desempenho dos motores elétricos. Desta forma, é possível realizar a medição de tensões e correntes de estator, velocidade do eixo, conjugado e potência no eixo do motor, além de levantar as curvas de conjugado e corrente *versus* velocidade, fator de potência e rendimento *versus* carga para alimentação não senoidal. Para comando e processamento de informações e grandezas medidas, utiliza-se um sistema de aquisição de dados controlado por um aplicativo desenvolvido especificamente para este trabalho na linguagem de programação gráfica “LabVIEW™” [3].

A bancada é adequada para realização de testes, instrumentação, aferição e determinação paramétrica de máquinas elétricas, com custos reduzidos, uma vez que toda a instrumentação pode ser realizada via instrumentação virtual. Esta opção deve ser incentivada, a fim de ajudar a se obter uma melhor compreensão dos motores elétricos e as técnicas de medição. A Figura 1.2 mostra os detalhes da construção da base metálica em (a) vista lateral esquerda, (b) vista perspectiva, (c) vista frontal, (d) vista posterior e (e) posição das máquinas.

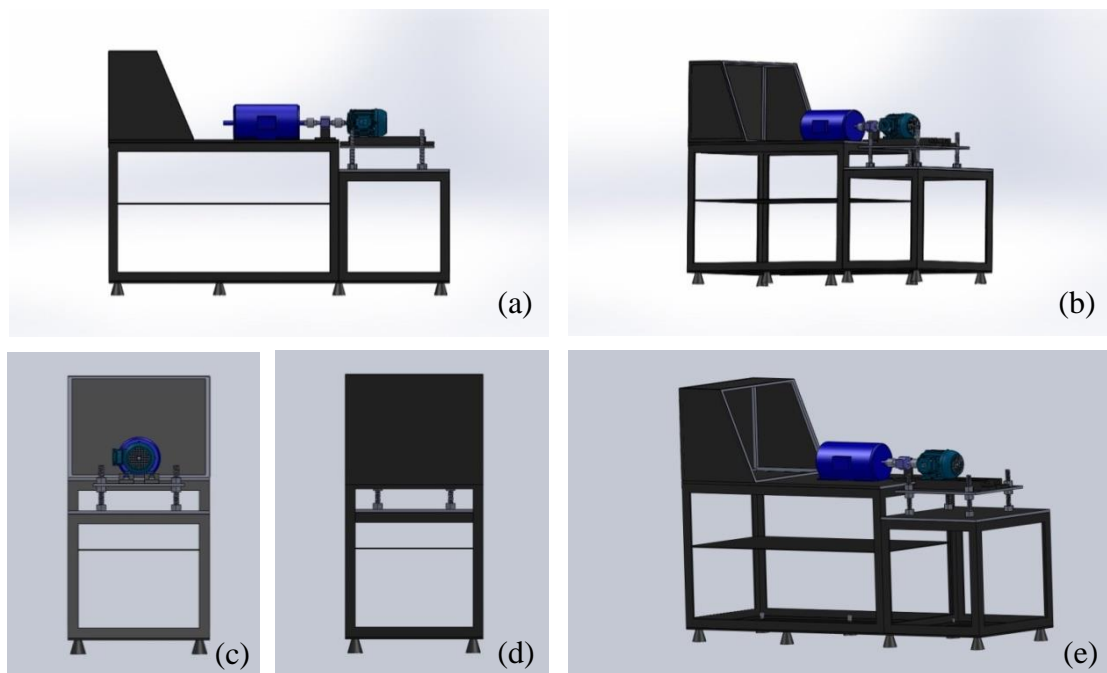


Figura 1.2-Vistas do projeto da bancada.

Esta bancada de testes possibilita o trabalho em grupo, que é de suma importância, com uma qualidade desejável durante a realização de ensaios, preparando os futuros engenheiros para trabalhos em equipe. A bancada, objeto deste trabalho, é perfeitamente adequada para diversas atividades de ensino e pesquisa, tais como:

- Linguagem de Programação;
- Motores Elétricos e Conversão de Energia;
- Eletrônica Digital;
- Eletrônica Analógica;
- Eletrônica de Potência;
- Instrumentação Industrial.

1.3 ETAPAS DO TRABALHO

O trabalho foi desenvolvido em etapas que foram realizadas conforme a descrição seguinte: levantamento bibliográfico, estudo da Norma NBR 5383-1/2002 [2], estudo e simulação dos motores de indução trifásico, projeto físico da bancada para ensaios, especificação dos sensores e equipamentos, montagem da bancada de ensaios e implementação do aplicativo gerenciador dos ensaios.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A dissertação apresenta os seguintes capítulos:

CAPÍTULO 2 – SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Apresenta a teoria básica do motor de indução trifásico, destacando seu princípio de funcionamento, aspectos construtivos e tipos de cargas industriais.

Também é apresentada a modelagem dinâmica e simulação de um motor de indução trifásico, a modulação por largura de pulsos e o controle de velocidade escalar em malha aberta.

CAPÍTULO 3 – A BANCADA DE ENSAIOS DE MOTORES

Descreve a bancada de ensaios de motores de indução trifásico, com suas principais características construtivas, componentes e subsistemas. A comunicação Modbus, conversor de frequência e o funcionamento da máquina CC como simulador de cargas mecânicas.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O aplicativo gerenciador de ensaios é apresentada, bem como a metodologia empregada na elaboração de cada teste realizado. Controle de carga, PI digital.

Apresenta os resultados obtidos nos ensaios realizados em um motor de indução trifásico de 3 CV acionado por conversor de frequência.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Apresenta a conclusão do trabalho realizado, além de propostas para futuras implementações.

1.5 PUBLICAÇÕES RELACIONADAS COM A PESQUISA

SILVA, F. S., ANDRADE, D. A., COUTINHO, L. C., RODRIGUES, K. D., MARINS, V. P., OLIVEIRA, C. A., SILVA, E. L. R., FLEURY, A. W., “Bancada Didática de Cargas Mecânicas Aplicada em MIT Acionado por Inversor de Frequência” Artigo apresentado no Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte, 2014.

SILVA, F. S., ANDRADE, D. A., COUTINHO, L. C., VIAJANTE, G.P., JÚNIOR, J. A. S., NETO, R. B., “Projeto, Implementação e Automação de uma Bancada Didática para Ensaios de Motores Elétricos”. Artigo apresentado no Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, Uberlândia, 2014.

2 ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO E SUAS APLICAÇÕES

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta a teoria correspondente ao Motor de Indução Trifásico ou MIT, descreve o modelo matemático do comportamento do MIT diante de suprimento senoidal e o modelo ABC, destacando ainda os tipos de cargas industriais que são encontradas em ambientes industriais. Também são apresentados os resultados da simulação do MIT acionado por conversor de frequência.

Faz-se um estudo do princípio de funcionamento do conversor de frequência, levando em consideração a atuação de cada uma de suas partes, como o módulo CC-CA, as chaves de potência e a técnica de modulação de pulso.

Ainda, é apresentada a técnica de controle de velocidade escalar de malha aberta, ou controle V/f , dado ser esta normalmente disponível nos conversores frequência e indicada para acionar os tipos de cargas em estudo.

2.2 CARACTERÍSTICA CONSTRUTIVA DO MIT

Os motores de indução trifásicos são máquinas robustas, com utilização em grande escala na indústria, em aplicações tais como esteiras transportadoras, moinhos, trituradores, bombas hidráulicas, ventiladores, tornos, compressores, refrigeradores, condicionadores de ar, calandras, guias, etc.

O MIT é composto basicamente de um estator e um rotor. Podendo ser gaiola de esquilo ou anéis (rotor bobinado). O rotor gaiola de esquilo é idêntico ao utilizado em motores de indução monofásico, como pode ser observado na Figura 2.1.

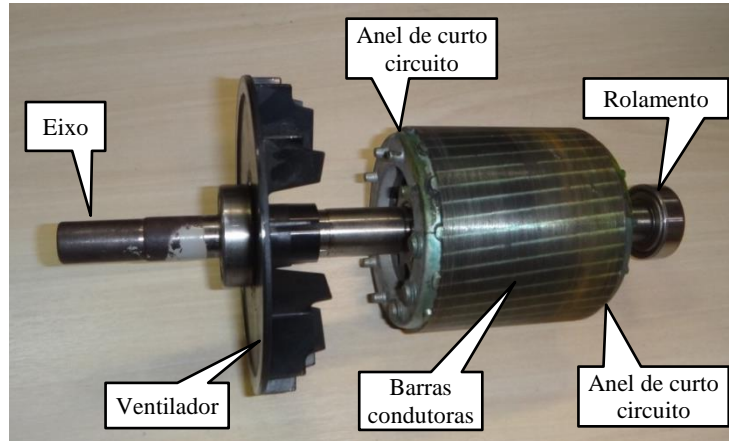


Figura 2.1 – Vista do rotor gaiola de esquilo de um MIT, o ventilador e o pacote rotórico.

O rotor gaiola de esquilo é o componente responsável pela transformação eletromecânica da energia por meio da indução eletromagnética, sendo constituído de um núcleo cilíndrico laminado com ranhuras paralelas axiais, nas quais se acomodam as barras condutoras onde são curto-circuitadas as duas extremidades por anéis, conforme mostra a Figura 2.2 [8].

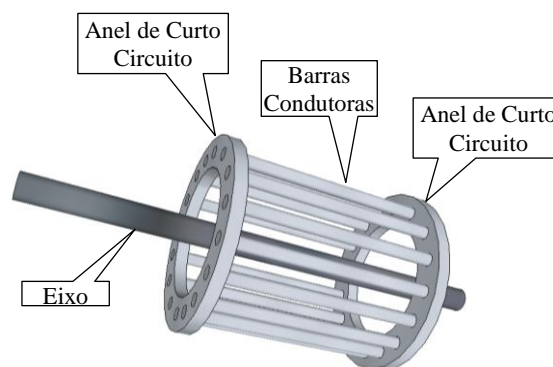


Figura 2.2 – Rotor gaiola de esquilo.

As ranhuras do rotor não são paralelas ao eixo, esta inclinação é feita para que o desempenho seja melhorado, tanto em termos magnéticos quanto mecânicos [9].

O estator é formado por chapas finas de aço magnético, com tratamento térmico para reduzir ao mínimo as perdas por correntes parasitas e histerese. Essas chapas têm o formato de anel com ranhuras internas de tal maneira que possam ser acondicionados os enrolamentos responsáveis pela criação do campo magnético da armadura (estator) [10], a Figura 2.3 mostra o estator de um MIT.

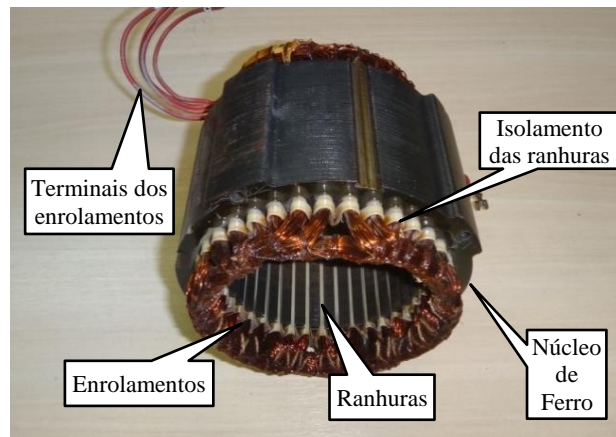


Figura 2.3 – Vista do estator de um MIT.

Em relação a parte construtiva, fazem parte do motor, ainda, as tampas dianteira e traseira, que servem de proteção, o ventilador que auxilia no resfriamento dos enrolamentos, os rolamentos, caixa de ligações e bem como a placa de identificação.

O rotor do motor de indução gira a uma velocidade ω_r menor do que a velocidade ω_s do campo magnético girante do estator. A velocidade ω_s do campo magnético girante do estator está relacionada com a frequência da rede e o número P de polos do motor de acordo com a equação (2.1).

$$\omega_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad [\text{RPM}] \quad (2.1)$$

Onde:

ω_s é a velocidade síncrona do motor em rotações por minuto;

f é frequência da rede de alimentação em Hertz;

p é o número de pólos do motor.

A diferença entre as duas velocidades é chamada escorregamento. Devido ao escorregamento, um campo magnético girante é induzido no enrolamento do rotor com velocidade angular ω_e e, da interação entre os campos magnéticos do estator e rotor resulta o conjugado eletromagnético do MIT que o faz girar. O escorregamento é tomado sempre em valores percentuais ou em p.u. da velocidade síncrona, conforme equação (2.2):

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \therefore n_r = n_s(1 - s) \quad (2.2)$$

Onde:

s é o escorregamento;

n_r é a velocidade do rotor do motor em RPM;

n_s é a velocidade do campo girante do motor em RPM;

A velocidade do rotor será dada em radianos por segundo e representada pela letra grega ω , sendo ω_r a velocidade do rotor em RPM. A relação entre as duas grandezas é dada pela equação (2.3) [9].

$$\omega = \frac{2\pi\omega_r}{60} \quad [\text{rad./s}] \quad (2.3)$$

2.3 O MODELO MATEMÁTICO PARA ALIMENTAÇÃO SENOIDAL

De forma a possibilitar uma análise do desempenho elétrico do MIT, é necessário o uso de modelos matemáticos do mesmo, sendo que duas estratégias são normalmente utilizadas: modelagem no domínio do tempo e no domínio da frequência.

A modelagem no domínio do tempo é feita através da resolução das equações diferenciais que governam o funcionamento do motor, permitindo assim a realização de estudos relacionados ao comportamento em regime permanente e transitório da máquina de indução.

Já o modelo no domínio da frequência, representa o motor de indução através de circuitos equivalentes que retratam as condições de funcionamento da máquina em regime permanente.

Dado que o presente trabalho visa estudar o MIT, pois esta é máquina escolhida para ser acoplada na bancada de ensaios de motores elétricos, assim será dada ênfase ao modelo do MIT no domínio da frequência, o qual é obtido a partir de certas considerações, quais sejam:

- Operação do motor em regime permanente;
- Simetria dos enrolamentos do estator;
- Simetria dos enrolamentos do rotor;
- Tensões e correntes puramente senoidais;
- Distribuição senoidal do fluxo magnético principal;
- Circuito equivalente do rotor referido ao estator;
- Comportamento linear do motor, ou seja, desconsiderando-se a saturação do núcleo magnético.

A Figura 2.4 mostra o circuito equivalente correspondente a uma fase do MIT.

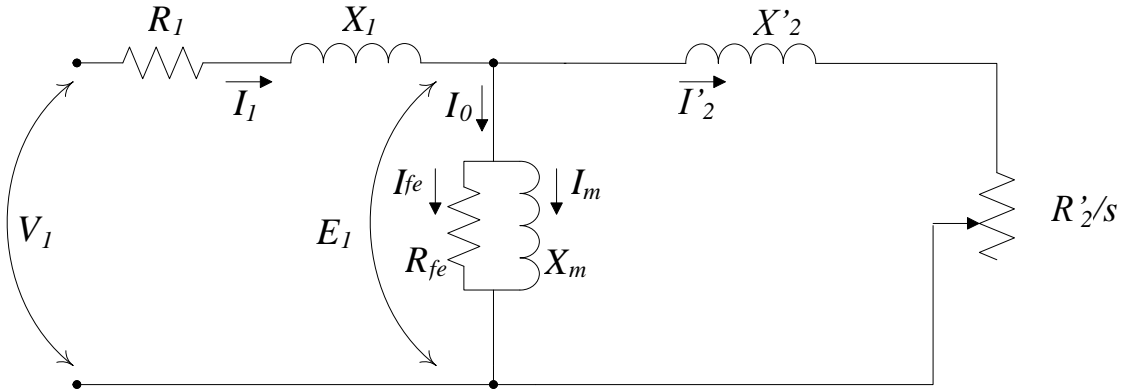


Figura 2.4 – Circuito equivalente correspondente a uma fase do motor de indução.

Onde:

V_1 é a tensão por fase aplicada ao motor;

E_1 é a tensão induzida pelo fluxo girante nos terminais do motor;

I_1 é a corrente do estator;

R_1 é a resistência ôhmica do enrolamento do estator;

X_1 é a reatância de dispersão do enrolamento do estator;

R_{fe} é a resistência equivalente às perdas magnéticas do estator;

X_m é a reatância de magnetização;

I_0 é a corrente a vazio;

I_{fe} é a corrente correspondente às perdas magnéticas do estator;

I_m é a corrente magnetizante;

R'_2 é a resistência de uma fase do enrolamento do rotor, referida ao estator;

X'_2 é a reatância de dispersão de uma fase do rotor, referida ao estator;

I'_2 é a corrente do rotor, referida ao estator.

Para o caso de variação da frequência da tensão de alimentação (sendo mantida sua forma senoidal), considerar-se-á que as resistências do estator e do rotor (R_1 e R'_2), bem como as indutâncias de dispersão do estator e do rotor, permanecem inalteradas.

Em contrapartida, dado que as reatâncias de dispersão do estator (X_1) e do rotor (X_2) e a reatância de magnetização (X_m) são obtidas em função da frequência nominal, estas variam de forma linear com a variação da frequência.

A partir do circuito equivalente por fase do MIT mostrado na Figura 2.1, pode-se facilmente chegar à determinação das grandezas elétricas e mecânicas apresentadas no APÊNDICE A.

As perdas totais da máquina são calculadas com o somatório de todas as perdas (P_{perdas}) expostas no APÊNDICE A, de acordo com a equação (2.4).

$$P_{perdas} = P_{c1} + P_{feS} + P_{c2} + P_{feR} + W_f + W_{LL} \quad [\text{W}] \quad (2.4)$$

Onde:

W_f é a perda por atrito e ventilação;

W_{LL} é a perda suplementar.

Para a melhor compreensão do balanço energético da máquina de indução, a Figura 2.5 mostra as componentes das perdas existentes, como também a potência de entrada e a de saída do MIT.

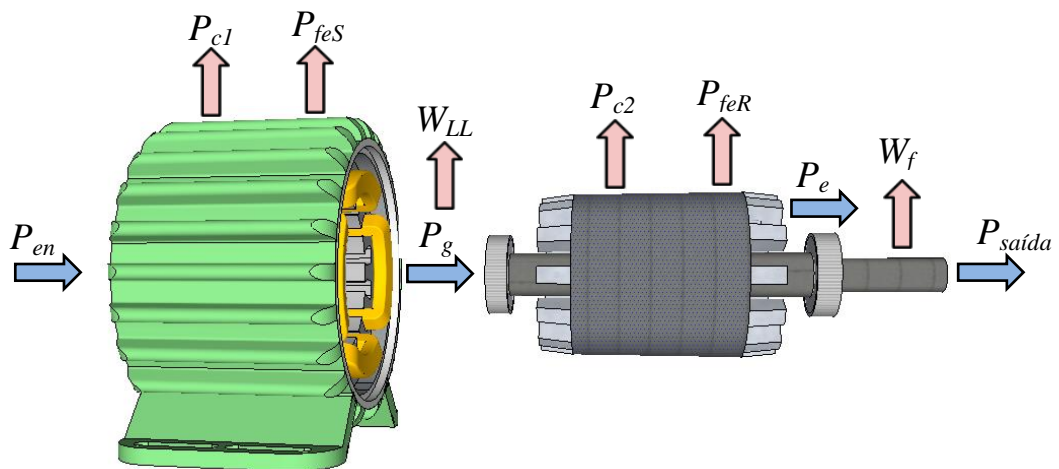


Figura 2.5 – Balanço energético do MIT.

As perdas adicionais (W_{LL}) também conhecidas como perdas suplementares em carga, ou “stray load losses”, são devido aos efeitos do fluxo magnético de dispersão nas diversas partes da máquina e requerem certa complexidade nos cálculos. Assim devido a dificuldade de representá-las, utiliza-se valores normalizados. Conforme [15], estas perdas equivalem a 0,5% da potência ativa de entrada.

O rendimento elétrico do MIT é definido pela razão entre sua potência útil de saída e sua potência elétrica consumida. A equação 2.5 mostra o cálculo do rendimento.

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_e} \quad (2.5)$$

Onde:

η é o rendimento do MIT.

A potência de saída ($P_{saída}$) é dada pela diferença entre a potência de entrada e potência das perdas como definido pela expressão (2.6).

$$P_{saída} = P_{en} - P_{perdas} \quad [\text{W}] \quad (2.6)$$

O conjugado desenvolvido no eixo (C_{eixo}) em Newton-metro é determinado pela expressão (2.7).

$$C_{eixo} = 9.549 \frac{P_{saída}}{n_r} \quad [\text{N.m}] \quad (2.7)$$

Onde:

n_r é a frequência de rotação do rotor em rpm.

A representação gráfica desta equação pode ter variadas configurações, dependendo principalmente do valor da resistência de uma fase do enrolamento do

rotor. A Figura 2.6 mostra uma curva característica típica de um MIT, rotor em gaiola, categoria N. No eixo das abscissas são tomados os valores da velocidade, em geral, em porcentagem ou p.u. da velocidade síncrona. No eixo das ordenadas são tomados os valores do conjugado, em geral, em porcentagem ou em p.u. do conjugado nominal. Além da característica do conjugado, a mesma figura mostra também a característica mecânica e uma carga mecânica constante que o motor está acionando.

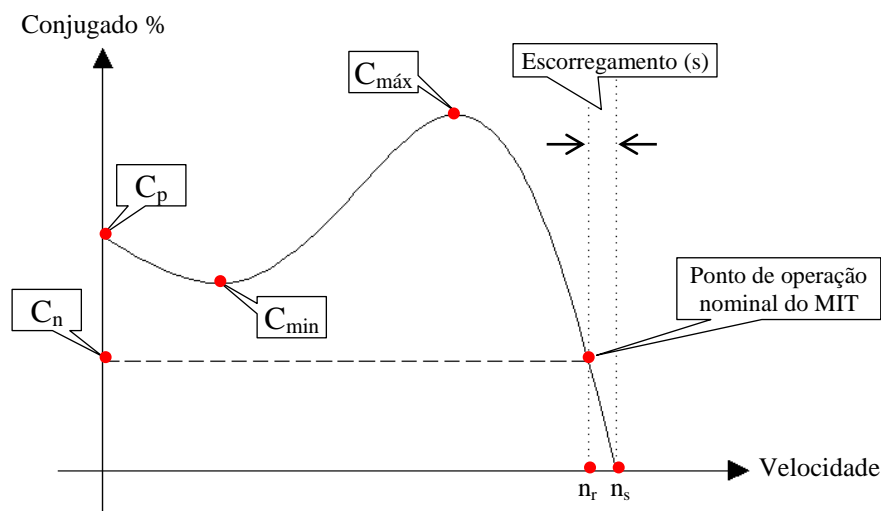


Figura 2.6 – Curva característica típica de um MIT de categoria N.

Os termos apresentados na Figura 2.6 são: C_p , C_{min} , C_{max} e C_n que são: Conjugado de partida ou conjugado com rotor bloqueado, Conjugado mínimo, Conjugado máximo ou conjugado crítico, Conjugado nominal ou de plena carga, respectivamente.

A NBR-7094, norma brasileira que fixa os requisitos básicos a serem atendidos pelos motores de indução, estabelece o que ela denomina de categoria dos MIT's de rotor em gaiola à qual estão associadas as grandezas de conjugado de partida, conjugado mínimo e conjugado máximo que, por sua vez, dependem do valor da resistência do rotor. Estas categorias receberam as designações N, H e D e as características de

conjugado típicas correspondentes estão mostradas na Figura 2.7. As configurações dependem do valor da resistência do rotor. Assim, por exemplo, um motor de categoria D possui uma resistência do rotor maior do que os de mesma potência e número de polos das demais categorias, sendo o de categoria N o de menor resistência [22].

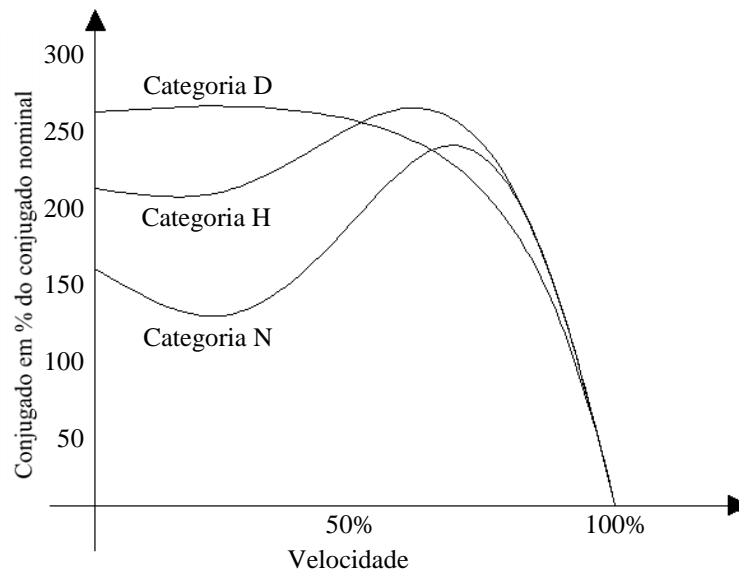


Figura 2.7 – Curvas típicas dos motores de categoria N,H e D.

Ainda segundo a NBR-7094, para que os motores elétricos sejam enquadrados em cada uma das categorias acima, eles devem satisfazer a valores mínimos de conjugados de partida, conjugado mínimo e conjugado máximo.

2.4 ACIONAMENTO ELETRÔNICO

O emprego de conversores de frequência em motores de indução de gaiola de esquilo é mais comum em aplicações industriais e comerciais de pequeno e médio porte.

Atualmente, o conversor de frequência, comumente é chamado na literatura de VSD (*Variable speed drive*), ASD (*Adjust Speed Drive*) ou AVV (Acionamento à velocidade variável). Aplicações para acionar cargas variadas são bem difundidas e há

oportunidades para economizar energia elétrica na substituição de válvulas e dampers para controlar a vazão por conversor de frequência, principalmente em cargas mecânicas com conjugado quadrático.

O acionamento de MIT através de conversores de frequência permite a operação no ponto ótimo. Este acionamento tem fácil instalação e confiabilidade na operação, bem como benefícios adicionais tais como, aumento da vida útil dos mancais e rolamentos através da variação de velocidade [13].

2.4.1 Conjunto Conversor de Frequência e MIT

O conversor de frequência foi escolhido para o estudo, devido a sua larga aplicação no acionamento de motores de baixa e média potência na indústria [14].

Para a geração das tensões aplicadas aos terminais do motor de indução, os modernos conversores de frequência VSI (*Voltage Source Inverters* ou fontes de tensão inversoras) adotam a técnica PWM (*Pulse Width Modulation* ou modulação por largura de pulso). O modelo em estudo de um conversor de frequência alimentando um MIT é mostrado na Figura 2.8.

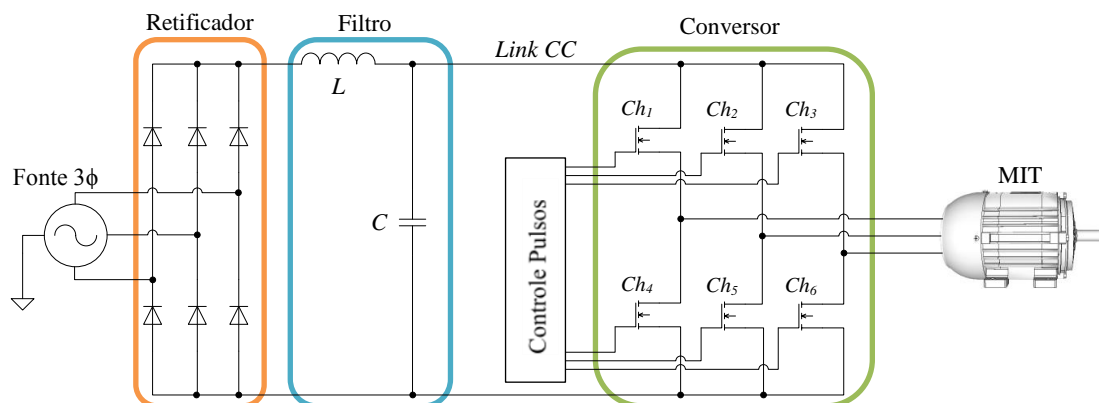


Figura 2.8 – Conjunto conversor e MIT.

Na Figura 2.8, a primeira etapa é composta pelo circuito retificador ou ponte retificadora não controlada, que converte a tensão alternada trifásica de entrada em tensão contínua sendo filtrada no circuito intermediário ou filtro. Esta tensão contínua alimenta a ponte conversora a IGBT's, na etapa final. A ponte conversora fornece um sistema de corrente alternada de frequência e tensão variáveis. Deste modo, um MIT acoplado pode ser operado com variação de velocidade.

A utilização de conversores estáticos de frequência atualmente compreende no método mais eficiente para controlar a velocidade dos motores de indução. Os conversores transformam a tensão da rede, de amplitude e frequência constantes, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis. Variando-se a frequência da tensão de alimentação, varia-se também a velocidade do campo girante e consequentemente a velocidade mecânica de rotação da máquina.

A NBR5383-1 estabelece critérios para o ensaio de motores alimentados com tensões puramente senoidais com distorções harmônicas totais (DHT) de no máximo 2%, mas em ambientes industriais encontram-se motores de indução trifásicos acionados por conversores de frequência cuja DHT é superior ao estabelecido.

Assim o MIT quando alimentado por um conversor de frequência PWM, tem seu rendimento diminuído, em relação a um motor alimentado por tensão puramente senoidal, devido ao aumento nas perdas ocasionado pelas correntes harmônicas. Em aplicações de motores de indução de gaiola com conversores de frequência, porém, deve ser avaliado o rendimento do sistema (conjunto conversor + motor) e não apenas do motor. A falta de uma norma que especifique o procedimento de ensaio para avaliação do rendimento do sistema (conversor + motor) permite que o ensaio seja realizado de diferentes maneiras. [11].

2.4.2 Modulação por Largura de Pulsos (PWM)

As técnicas de chaveamento modernamente utilizadas fazem uso da modulação por largura de pulso, ou PWM, que possibilitem a obtenção de formas de onda de tensão de saída de baixo conteúdo harmônico [16].

A modulação PWM é um processo que permite transferir informações contidas em sinais A e B para um sinal resultante C, conforme Figura 2.9.

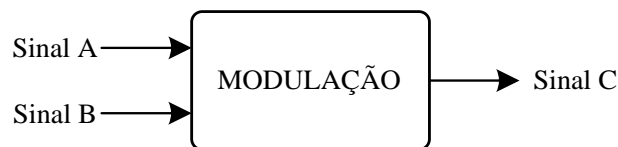


Figura 2.9 – Diagrama de bloco modulação.

O conversor permite transformar a tensão contínua obtida no *link CC* do conversor em trens de pulsos positivos e negativos com a mesma amplitude e zero com larguras variáveis. O valor eficaz do sinal resultante simula uma senóide, cuja amplitude e frequência podem ser modificadas através de uma técnica de controle da ponte conversora por ação do circuito de controle [17].

A técnica PWM realiza o controle de frequência e de tensão na saída do conversor, através do bloco de controle mostrado na Figura 2.8. A tensão de saída tem uma amplitude constante e através da comutação ou modulação por largura de pulsos controla-se a tensão eficaz [18].

Uma possibilidade de impor um sinal PWM ao motor é baseada nos pulsos de disparo que comanda as chaves estáticas e são determinadas através da comparação de três ondas moduladoras senoidais, VA, VB e VC, defasadas entre si de 120^0 , com uma portadora triangular, como mostrado na Figura 2.10.

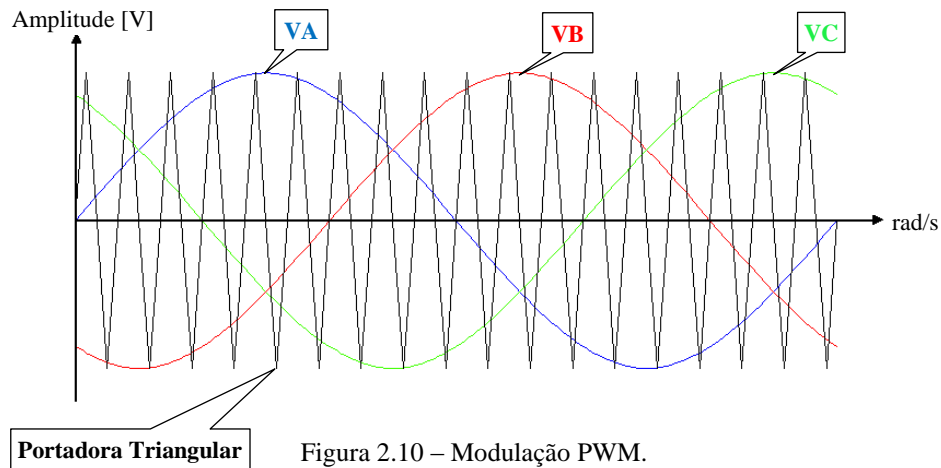


Figura 2.10 – Modulação PWM.

Os intervalos de tempo onde a amplitude da moduladora é menor que a amplitude da portadora triangular, define os intervalos de tensão nula, enquanto que quando a amplitude da moduladora é maior que a da triangular, determina-se trechos de pulsos de magnitude $+V_{CC}$ ou $-V_{CC}$.

Assim variando-se a magnitude e frequência dos sinais de referência, pode gerar diferentes frequências e tensões de linha eficazes nos terminais do motor, permitindo a variação da rotação com preservação das características do conjugado.

A frequência da moduladora senoidal determina a frequência fundamental de saída, enquanto que a frequência da onda triangular determina a frequência de comutação das chaves estáticas.

Como resultado da modulação, tem-se que a tensão fase-fase de saída do conversor de frequência é composta por um trem de pulsos por semiciclo de amplitude igual a tensão do *Link CC*. A Figura 2.11 mostra a tensão fase-fase de saída do conversor de frequência obtida por simulação.

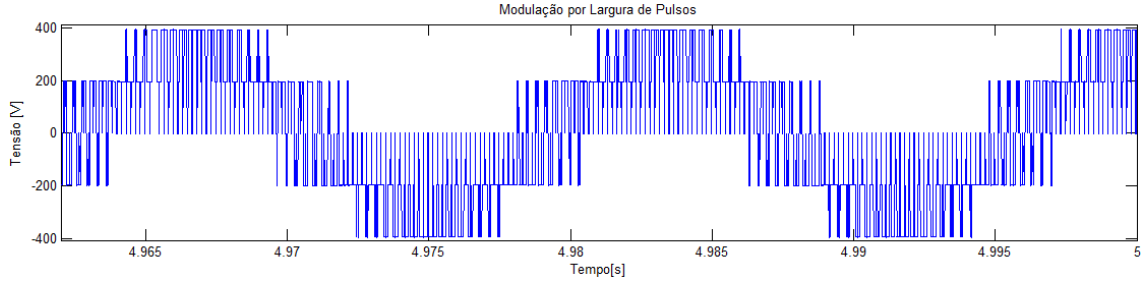


Figura 2.11 – Tensão fase-fase de saída do conversor obtido pela simulação.

A caracterização da tensão de saída do conversor de frequência é dada pela relação entre as amplitudes das ondas de referência (V_r) e moduladora (V_m), denominado índice de modulação (M_a), conforme equação (2.8).

$$M_a = \frac{V_r}{V_m} \quad (2.8)$$

A tensão eficaz de saída pode ser variada pela variação do índice de modulação M_a [16].

O índice de modulação em frequência (M_f) pode ser definido como sendo a razão entre a frequência da portadora (f_p) e a frequência do sinal modulante (f_m), conforme equação (2.9).

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.9)$$

Como resultado das tensões serem aproximadamente senoidais pela técnica PWM, as correntes absorvidas pelo motor também são aproximadamente senoidais.

2.4.3 Modulação Vetorial Espacial

A Modulação Vetorial Espacial (Space Vector Modulation – SVM) baseia-se na determinação dos períodos em que as chaves do conversor permanecem nos

estados “*on*” e “*off*” em função da posição instantânea do vetor espacial. Para realizar tal modulação é necessária uma referência trifásica, a qual pode ser obtida de um sinal de tensão, ou corrente, no controle do processo.

Atualmente a maioria dos conversores de frequência operam utilizando esta técnica, onde as principais vantagens da utilização da SVM destacam-se a redução do número de comutações das chaves, diminuindo assim o conteúdo harmônico na saída do conversor, possibilidade de modulação senoidal, baixa distorção harmônica, utilização de equações algébricas para o cálculo dos períodos de chaveamento, a saída do conversor apresenta uma modulação trifásica e equilibrada, entre outras [29].

2.5 TÉCNICA DE CONTROLE DE VELOCIDADE ESCALAR

O controle escalar é a técnica de controle que mantém a relação entre a tensão e a frequência constante, permanecendo constante o fluxo no estator. É aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a solicitações de conjugado e velocidade.

O controle é realizado em malha aberta e a precisão da velocidade é função do escorregamento do motor, que varia em função da carga, já que a frequência no estator é imposta. Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, alguns conversores de frequência possuem funções especiais como a compensação de escorregamento (que atenua a variação da velocidade em função da carga) e o *boost* de tensão (aumento da relação V/f para compensar o efeito da queda de tensão na resistência do estator), de maneira que a capacidade de conjugado do motor seja mantida. O controle escalar é o mais utilizado devido à sua simplicidade e devido ao fato de que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade [12].

O controle escalar é baseado na propriedade que o fluxo no entreferro, principal responsável pelo conjugado eletromagnético gerado pelo MIT, é mantido constante caso a relação tensão de alimentação pela frequência de alimentação seja mantida constante [20].

Conforme apresentado em [19], a relação que mantém constante a relação tensão/frequência ($\frac{V_{abc}^i}{f_i}$) é dada pela equação (2.10). A relação mantém constante o fluxo no entreferro (ϕ_{EF}) sabendo que não há variação do número de espiras efetivas (N_N) e no fator de empilhamento das bobinas (K_e).

$$\frac{V_{abc}^1}{f_1} = \frac{V_{abc}^2}{f_2} = \dots = \frac{V_{abc}^i}{f_i} = 4,44 \cdot N_N \cdot K_e \cdot \phi_{EF} \quad (2.10)$$

O conjugado eletromagnético é mantido constante a partir da equação (2.10). Isso é observado a partir da não variação do número de pares de pólos (P), da força magnetomotriz resultante do entreferro ($\sum |F_{mmEF}|$) e do ângulo entre as componentes de força magnetomotriz do estator e do rotor ($\delta_{F_{mmEF}}$), de acordo com a equação (2.11).

$$C_{ele} = \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right)^2 \cdot \phi_{EF} \cdot \sum |F_{mmEF}| \cdot \sin(\delta_{F_{mmEF}}) \quad (2.11)$$

A partir da estratégia de controle com variação de velocidade e garantias do bom funcionamento do MIT, é verificado que a modulação PWM é suficiente para o controle de velocidade do MIT, e o modelo do sistema de controle em malha aberta é apresentado na Figura 2.12.

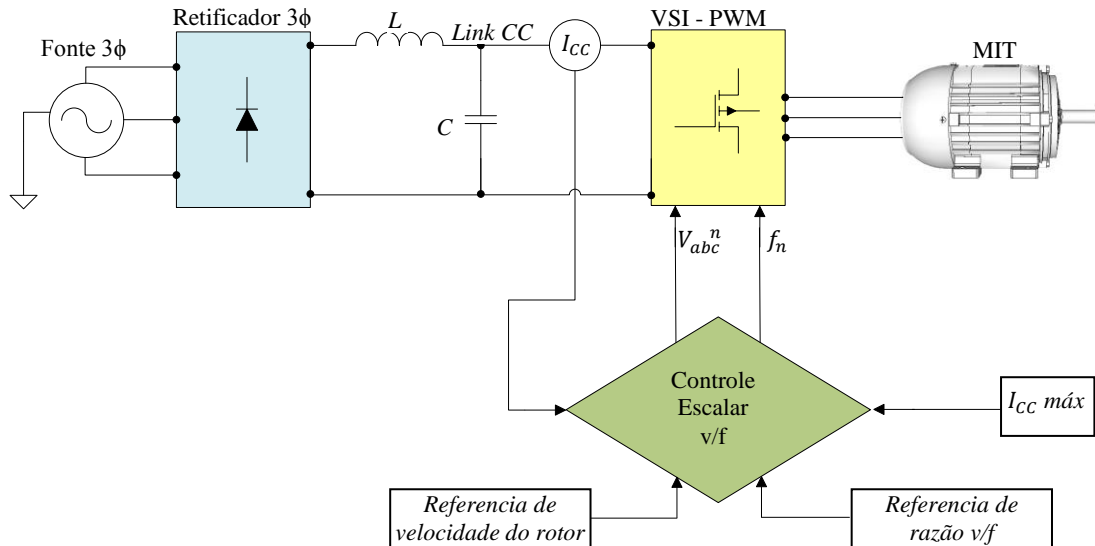


Figura 2.12 – Modelo de Controle Escalar de Velocidade em Malha Aberta

O sistema de controle necessita de uma razão V/f de referência, que é compensada pelas variações da corrente no *link CC* com a corrente máxima permitida.

A corrente no *link CC* também é responsável por monitorar a frequência de escorregamento, ou a velocidade das forças magnetomotrizes no entreferro. A partir desse enlace, é verificado o valor correto de frequência elétrica para o VSI PWM, com a compensação da velocidade do rotor e da frequência de escorregamento [20].

2.6 EQUAÇÃO FUNDAMENTAL DO ACIONAMENTO

Quando o conjunto acionador e máquina se põem em movimento, aparecem dois tipos de conjugados que podem ser diferenciados pelo seu modo de atuação: o primeiro atua no sentido de propagar e sustentar o movimento e o segundo atua no sentido de se opor a esta propagação e sustentação do movimento. Ao primeiro tipo, que se desenvolve no acionador, denomina-se de conjugado ativo ou conjugado motor; ao

segundo, que se desenvolve na máquina acionada, denomina-se de conjugado reativo ou resistente.

O conjugado resistente da máquina C_r é composto de duas parcelas: a primeira, conjugado útil, C_u , o conjugado que ela desenvolve ao realizar o trabalho para o qual foi construída, a segunda, é o conjugado originário do atrito entre as partes móveis e fixas da máquina, que se transforma em perdas, chamado de conjugado de atrito C_o , de acordo com a equação (2.12).

$$C_r = C_u + C_o \quad (2.12)$$

Quando há variação de velocidade, o conjugado desenvolvido pelo motor deve equilibrar, além do conjugado resistente desenvolvido pela máquina, o conjugado inercial C_i devido à inércia das massas do conjunto que se põem em movimento. Este conjugado é também um conjugado resistente, pois atua sempre no sentido inverso ao conjugado do motor. A sua expressão é dada por (2.13):

$$C_i = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.13)$$

Onde:

J é o momento de inércia das massas que estão em movimento rotativo.

Qualquer que seja a condição operacional do conjunto, os conjugados presentes durante a operação devem estar em equilíbrio, isto é, o conjugado motor é igual à soma de todos os conjugados resistentes. Este é o conceito fundamental sobre o qual se apoia toda a teoria do acionamento.

A partir dele pode-se estabelecer a equação fundamental do acionamento. A equação (2.13) parte do pressuposto de que o motor e a máquina acionada giram à mesma velocidade ω , ou seja, o acoplamento entre o motor e a máquina é um acoplamento direto, conforme indica a Figura 2.14.

$$C = C_r + C_i = C_r + J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.14)$$

Onde:

C representa o conjugado útil desenvolvido pelo motor, disponível no seu eixo, e J o momento de inércia de todas as massas em movimento, inclusive a massa do rotor do motor [23].

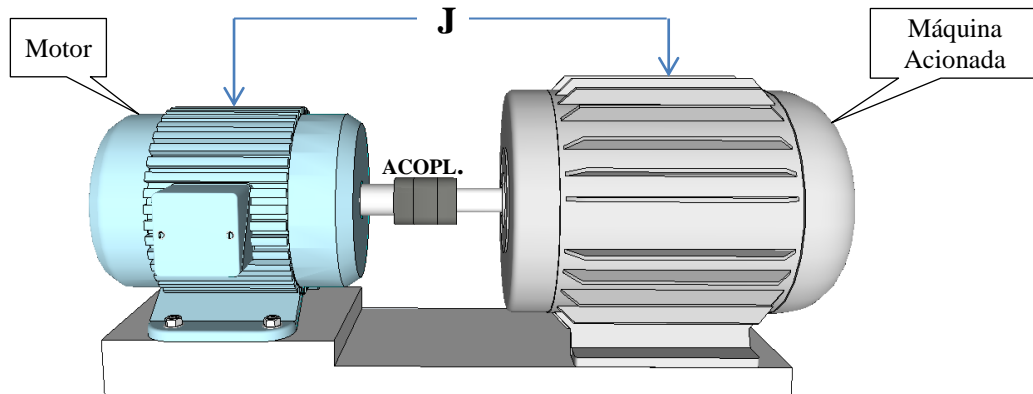


Figura 2.13 – Conjunto motor máquina com acoplamento direto

2.7 TIPOS DE CARGAS INDUSTRIAIS

As cargas industriais podem ser representadas por seus conjugados resistentes, ou seja, a carga resistente ao conjugado do motor. Os tipos de conjugados resistentes podem ser classificados por conjugado resistente constante, linear, parabólico, hiperbólico e indefinido [23].

De modo geral o conjugado resistente da carga obedece a equação (2.15):

$$C_r = C_{r0} + K_c \cdot \omega^x \text{ [N.m]} \quad (2.15)$$

Onde:

C_r é o Conjugado resistente na velocidade ω [N.m];

C_{r0} é o Conjugado resistente inicial [N.m];

K_c é a Constante de carga;

ω é a Velocidade do eixo [rad/s];

x é o Coeficiente que caracteriza o tipo de carga.

Em [28] é afirmado que uma carga mecânica requer uma determinada potência. De certa forma, isso equivale a afirmar que tal carga necessita de um determinado conjugado a uma dada velocidade de rotação. Ou seja, para um sistema dotado de movimento de rotação. A potência mecânica (P_{mec}) desenvolvida para acionar a carga é definida conforme equação (2.16).

$$P_{mec} = \omega \cdot C_r \text{ [W]} \quad (2.16)$$

De acordo com [28], as cargas mecânicas podem ser divididas em seis grandes grupos em função de suas características de conjugado versus velocidade:

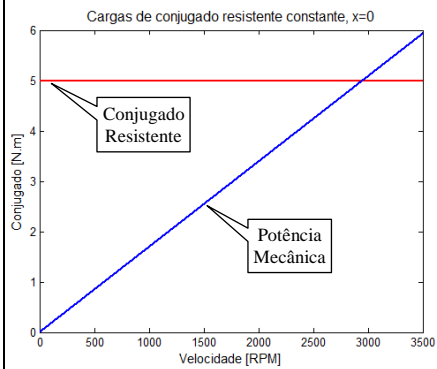
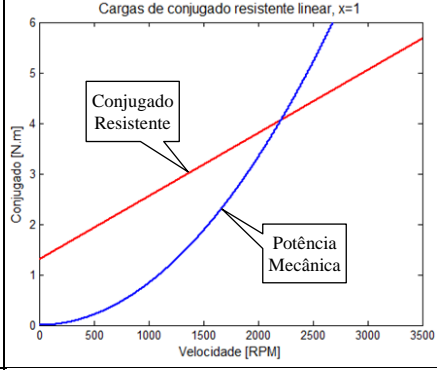
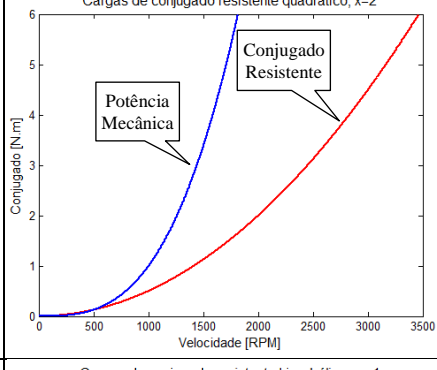
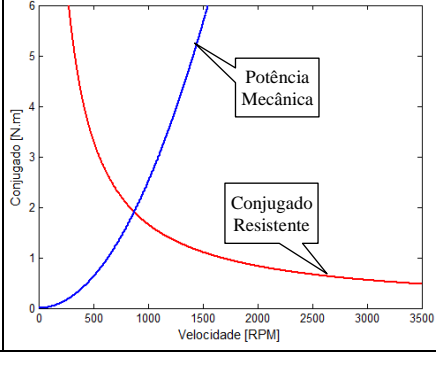
- Cargas que não solicitam conjugado;
- Cargas com conjugado não uniforme.
- Carga Constante;
- Carga Linear;
- Carga Quadrática;
- Carga Inversa.

As cargas que não solicitam conjugados também são denominadas de volantes e tem como propósito liberar a maior parte da energia cinética armazenada visando suprir picos de demanda de energia por parte da máquina acionada. Como exemplo desse tipo de carga, têm-se as prensas de perfuração e estampagem profundas, sendo ambas não hidráulicas [28].

Para o conjugado de carga que varia de maneira não uniforme com a rotação não se tem uma função matemática que descreva de forma satisfatória seu comportamento. De acordo com [28], tem-se como exemplo desse tipo carga, fornos rotativos de grande porte.

Na Tabela 2.1 são apresentadas as características dos demais tipos cargas mecânicas encontradas em ambientes industriais [27].

Tabela 2.1 – Características de cargas industriais.

Tipos de Cargas	Aplicações	Equação Conjugado	Equação Potência Mecânica	Gráficos
Cargas de conjugado resistente constante ($x=0$)	Compressores de pistão, transportadores, portões eletrônicos, etc.	$C_r = C_{r0} + K_c$ [N.m]	$P_{mec} = \omega \cdot (C_{r0} + K_c)$ [W]	
Cargas de conjugado resistente linear ($x=1$)	Geradores de excitação independente, misturadores de líquidos, etc.	$C_r = C_{r0} + K_c \cdot \omega$ [N.m]	$P_{mec} = C_{r0} \cdot \omega + K_c \cdot \omega^2$ [W]	
Cargas de conjugado resistente parabólico ($x=2$)	Ventiladores, bombas centrífugas, hélice de navios, etc.	$C_r = C_{r0} + K_c \cdot \omega^2$ [N.m]	$P_{mec} = C_{r0} \cdot \omega + K_c \cdot \omega^3$ [W]	
Cargas de conjugado resistente hiperbólico ($x=-1$)	Fresadoras, máquina ferramentas de corte, rolos laminadores de indústrias siderúrgicas, etc.	$C_r = C_{r0} + \frac{K_c}{\omega}$ [N.m]	$P_{mec} = \omega \cdot (C_{r0} + \frac{K_c}{\omega})$ [W]	

2.8 ESTUDO DA MÁQUINA SIMÉTRICA TRIFÁSICA

A máquina de indução trifásica com rotor bobinado é simétrica. Apresenta estruturas magnéticas cilíndricas tanto no rotor quanto no estator. Os enrolamentos, tanto no rotor quanto do estator são iguais entre si e igualmente defasados.

A máquina de indução com rotor em gaiola também é simétrica, pelas mesmas razões expostas. Porém o número de fases do rotor é superior a três. De fato, cada barra da gaiola constitui uma fase [21].

A Figura 2.14 mostra a máquina simétrica trifásica.

Onde:

ϕ_s é o ângulo medido a partir de uma referência fixa no estator;

ϕ_r é o ângulo medido a partir de uma referência fixa no rotor;

A definição de θ_r é dada pela equação (2.17):

$$\theta_r = \phi_s - \phi_r \quad (2.17)$$

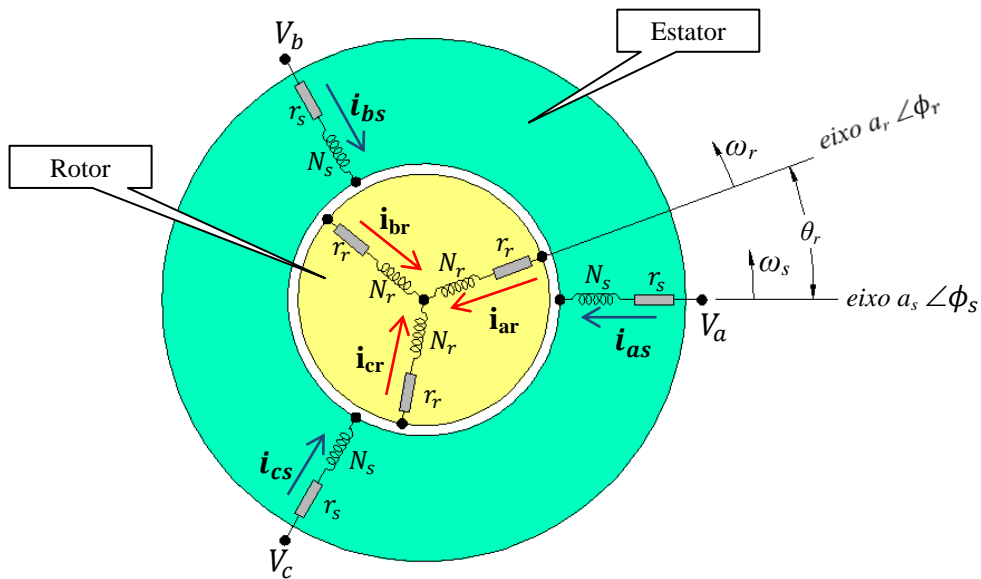


Figura 2.14 – Motor de indução trifásico

2.8.1 Força Magnetomotriz

A força magnetomotriz de cada fase do estator pode ser representada como uma distribuição espacial do ângulo ϕ_s , na forma das equações de (2.18) a (2.20).

$$fmm_{as} = \frac{N_s}{2} i_{as} \cos(\phi_s) \quad (2.18)$$

$$fmm_{bs} = \frac{N_s}{2} i_{bs} \cos(\phi_s - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.19)$$

$$fmm_{cs} = \frac{N_s}{2} i_{cs} \cos(\phi_s + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.20)$$

Admitindo um conjunto de correntes de fase equilibrado, temos as equações (2.21) a (2.23):

$$i_{as}(t) = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_e t) \quad (2.21)$$

$$i_{bs}(t) = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.22)$$

$$i_{cs}(t) = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.23)$$

A força magnetomotriz total produzida pelas correntes de estator é vista na equação (2.24).

$$fmm_s = fmm_{as} + fmm_{bs} + fmm_{cs} \quad (2.24)$$

A soma das três forças magnetomotrizes pulsantes geram o campo girante, que é uma onda de mesma frequência da rede de alimentação, assim a relação que representa uma onda viajante medida no entreferro é mostrada na equação (2.25).

$$fmm_s = \frac{3}{2} \frac{N_s}{2} \sqrt{2} I_s \cos[\omega_e t - \phi_s] \quad (2.25)$$

Sua velocidade angular é dada pela equação (2.26), sendo ω_e dado pela equação (2.27).

$$\frac{d}{dt} [\omega_e t - \phi_s] = 0 \quad (2.26)$$

$$\Rightarrow \frac{d\phi_s}{dt} = \omega_e \quad (2.27)$$

Da mesma forma, pode-se demonstrar que a força magnetomotriz produzida pelas correntes equilibradas do rotor é dada pela equação (2.28).

$$fmm_r = \frac{3}{2} \frac{N_r}{2} \sqrt{2} I_r \cos[(\omega_e - \omega_r)t - \phi_r] \quad (2.28)$$

Onde:

$$\Rightarrow \frac{d\phi_r}{dt} = \omega_e - \omega_r \quad (2.29)$$

2.8.2 Equações das Tensões

Dado o circuito da Figura 2.14 e considerando a tensão induzida em cada enrolamento, dada pela variação temporal do fluxo concatenado com o mesmo, e a Lei das Tensões de Kirchhoff, obtém-se as equações de (2.30) a (2.35) em malha para os circuitos do rotor e do estator.

$$V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.30)$$

$$V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.31)$$

$$V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (2.32)$$

$$V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (2.33)$$

$$V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (2.34)$$

$$V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (2.35)$$

2.8.3 Indutâncias Próprias

Indutância própria, ou autoindutância é a propriedade de um condutor de gerar força eletromotriz sobre ele próprio quando submetido a uma corrente elétrica variável, ou seja, a indutância própria relaciona o fluxo concatenado a um enrolamento com a corrente elétrica que circula no mesmo enrolamento que produz este fluxo.

Se a máquina for simétrica, todas as indutâncias próprias de estator são iguais. O mesmo vale para o rotor. Assim podemos definir as indutâncias para o estator e rotor.

Estator:

- Indutância de dispersão: $L_{las} = L_{lbs} = L_{lcs} = L_{ls}$
- Indutância de magnetização: $L_{mas} = L_{mbs} = L_{mcs} = L_{ms}$
- Indutância própria: $L_{asas} = L_{bsbs} = L_{cscs} = L_{ms} + L_{ls}$

Rotor:

- Indutância de dispersão: $L_{ras} = L_{rbs} = L_{rcs} = L_{rs}$
- Indutância de magnetização: $L_{mar} = L_{mbr} = L_{mcr} = L_{mr}$
- Indutância própria: $L_{arar} = L_{brbr} = L_{cr cr} = L_{mr} + L_{lr}$

2.8.4 Indutâncias Mútuas

Indutância mútua é a razão entre a força eletromotriz induzida em um circuito e a taxa de variação de corrente em outro, ou ainda o fluxo magnético de um circuito com o tempo em virtude de correntes variáveis em circuitos vizinhos, o que provoca uma força eletromotriz induzida.

A indutância mútua entre os enrolamentos do estator são fixas, já que os eixos do estator são fixos. Para o rotor a indutância mútua entre seus enrolamentos também são fixas já que os eixos do rotor estão girando a mesma velocidade, ou seja, são fixos um em relação ao outro.

- Indutâncias mútuas estator-estator, definida pela equação (2.36).

$$L_{asbs} = L_{ascs} = L_{bscs} = L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}L_{ms} \quad (2.36)$$

- Indutâncias mútuas rotor-rotor, definida pela equação (2.37).

$$L_{arbr} = L_{arcr} = L_{brcr} = L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}L_{mr} \quad (2.37)$$

- Indutâncias mútuas estator-rotor:

Para maior facilidade de compreensão das equações para as indutâncias mútuas entre estator-rotor observe a Figura 2.14.

Note que o eixo do rotor é deslocado de um ângulo θ em relação ao eixo do estator, devido à inércia do rotor no momento da partida, podendo aumentar com o aumento da carga implicando no aumento do escorregamento. Assim temos as equações de (2.38) a (2.40).

$$L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscr} = L_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.38)$$

$$L_{asbr} = L_{bscr} = L_{csar} = L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.39)$$

$$L_{ascr} = L_{bsar} = L_{csbr} = L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.40)$$

2.8.5 Equações do Fluxo Concatenado

Para encontrarmos o fluxo concatenado de uma determinada fase deve-se levar

em consideração a indutância própria gerada pelo próprio enrolamento desta fase e todas as indutâncias mútuas geradas pelos outros enrolamentos. Para a fase A do estator e rotor, o fluxo concatenado é expresso pelas seguintes expressões (2.41) e (2.42).

$$\lambda_{as} = L_{asas} \cdot i_{as} + L_{asbs} \cdot i_{bs} + L_{ascs} \cdot i_{cs} + L_{asar} i_{ar} + L_{asbr} i_{br} + L_{ascr} \cdot i_{cr} \quad (2.41)$$

$$\lambda_{ar} = L_{aras} \cdot i_{as} + L_{arbs} \cdot i_{bs} + L_{arcs} \cdot i_{cs} + L_{arar} i_{ar} + L_{arbr} i_{br} + L_{arcr} \cdot i_{cr} \quad (2.42)$$

Podemos representar o fluxo concatenado do estator e do rotor usando notação matricial, bem como as tensões, correntes e resistências, de acordo com as equações (2.42) a (2.49) respectivamente.

$$\lambda_s = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{V}_r = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Assim, tem-se a forma abreviada das tensões no estator e rotor como mostra a equação (2.50)

$$\begin{cases} V_s = r_s \cdot i_s + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_s \\ V_r = r_r \cdot i_r + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_r \end{cases} \quad (2.50)$$

O comportamento do fluxo concatenado do estator e do rotor nas suas fases pode ser expresso pela equação (2.51).

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Na qual as matrizes das indutâncias são dadas pelas expressões (2.52) a (2.54).

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$L_{sr}(\theta_r) = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

A equação de conjugado (T) é definida pela equação (2.55).

$$T = i_{ar} \left(i_{as} \frac{dL_{asar}}{d\theta} + i_{bs} \frac{dL_{bsar}}{d\theta} + i_{cs} \frac{dL_{csar}}{d\theta} \right) + i_{br} \left(i_{as} \frac{dL_{asbr}}{d\theta} + i_{bs} \frac{dL_{bsbr}}{d\theta} + i_{cs} \frac{dL_{csbr}}{d\theta} \right) + i_{cr} \left(i_{as} \frac{dL_{ascr}}{d\theta} + i_{bs} \frac{dL_{bscr}}{d\theta} + i_{cs} \frac{dL_{cscr}}{d\theta} \right) \quad (2.55)$$

Na forma matricial, tem-se as expressões (2.56) e (2.57).

$$T = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$T = [i_s]^t \cdot \left\{ \frac{dL_{sr}(\theta)}{dt} \right\} \cdot [i_r] \quad (2.57)$$

Portanto, através desse processo de modelamento matemático, chegou-se às equações de tensão (equação (2.50)) e conjugado (equação (2.57)) do MIT.

2.9 SIMULAÇÃO

A partir das equações de 2.34 a 2.55 que modelam o comportamento dinâmico do MIT, foi desenvolvido o modelo do motor no simulink. Na Tabela 2.2 são apresentados os valores dos parâmetros do circuito equivalente do MIT em estudo, calculados a partir dos ensaios efetuados e das equações do modelo de regime permanente.

Tabela 2.2 – Parâmetros do motor trifásico simulado

PARÂMETRO	VALOR
Tensão de Alimentação	380V
Potência Nominal	3,0 HP
Número de Pólos	2
Frequência Nominal	60 Hz
R_1	2,86 Ω
X_1	3,845 Ω
R_{fe}	1066,54 Ω
X_m	81,66 Ω
R'_2	1,77 Ω
X'_2	3,845 Ω
$Xc_{Partida}$	3 – j14,5 Ω
J	0,003597 kg.m ²

Objetivando verificar as modelagens propostas até então, desenvolveu-se a simulação computacional utilizando as ferramentas de simulação de dispositivos semicondutores e de controle de eletrônica de potência, *SimPowerSystem*, uma toolbox integrante do software de simulação matemática *Simulink* que faz parte do ambiente de simulação *MatLab*.

O objetivo desta simulação é a validação do modelo matemático aplicado ao MIT, a Figura 2.12 mostra o modelo de controle escalar de velocidade em malha aberta utilizada no ambiente Simulink.

2.9.1 Modelagem no Ambiente MatLab/Simulink

Todo o sistema elétrico do motor em teste está sendo representado nesta simulação. Desde a fonte senoidal de alimentação, os conversores de potência, retificador não controlado e o conversor de frequência, conjugado de carga, e o MIT. A simulação acompanha os detalhes práticos da bancada experimental, devido aos diversos ajustes simulação/bancada realizados, e a simulação tem sido uma ferramenta de estudo e análise bastante eficiente na resolução das situações problemáticas encontradas na bancada, a Figura 2.15 mostra a simulação implementada.

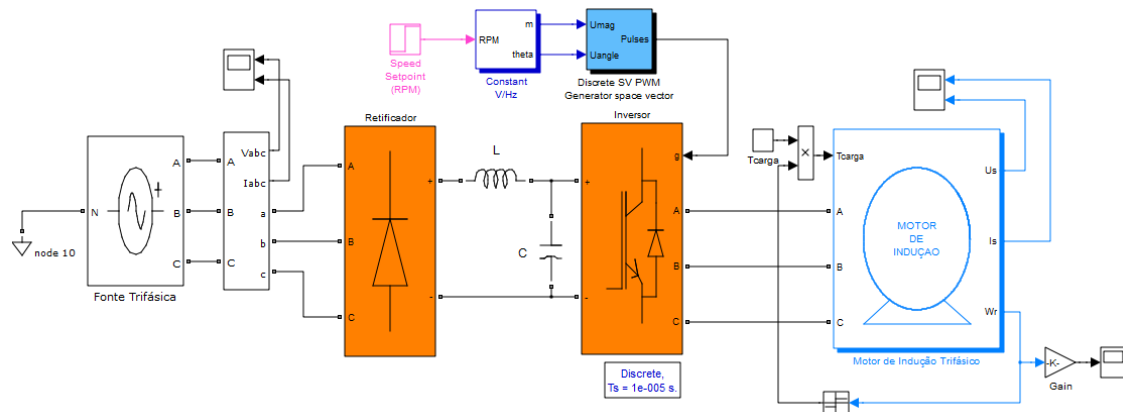


Figura 2.15 – Simulação MIT.

Nesta simulação para a manutenção do fluxo no entreferro constante, a tensão aplicada deve ser ajustada para diferentes frequências, assim o acionamento escalar com V/f deve permanecer constante.

A estratégia adotada é mantendo-se a tensão no *link CC* fixa (com uso do retificador trifásico não controlado), atuando-se, portanto, no índice de modulação do conversor de frequência. O retificador trifásico é constituído de diodos, e o conversor de

frequência é constituído de chaves IGBT com modulação por largura de pulso, PWM na frequência de 5kHz.

2.9.2 Resultados de Simulação

O modelo ilustrado na Figura 2.12 foi simulado para possibilitar a análise e compreensão das principais formas de onda de corrente e tensão em diferentes pontos do circuito. Para efeitos de simulação computacional, foi adotado um MIT cujos parâmetros são apresentados na Tabela 2.2.

A frequência da tensão imposta nesta condição pelo conversor de frequência foi de 60Hz com tensão nominal. A Figura 2.16 apresenta as formas de onda das tensões e na Figura 2.17 as correntes de entrada no conjunto conversor motor.

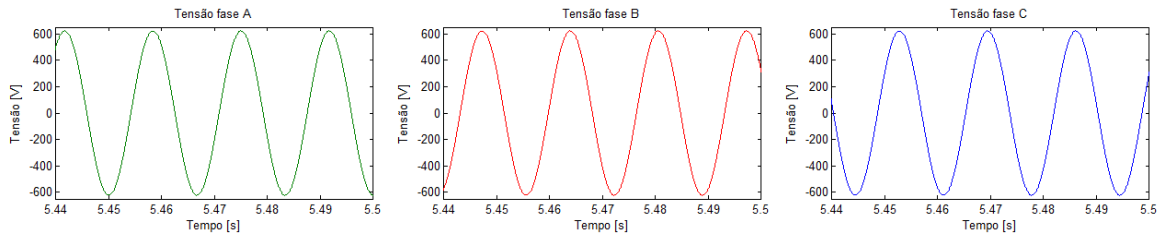


Figura 2.16 – Tensões de entrada do conversor de frequência

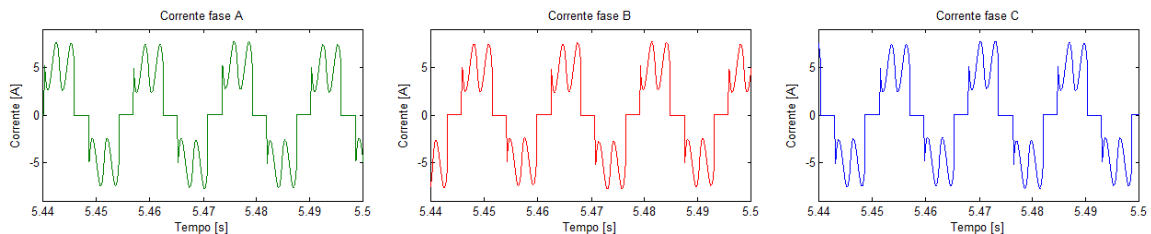


Figura 2.17 – Correntes de entrada do conversor de frequência

A inserção de carga mecânica foi imposta da seguinte forma: o motor parte a vazio e, em $t=4s$, aplica-se um degrau de carga nominal para este motor de 6,09N.m.

A figura 2.18 ilustra a resposta de velocidade para esta condição. Observa-se que o motor acelerou até atingir 3558 [RPM] e, quando o degrau de carga foi imposto em $t=4s$, a rotação caiu para 3475 [RPM], permanecendo neste valor até $t=6s$.

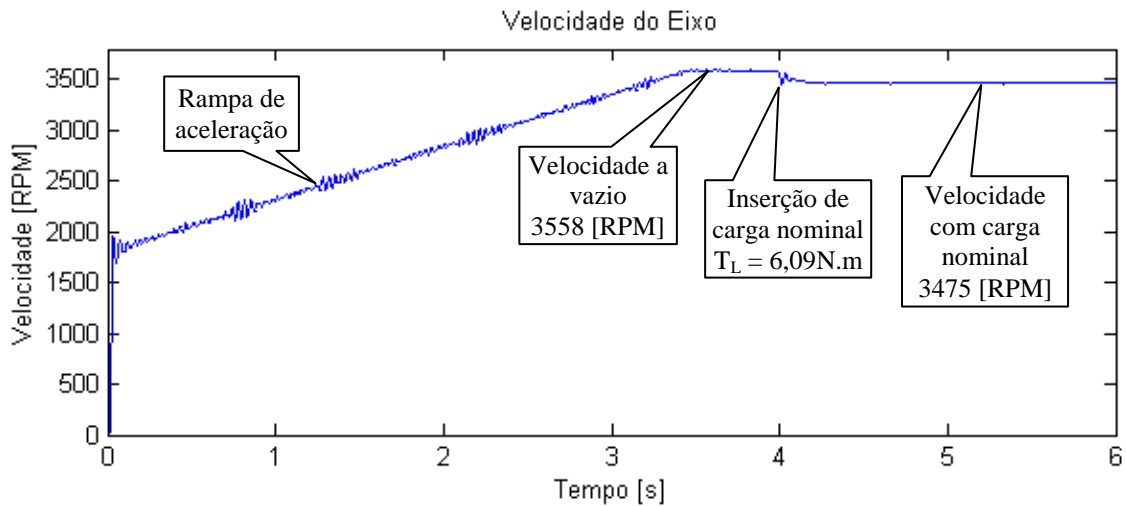


Figura 2.18 – Velocidade do eixo do MIT

Em função da modulação PWM em 5kHz a corrente do MIT é praticamente senoidal, sendo observados apenas pequenos ruídos devido ao chaveamento dos IGBT's. A Figura 2.19 mostra a forma de onda da corrente na linha de alimentação do MIT.

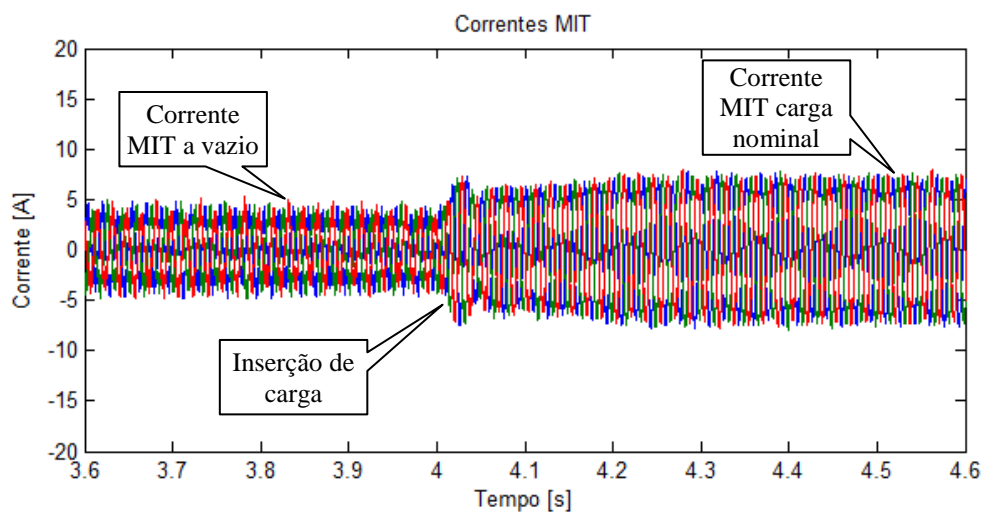


Figura 2.19 – Corrente de alimentação MIT

Pode-se ainda observar a variação na amplitude da corrente em função da mudança na carga mecânica acoplada ao motor no intervalo de tempo compreendido entre 4 e 6s.

Para melhor visualização a Figura 2.20 mostra em detalhes as formas de ondas das correntes com os ruídos de chaveamento das chaves do conversor de frequência que alimenta o MIT.

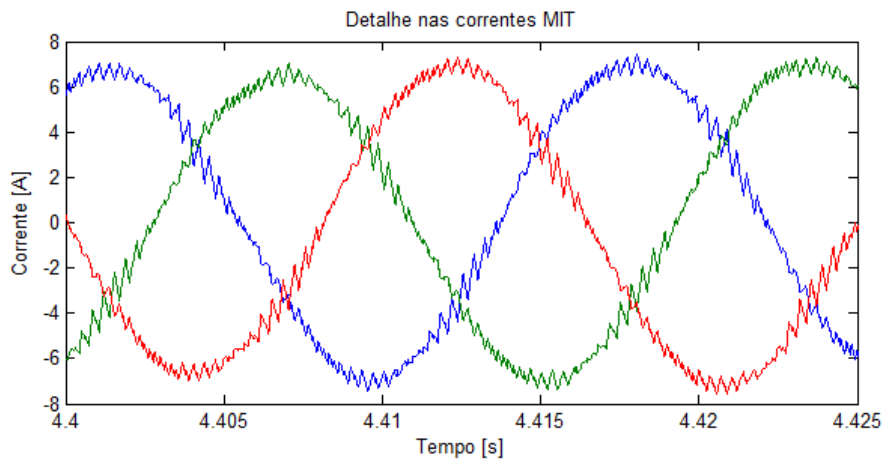


Figura 2.20 – Detalhe corrente do MIT

A Figura 2.21 mostra o conjugado eletromagnético produzido pelo MIT e o conjugado resistente imposto. Pode-se observar que, nos instantes iniciais, o conjugado produzido pelo motor é superior ao conjugado de carga, acelerando o MIT até que o mesmo chegue próximo à velocidade síncrona que, para frequência de 60 Hz é de 3600 [RPM]. Do início até o instante de $t=4s$, o conjugado produzido pelo MIT é aquele necessário para vencer apenas o atrito viscoso. Ao ser imposto um degrau de carga de 6,09 N.m em $4s \leq t \leq 6s$, o MIT passa a produzir conjugado para contrabalancear o atrito e o conjugado de carga.

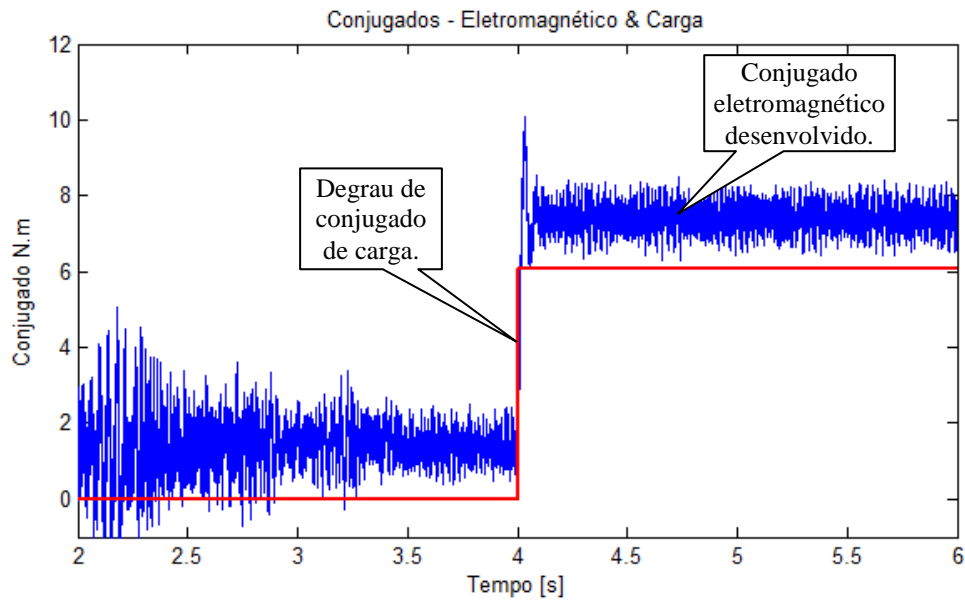


Figura 2.21 – Conjugado de carga e conjugado eletromagnético.

2.10 CONCLUSÃO

Foi apresentado o desenvolvimento de um modelo matemático para o MIT acionado por conversor de frequência com controle escalar e conferido no ambiente MATLAB/SIMULINK. Os resultados apresentados até então foram somente de simulação, porém, apresentaram-se consistentes em relação àqueles esperados.

O motor de indução pelas suas bem conhecidas características, como robustez, baixo custo de construção e manutenção, confiabilidade e outras, domina o leque de aplicações em ambientes industriais no acionamento de diversos tipos de cargas mecânicas.

Discorreu-se, também, sobre os métodos de controle escalar, a modulação por largura de pulsos – PWM, a modulação vetorial espacial (SVM) e os tipos de cargas mecânicas comumente encontradas nos ambientes industriais.

3 A BANCADA DE ENSAIOS DE MOTORES ELÉTRICOS

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta a bancada de ensaios de MIT, que tem como objetivo simular várias situações de carga, analisando a operação em velocidade variável, destacando suas principais características construtivas, componentes e subsistemas.

3.2 A BANCADA DE ENSAIOS

A filosofia de projeto desta bancada de ensaios tem como princípio integrar os diversos subsistemas de instrumentação, acionamento e controle das máquinas elétricas envolvidas. Desta forma, é possível realizar a medida de tensão aplicada nas bobinas do estator, correntes de estator, velocidade e conjugado. A bancada permite a determinação da potência ativa de entrada, potência de saída, obtenção direta e dinâmica das curvas de conjugado sob diferentes condições de funcionamento e curvas do rendimento.

A bancada de ensaios de MIT é composta por diversos elementos identificados a seguir:

- Base metálica;
- Placa de aquisição de dados;
- Conversor de frequência;
- Fonte 3 ϕ de alimentação;
- Sensores de efeito Hall;

- Transdutor de conjugado;
- Encoder em quadratura;
- Máquina de Corrente Contínua;
- Microcomputador.

A Figura 3.1 apresenta o diagrama funcional dos elementos citados que compõem a bancada.

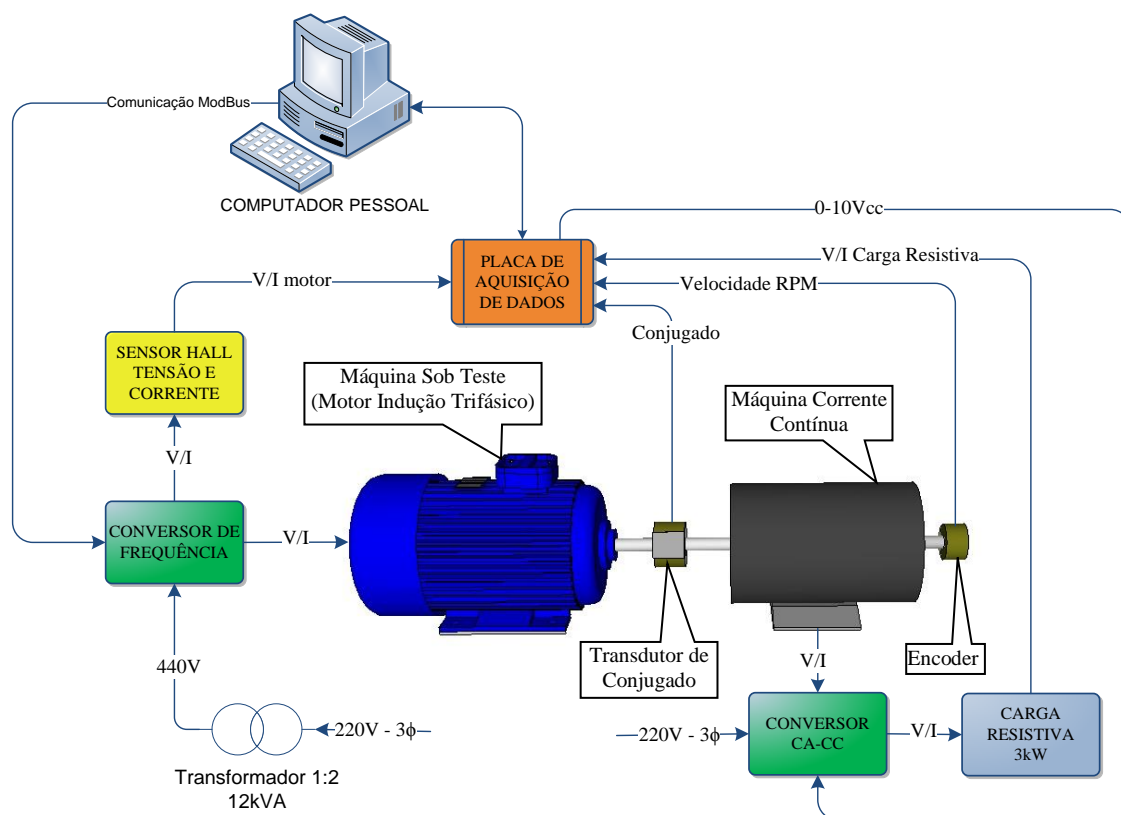


Figura 3.1 – Diagrama em blocos da bancada de ensaios.

3.3 SUBSISTEMAS DA BANCADA DE ENSAIO

A seguir são descritos os subsistemas que compõe da bancada de ensaios de MIT.

3.3.1 A Base Metálica

A base metálica foi projetada para ensaios de motores elétricos com potência inferior a 5CV com diversos tipos de carcaças, uma vez que ela permite o ajuste de posicionamento do motor sob teste de acordo com o seu tamanho, além do seu travamento realizado por um conjunto mecânico em uma plataforma móvel. Toda estrutura da base metálica foi montada com chapas de aço carbono com espessura de $\frac{1}{2}$ " polegada de forma a reduzir a vibração do sistema quando em funcionamento. A Figura 3.2 apresenta o desenho da base metálica da bancada.

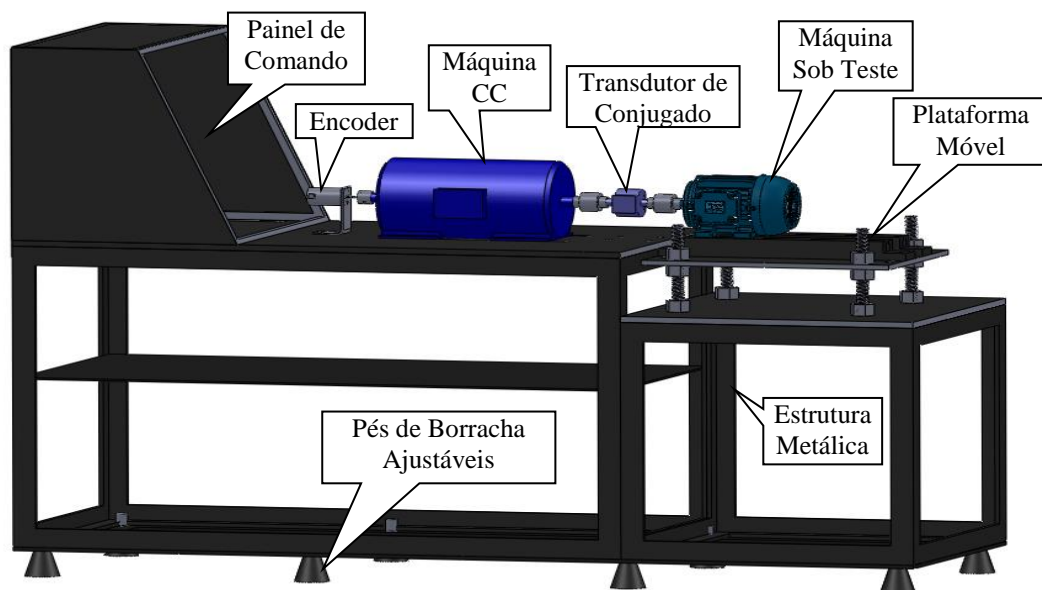


Figura 3.2 – Base metálica da bancada de ensaios de motores de indução trifásico.

A bancada possui pés de borracha ajustáveis para compensar pequenos desníveis do piso onde a mesma será instalada, afim de não comprometer o alinhamento dos eixos das máquinas com o transdutor de conjugado.

3.3.2 O Painel de Controle

O painel de comando frontal da bancada de ensaios foi desenvolvido levando em consideração a segurança com eletricidade para o usuário, pois o circuito elétrico que compõe a bancada é dotado de elementos de proteção contra falhas e curto circuito. Também possui dois botões de emergência que podem ser usados em uma eventual necessidade desligando totalmente a bancada da rede elétrica.

A disposição e as informações no painel frontal da bancada foram elaboradas de forma didática, onde o estudante poderá encontrar com facilidade as informações necessárias no momento dos testes e ensaios. Na Figura 3.3 é possível visualizar o painel frontal de comando da bancada.

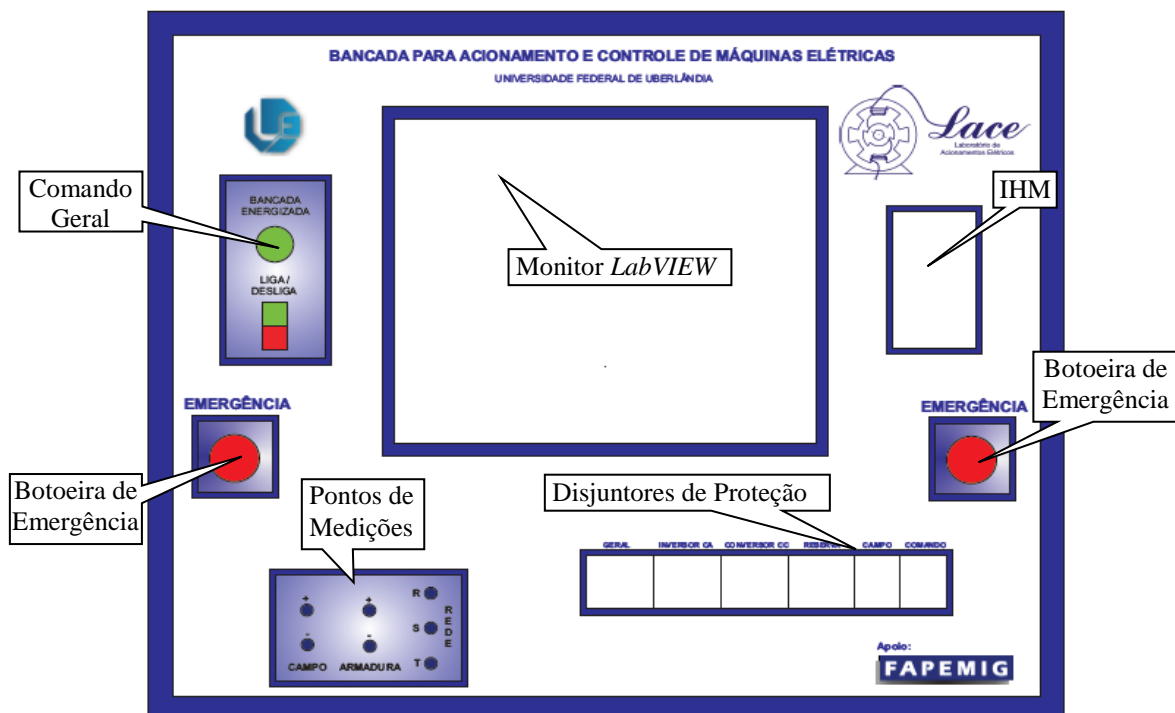


Figura 3.3 – Painel frontal de comando da bancada.

3.3.3 Conversor de Frequência

O conversor de frequência utilizado na bancada é o CFW-09 fabricado pela WEG e é o responsável pelo ajuste de velocidade do motor de indução trifásico. Suas principais características são:

- Alimentação trifásica de entrada: 380 a 460V;
- Tensão de saída: 0 a 380V;
- Corrente Máxima: 10A;
- Frequência de Chaveamento: 5kHz.

A Figura 3.4 apresenta as conexões de potência e aterramento.

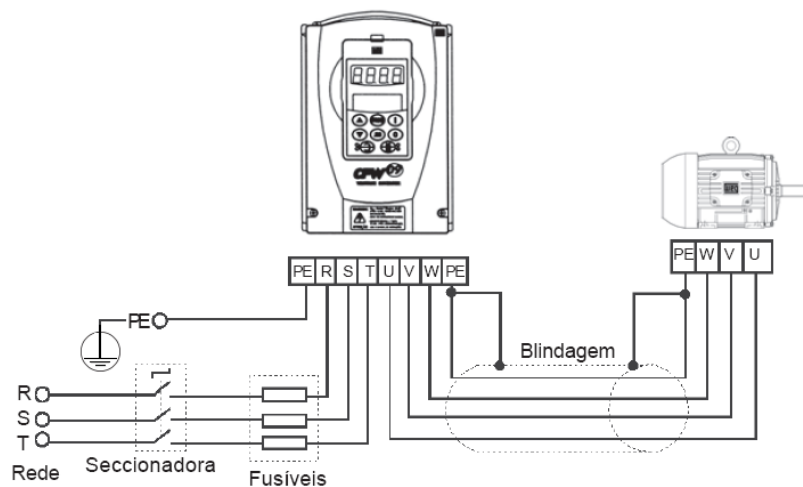


Figura 3.4 – Conexões de potência e aterramento – Fonte: WEG.

3.3.3.1 A Comunicação *ModBus*

Com o objetivo de realizar a leitura e modificação dos parâmetros do conversor através do computador, foi acoplada ao conversor uma placa de comunicação serial. O uso desta placa possibilita a comunicação entre o conversor de frequência e o

computador através do protocolo de comunicação industrial *ModBus*. Este protocolo define uma estrutura de mensagens composta por *bytes*, que o conversor é capaz de reconhecer. O bloco de informação (*frame*) é apresentado na Tabela 1.

Tabela 3.1 - Frame *Modbus*.

Início de <i>Framing</i>	Endereço do Escravo	Função <i>Modbus</i>	Dados para o Escravo	<i>Checksum</i>		Fim de <i>Framing</i>
TInício	1 <i>char</i>	1 <i>char</i>	N <i>chars</i>	CRC-	CRC+	TFim

A comunicação é realizada através da técnica mestre-escravo, onde apenas o dispositivo mestre, no caso o computador, pode iniciar a comunicação. O dispositivo escravo, o conversor, responde enviando os dados solicitados pelo mestre. O protocolo *Modbus* estabelece o formato da comunicação, definindo:

- Endereço do escravo
- Código da função, que indica qual ação deve ser realizada pelo escravo
- Parâmetros ou dados pertinentes à função definida
- Um campo de *checksum* que tem a finalidade de verificar a integridade da mensagem enviada

A resposta do escravo é gerada de forma similar, entretanto, obedece ao formato correspondente à função recebida pelo mestre que basicamente define:

- Confirmação correspondente à função realizada
- Parâmetros ou dados pertinentes à função solicitada
- Um campo de *checksum*

Quando ocorre um erro na comunicação ou se o conversor não estiver apto para atender à função requisitada, ele monta e envia uma mensagem de exceção (*exception*) justificando o seu não atendimento. A Tabela 3.2 apresenta as funções de leitura e escrita do protocolo *ModBus* utilizadas neste trabalho.

Tabela 3.2 – Tipos de funções do protocolo *ModBus*.

FUNÇÃO MODBUS	DESCRIÇÃO
Função 01 - <i>ReadCoils</i>	Lê o conteúdo de um grupo de bits internos que necessariamente devem estar em sequência numérica.
Função 03 - <i>Read Holding Register</i>	Lê o conteúdo de um grupo de registradores que necessariamente devem estar em sequência numérica.
Função 05 - <i>WriteSingle Coil</i>	Escreve um valor para um único bit.
Função 06 - <i>Write Single Register</i>	Escreve um valor para um único registrador de 16 bits.
Função 15 - <i>Write Multiple Coils</i>	Escreve valores para um grupo de bits, que devem estar em sequência numérica.
Função 16 - <i>Write Multiple Registers</i>	Escreve valores para um grupo de registradores, que devem estar em sequência numérica.

A seguir é apresentado através da Tabela 3.3 o uso da função *ModBus ReadCoils*. Esta função possui a seguinte estrutura para os telegramas de leitura e resposta (os valores são sempre hexadecimal, e cada campo representa um *byte*):

Tabela 3.3 – Uso da função *ReadCoils*

Pergunta (Mestre)	Resposta (Escravo)
Endereço do escravo	Endereço do escravo
Função	Função
Endereço do bit inicial	Campo Byte Contador
Endereço do bit inicial	Byte 1
Número de bits	Byte 2
Número de bits	Byte 3
CRC-	CRC-
CRC+	CRC+

Cada *bit* da resposta é colocado em uma posição dos *bytes* de dados enviados pelo escravo. O primeiro *byte*, nos *bits* de 0 a 7, recebe os 8 primeiros *bits* a partir do endereço inicial indicado pelo mestre. Os demais *bytes* (caso o número de bits de leitura for maior que 8), continuam a sequência. Caso o número de *bits* lidos não seja múltiplo de 8, os *bits* restantes do último byte são preenchidos com 0 (zero).

A Tabela 3.4 apresenta um exemplo de leitura dos bits de estado para habilitação geral (*bit* 1) e sentido de giro (*bit* 2) do Conversor de frequência CFW-09 utilizando a função *ModBus ReadCoils*.

Tabela 3.4 – Exemplo de aplicação da função *ReadCoils*

Pergunta (Mestre)		Resposta (Escravo)	
Campo	Valor	Campo	Valor
Endereço do escravo	01h	Endereço do escravo	01h
Função	01h	Função	01h
Endereço do bit inicial (baixo)	00h	Byte Contador	01h
Endereço do bit inicial (alto)	01h	Estado dos bits 1 e 2	02h
Número de bits (baixo)	00h	CRC-	D0h
Número de bits (alto)	02h	CRC+	49h
CRC-	ECh		
CRC+	0Bh		

No exemplo, a resposta do escravo (estado dos bits 1 e 2) foi 02h, que em binário tem a forma 0000 0010. Como o número de bits lidos é igual a 2, somente interessa os dois *bits* menos significativos, que possuem os valores “0 = desabilitado geral” e “1 = sentido e giro horário”. Os demais bits, como não foram solicitados, são preenchidos com 0 (zero).

O aplicativo que gerencia a comunicação foi desenvolvido em linguagem LabVIEW™ (Apêndice C). Ele permite ler e modificar qualquer parâmetro no conversor de frequência e assim estabelecer rotinas como rampa de aceleração e desaceleração, ligar e desligar a máquina primária, limites de velocidade, corrente, tensão entre outras.

A Figura 3.5 apresenta o conversor de frequência utilizado na bancada.



Figura 3.5 – Conversor de frequência CFW-09 – Fonte: WEG.

A Tabela 3.5 apresenta os principais parâmetros do conversor que podem ser acessados ou modificados pelo computador via comunicação *ModBus*, através do aplicativo desenvolvido.

Tabela 3.5 – Principais parâmetros do conversor acessados via *ModBus*.

PARÂMETRO	DESCRIÇÃO
P000	Libera o Acesso Para Alteração do Conteúdo dos Parâmetros
P100	Tempo de Aceleração do motor
P101	Tempo de Desaceleração do Motor
P133	Referência de Velocidade Mínima
P133	Velocidade Máxima do Motor
P136	Boost de Torque - Atua em baixas velocidades, aumentando a tensão de saída do conversor para manter o conjugado constante, na operação V/F.
P202	Tipo de controle (V/F 60Hz, V/F 50Hz, Vetorial Sensorless, Vetorial c/ Encoder)
P220	Seleção Fonte (LOCAL/REMOTO)
P223	Seleção do Sentido de GIRO
P295	Corrente Nominal do Conversor de Frequência
P296	Tensão de Entrada do Conversor de Frequência
P400	Tensão nominal do Motor
P401	Corrente nominal do Motor
P402	Velocidade nominal do Motor
P403	Frequência nominal do Motor
P404	Potência nominal do Motor

3.3.4 Placa de Aquisição de Dados

Para conversão dos sinais analógicos, condicionados por transdutores, em sinais digitais, foi utilizada uma placa de aquisição de dados da *NI (National Instruments)*, modelo DAQ NI6229. Sua instalação é realizada internamente no computador pelo barramento *PCI Express*. Suas principais características são:

- 32 entradas analógicas de 16 *bits*
- 04 saídas analógicas de 16 *bits*
- 48 entradas e saídas digitais
- Taxa máxima de aquisição de 1,25MS/s

A placa de aquisição é apresentada na Figura 3.6.

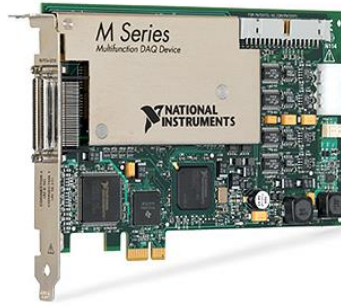


Figura 3.6 – Placa de aquisição de dados.

3.3.5 Transdutores de Efeito Hall

Os transdutores utilizados convertem um sinal analógico a ser medido em um sinal de tensão, também analógico de amplitude menor para que possa ser digitalizado pela placa de aquisição de dados. Seu princípio de funcionamento está baseado no efeito Hall.

Este efeito foi descoberto por um jovem estudante em 1879, chamado Edwin H. Hall. Ele observou que se uma placa fina de ouro for colocada em um campo magnético perpendicular à sua superfície, uma corrente elétrica fluindo ao longo da placa pode causar uma diferença de potencial em uma direção perpendicular tanto ao campo magnético quanto à corrente como apresentado na Figura 3.7.

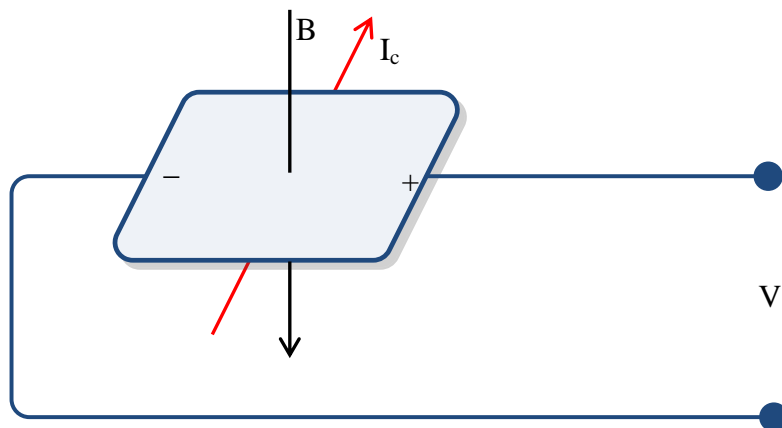


Figura 3.7 – Representação do efeito Hall.

Este fenômeno, chamado de efeito Hall, acontece porque as partículas eletricamente carregadas (neste caso, elétrons) movendo-se em um campo magnético são influenciadas por uma força e defletidas lateralmente. O efeito Hall pode ser usado para determinar a densidade dos portadores de carga (elétrons, negativos; ou buracos, positivos) em condutores e semicondutores [24].

3.3.5.1 Placa Condicionadora de Sinais

Uma placa condicionadora de sinais foi construída para adequar os sinais de corrente e tensão dos motores elétricos ensaiados aos níveis nominais da placa de aquisição. A placa é composta por quatro sensores Hall de tensão modelo LV25P e quatro sensores Hall de corrente modelo LA25P ambos da fabricante LEM. Não foi utilizado um transdutor de potência pelo fato de ser possível obter a potência elétrica no motor através de cálculos matemáticos, aplicados aos valores instantâneos de corrente e tensão obtidos por meio dos transdutores hall. Com a placa condicionadora de sinais, é possível a medição de tensões e correntes com terras isolados, a precisão dos sensores de efeito Hall é de $\pm 5\%$. A Figura 3.8 apresenta a placa condicionadora de sinais.

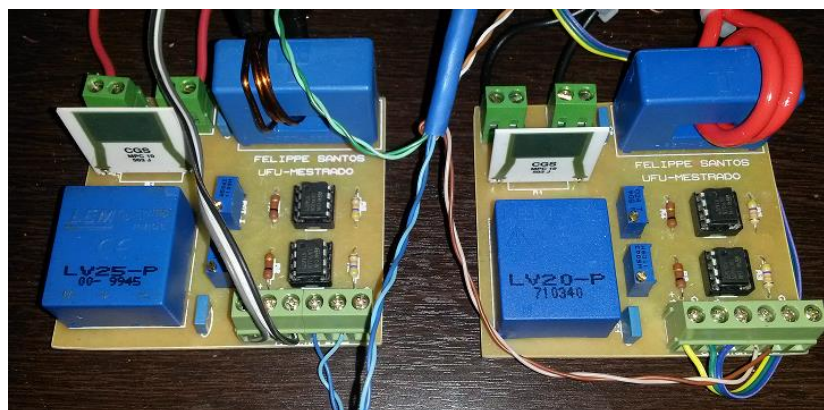


Figura 3.8 – Placa condicionadora de sinais.

A Figura 3.9 apresenta o esquema de ligação dos transdutores de tensão (a) e corrente (b) por efeito hall utilizados na placa condicionadora de sinais.

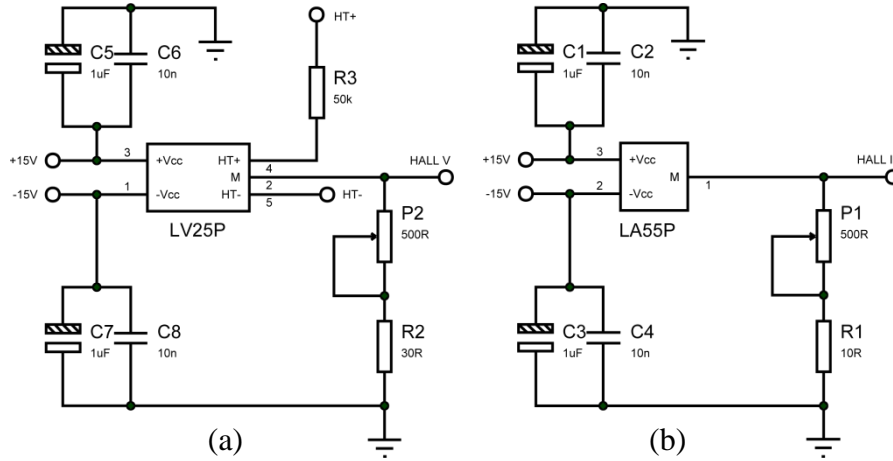


Figura 3.9 – Esquema dos transdutores de tensão (a) e corrente (b) por efeito hall

Os sinais de saída da placa condicionadora são aplicados na entrada da placa de aquisição de dados e posteriormente são processados os dados através do aplicativo gerenciador de ensaios. Os valores de tensão e corrente eficazes são calculados através da equação (3.1).

$$A = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_a \cdot a_i^2} \quad (3.1)$$

Onde:

n é o número de amostras no intervalo de um período

a_i é o valor instantâneo da tensão ou corrente

K_a é fator de escala

A é o valor eficaz de um período de um sinal elétrico

A potência ativa de entrada do motor sob teste é obtida através do cálculo matemático da potência média, a partir dos valores de tensão e corrente. Pode ser determinada pela equação (3.2)

$$P_{Ativa} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_v v_i \cdot K_i i_i \quad (3.2)$$

Onde:

n é o número de amostras no intervalo de um período;

v_i é o valor instantâneo da tensão para amostragem i , aplicada ao motor sob teste;

i_i é o valor instantâneo da corrente para amostragem i , de entrada no motor sob teste;

K_v é o fator de escala para a tensão;

K_i é o fator de escala para a corrente.

3.3.6 Transdutor de Conjugado

O transdutor de conjugado utilizado é o modelo T22WN do fabricante HBM. Este transdutor é capaz de medir conjugado dinâmico e estático, rotação e sentido de rotação. Tem fundo de escala de até 50 N.m. O transdutor necessita de um condicionador de sinais (conversor de frequência-tensão), que produz um sinal de tensão CC de -10 a $+10$ V proporcional ao conjugado.

O transdutor é constituído de duas partes, rotor e estator. O rotor é a parte responsável pela medição de conjugado, é nele que estão instalados os *strain gauges*. O transdutor é acoplado aos eixos da máquina primária e do motor sob teste. Em resumo,

o rotor do transdutor realiza a transmissão de conjugado entre a máquina primária e o motor sob teste. O estator é a parte que faz a medição da rotação através de um disco fino perfurado que é acoplado ao rotor, cuja precisão é de $\pm 0,5\%$. O transdutor de conjugado utilizado é apresentado na Figura 3.10.



Figura 3.10 – Sensor de Conjugado T22WN da HBM.

As conexões mecânicas entre o transdutor de conjugado e a máquina primária e entre o transdutor de conjugado e o motor sob teste, é feita com acopladores especiais de maneira a permitir o encaixe correto entre os eixos, de tal forma a não resultar em desalinhamentos angulares e axiais superiores aos valores nominais permitidos para o sensor de conjugado e para os acopladores [24].

As equações para o cálculo de conjugado médio e da potência de saída são dadas pelas equações (3.3) e (3.4), respectivamente.

$$T_{Médio} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_i t_i \quad (3.3)$$

Onde:

n é o número de amostras no intervalo de um período

t_i é o valor instantâneo do conjugado para amostragem i

K_t é o fator de escala para o conjugado

$$P_{Saída} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (K_t t_i) \cdot (K_w w_i) \quad (3.4)$$

Onde:

n é o número de amostras no intervalo de um período

t_i é o valor instantâneo do conjugado para amostragem i

w_i é o valor instantâneo da velocidade para amostragem i

K_t é o fator de escala para o conjugado

K_w é o fator de escala para a velocidade

3.3.6.1 Alinhamento Mecânico dos Eixos

Para garantir a leitura correta do conjugado e o funcionamento adequado do transdutor de conjugado, o conjunto, eixos e acoplamentos, deve girar de forma solidária.

O procedimento de alinhamento deve garantir que as posições dos centros dos eixos sejam coincidentes, evitando desta forma discrepâncias de medição e oscilações mecânicas e possível dano ao transdutor.

O processo de alinhamento dos motores se mostrou bastante trabalhoso.

Neste trabalho foi utilizada uma metodologia de simplificação deste procedimento através de uma plataforma móvel como mostrado na Figura 3.11. O ajuste é feito através do nivelamento dos eixos das máquinas com o eixo do transdutor de conjugado ajustando o nível da plataforma móvel.

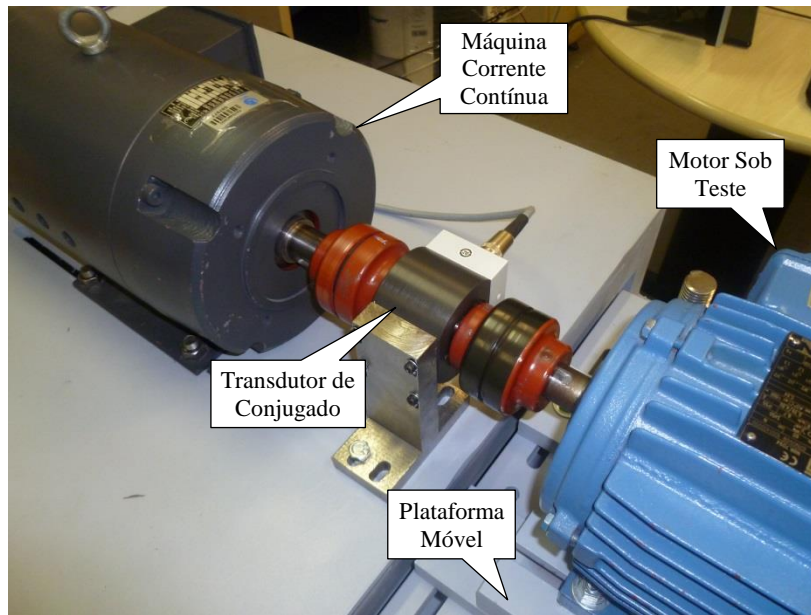


Figura 3.11 – Detalhe no alinhamento dos eixos.

3.3.7 Medição de Velocidade

A medição de velocidade da máquina primária, e em consequência do motor sob teste é realizada através dos sinais gerados pelo encoder incremental. Este dispositivo fornece dois sinais de pulsos quadrados, defasados em 90° , que são chamados de canal A e canal B. A leitura de apenas um canal fornece somente a velocidade, enquanto que a leitura dos dois canais permite a determinação do sentido do movimento. O sentido de giro é determinado pela fase dos canais, isto é, se o canal A estiver 90° avançado em relação ao canal B, o eixo do sensor de conjugado estará girando no sentido horário; e se o canal A estiver atrasado 90° em relação ao canal B, o eixo do sensor de conjugado está girando no sentido anti-horário.

Outro sinal chamado de Z ou zero também está disponível e ele fornece a posição angular absoluta “zero” do eixo do sensor de conjugado. Este sinal é um pulso

quadrado que é gerado a cada revolução completa. Os sinais de saída são apresentados na Figura 3.12.

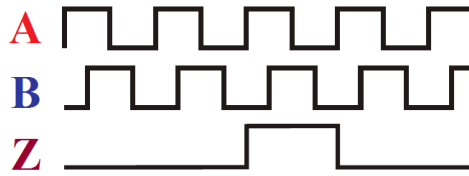


Figura 3.12 – Formas de onda de velocidade geradas pelo sensor de conjugado.

A precisão na medida da velocidade depende de fatores mecânicos e elétricos, tais como: erros na escala das janelas do disco, excentricidade do disco, excentricidade das janelas, erro introduzido na leitura eletrônica dos sinais, e nos próprios componentes transmissores e receptores de luz. O transdutor utilizado gera 360 pulsos por revolução.

Os sinais de velocidade são aplicados na entrada da placa de condicionamento de sinais do encoder, onde o sinal elétrico com frequência variável é convertida em um sinal de tensão de 0 a 10VCC proporcional a velocidade do eixo e conectado a placa de aquisição de dados que é processada pelo aplicativo gerenciador de ensaios conforme Figura 3.13.

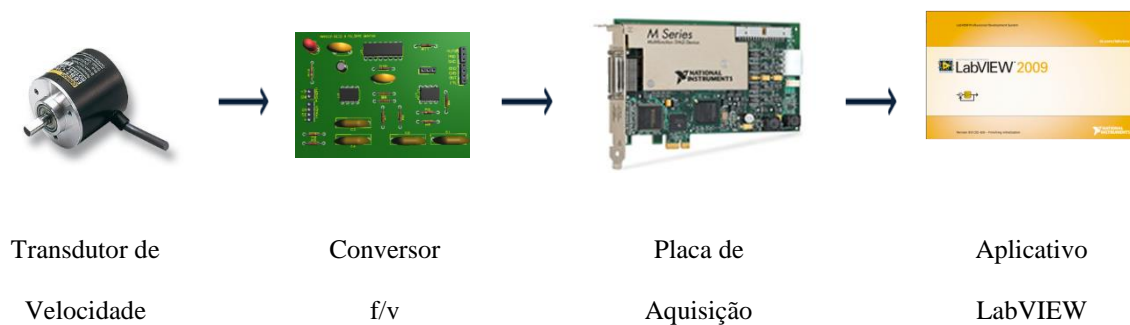


Figura 3.13 – Transdutor de velocidade.

3.4 MÁQUINA PRIMÁRIA

A metodologia aplicada para a realização dos ensaios utiliza uma máquina de corrente contínua como gerador. A carga mecânica é determinada pela máquina primária ou gerador CC e a velocidade no eixo é determinada pelo motor sob teste.

Máquina de corrente contínua com excitação independente é uma máquina versátil na questão de sua utilização como motor e gerador. O controle de apenas uma grandeza, corrente de armadura, garante a imposição de conjugado em seu eixo.

Entre suas principais características pode-se destacar sua capacidade de fornecer conjugado de partida, de aceleração e de desaceleração elevados, inversões rápidas e relativa facilidade no seu controle de velocidade. Porém, a necessidade de um retificador mecânico (comutador) torna essa máquina muito frágil, exigindo uma manutenção constante e fazendo dela uma das máquinas elétricas mais caras [26].

A potência da máquina primária foi avaliada tomando por base o maior valor de conjugado desenvolvido pelos motores sob teste com potências de até 5CV.

Os enrolamentos presentes na máquina CC podem ser associados de maneiras diferentes e cada uma dessas configurações tem suas vantagens e desvantagens. Podem ser em série (as correntes de campo e de armadura são iguais); em paralelo (as tensões de campo e a tensão terminal de armadura (V_a) são iguais), composto (utilizando tanto série quanto paralelo) e independente.

A configuração em série foi, historicamente, a mais utilizada em aplicações em tração devido ao seu alto conjugado de partida, mas com a evolução dos conversores eletrônicos de potência, a configuração independente tem sido utilizada devido à maior facilidade na implementação de estratégias de controle.

A Figura 3.14 representa o diagrama esquemático de uma máquina CC com excitação independente mostrando tanto suas variáveis elétricas quanto mecânicas.

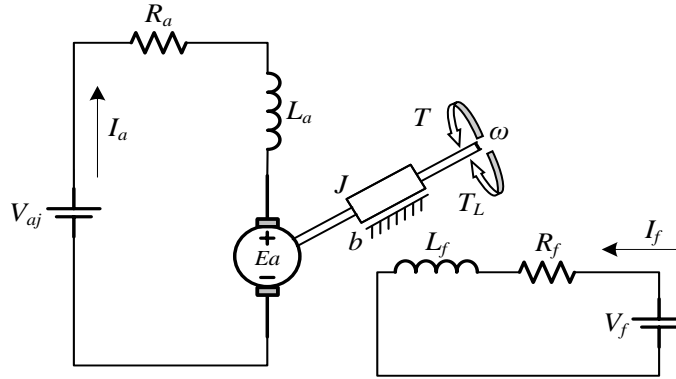


Figura 3.14 – Máquina de corrente contínua com excitação independente

No circuito de armadura encontram-se: tensão nos terminais da armadura (V_{aj}), corrente de armadura (I_a), resistência de armadura (R_a), indutância de armadura (L_a) e a força contra eletromotriz de armadura (E_a). Já no circuito de campo tem-se: tensão nos terminais do campo (V_f), corrente de campo (I_f), resistência (R_f) e indutância (L_f) de campo. O eixo do motor gira numa velocidade angular ω produzindo um conjugado (T) sobre uma inércia J que produz um conjugado de oposição ao movimento (T_L) e está sujeito a um atrito viscoso b .

Partindo para uma análise das equações dinâmicas do sistema que relaciona as correntes na armadura e velocidade.

Primeiramente, temos a equação que representa o conjugado desenvolvido (T) no eixo do motor que deve ser igual aos conjugados em oposição, assim temos a equação (3.5).

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + b\omega + T_L \quad (3.5)$$

Considerando o fluxo no entreferro constante, $K = K_\omega = K_t$ e $k = K\phi$ tem-se a equação (3.6).

$$T = k \cdot i_a \quad (3.6)$$

Substituindo a equação (3.5) em (3.6) e rearranjando-a, tem-se a equação (3.7).

$$ki_a - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + b\omega \quad (3.7)$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão acima e rearranjando seus termos, obtém-se a equação (3.8).

$$\frac{\omega(s)}{I_a(s)k - T_L(s)} = \frac{1}{sJ + b} \quad (3.8)$$

Para relacionar também com a tensão aplicada aos terminais da armadura, a equação (3.8) pode ser reescrita de acordo com equação (3.9).

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - k\omega(s)}{(R_a + sL_a)} \quad (3.9)$$

Da expressão (3.9) conclui-se que a corrente de armadura é dependente do valor da tensão aplicada nos terminais da armadura e também da velocidade angular do eixo do motor, controlando essas variáveis define-se o comportamento do conjugado desenvolvido.

O sistema de acionamento foi iniciado com a definição da máquina que seria utilizada, Figura 3.15, a qual se encontra disponível no LAcE, uma máquina de corrente contínua com os seguintes dados de placa:

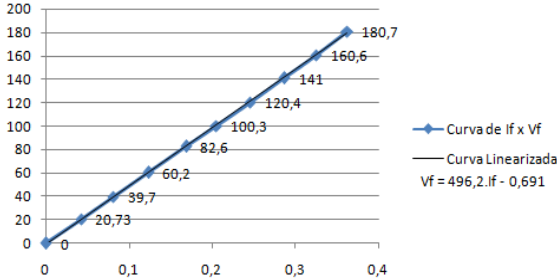
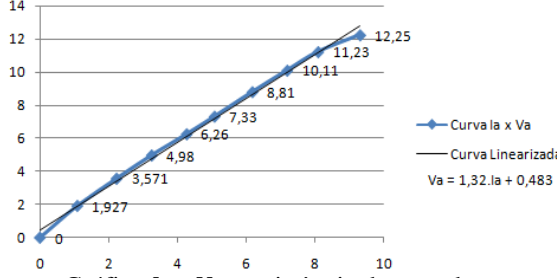
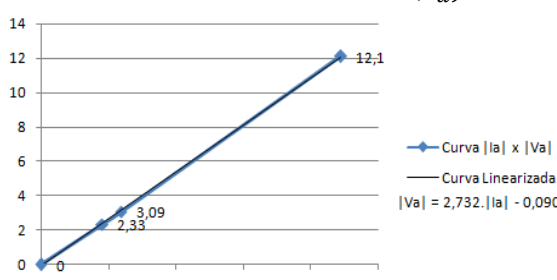
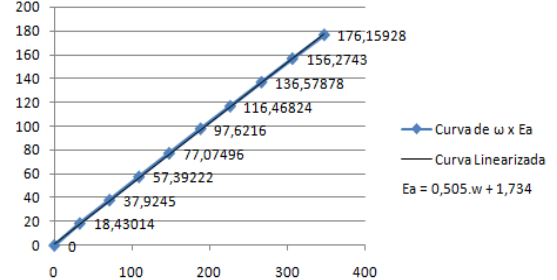
- Fabricante: Lavill
- Tensão de armadura: 180V
- Tipo: MCA00012
- Tensão de campo: 180V
- Potências: 4,5CV / 3,3KW
- Corrente máxima armadura: 20,4A
- Velocidade: 3600RPM



Figura 3.15 – Máquina de corrente contínua utilizada

Para se obter os principais parâmetros elétricos e eletromecânicos foram realizados ensaios sobre a armadura e o campo da máquina de corrente contínua. Estes parâmetros são: as resistências de campo e armadura (R_a e R_f), a indutância de armadura (L_a) e a constante eletromecânica do motor ($K\phi$). A Tabela 3.5 mostra os dados obtidos com os ensaios realizados:

Tabela 3.6 – Resultados dos ensaios na máquina de corrente contínua

<p>Resistência de Campo (R_f):</p>  <p>Gráfico $I_f \times V_f$ - resistência de campo</p>	$V_f = 496,2 \cdot I_f - 0,691$ $V_f = R_f I_f$ $R_f = 496,2 \Omega$
<p>Resistência de Armadura (R_a):</p>  <p>Gráfico $I_a \times V_a$ - resistência de armadura</p>	$V_a = 1,32 \cdot I_a + 0,483$ $V_a = R_a \cdot I_a$ $R_a = 1,32 \Omega$
<p>Indutância de Armadura (L_a):</p>  <p>Gráfico $I_a \times V_a$ - indutância de armadura</p>	$ \dot{Z}_a = 2,732 \Omega$ $\theta_a = 69,84^\circ$ $\therefore \dot{Z}_a = 2,732 \angle 69,84^\circ \Omega$ $X_{L_a} = 2\pi f L_a = \dot{Z}_a \sin(\theta_a) = 2,564621 \Omega$ $\therefore L_a = \frac{X_{L_a}}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{2,564621}{2 \cdot \pi \cdot 60}$ $L_a = 6,80286 \text{mH}$
<p>Constante eletromecânica ($K\phi$):</p>  <p>Gráfico $\omega \times e_a$ - constante eletromecânica da máquina</p>	$e_a = V_a - R_a \cdot I_a$ $e_a = K_\omega \phi \cdot \omega$ $e_a = 0,505 \cdot \omega + 1,734$ $K\phi = 0,505$

A Tabela 3.6 resume os parâmetros encontrados através dos ensaios:

Tabela 3.7 – Parâmetros da máquina de corrente contínua.

Parâmetro	Valor
R_f	$496,2\Omega$
R_a	$1,32\Omega$
L_a	$6,80286mH$
$K\phi$	$0,505$

3.5 CONVERSOR CA-CC

O conversor utilizado na plataforma de controle da MCC é do tipo Classe E, o qual opera nos quatro quadrantes de operação do motor. O modelo *SKS 40F B2CI 07 V6* do fabricante *SEMIKRON* no qual fornece uma corrente máxima $I_{rms} = 40A$ e opera com tensão $V_{out} (V_{dc}) = 240V$. Suas chaves semicondutoras são *IGBTs* os quais trabalham numa frequência máxima de chaveamento $f_{SW} = 20kHz$, sendo a aconselhada $f_{SW} = 10kHz$. A Figura 3.16 mostra o conversor CA-CC.



Figura 3.16 – Conversor SKS 40F B2CI 07 V6

O circuito simplificado do mesmo é mostrado na Figura 3.17. Nele pode-se observar que cada braço do conversor é composto por quatro chaves semicondutoras a

fim de dividir a corrente que circula pelas mesmas. O conversor já possui o circuito de acionamento para disparar os *IGBTs* e estes são controlados através das entradas CH1 e CH2, pelas quais também é feita a alimentação. Por fim, possui um sistema de dissipação de calor e um cooler que refrigera os IGBT's enquanto o conversor estiver em funcionamento.

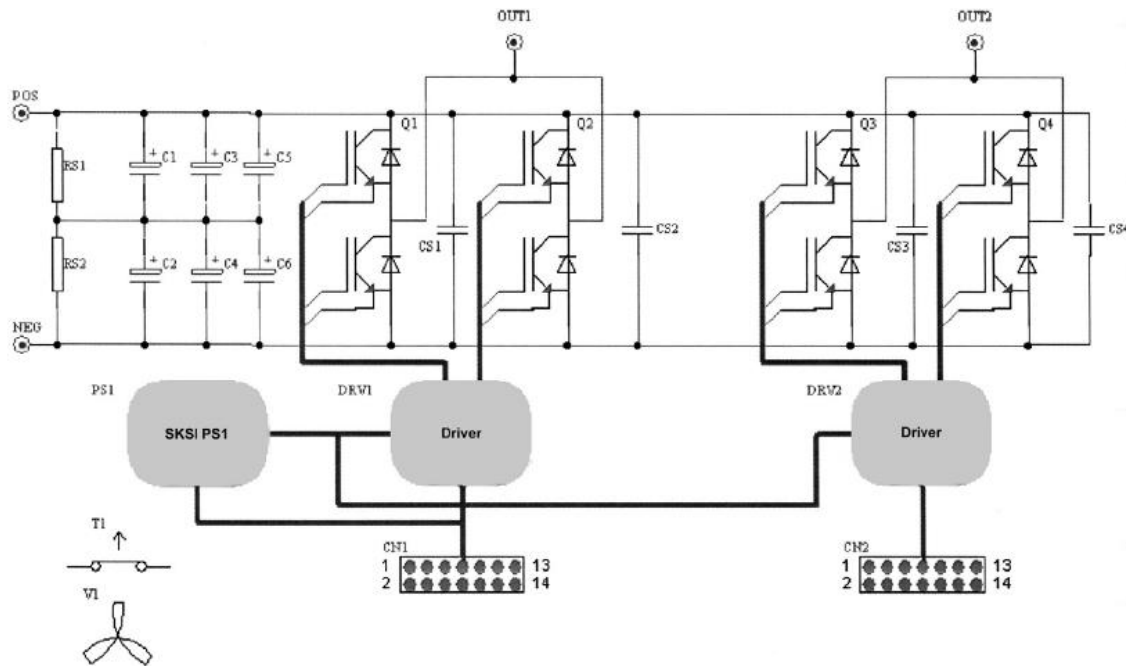


Figura 3.17 – Diagrama esquemática do Conversor CC-CC utilizado

O chaveamento do conversor obedece a estratégia de Modulação por Largura de Pulso (*PWM*, do inglês *Pulse Width Modulation*) que consiste em manter uma frequência fixa para os pulsos, mas sua largura (ou tempo em que os IGBT's estão ligados) é alterada de acordo com uma tensão de referência. Isto faz com que a tensão média do conversor seja alterada de acordo com o tempo em que as chaves estão acionadas.

3.5.1 Controlador de Carga

Uma vez realizados alguns testes preliminares, foi constada que há uma diferença entre o conjugado de referencia e a resposta do sistema (máquina de corrente contínua). Uma vez que substituir o sistema é irrealizável, mostra-se a necessidade da inserção de um elemento que compense e elimine esta diferença.

A compensação pode ser feita a partir de uma análise linear do sistema revelando o comportamento do lugar das raízes (localização de pólos e zeros). O compensador incluirá nesta análise novos pólos e zeros de forma a modificar a resposta do sistema para o ponto desejado. A implementação de um compensador PI pode ser feita através de circuitos analógicos passivos ou ativos, e até mesmo por técnicas digitais envolvendo amostragem e discretização dos sinais.

Vale ressaltar que este processo é realizado em malha fechada, ou seja, haverá uma aquisição do sinal obtido e este será comparado ao sinal desejado gerando o erro, com o qual o compensador atua no sistema. Tendo em vista que a preocupação está voltada em eliminar este erro, e não em melhorar a resposta transitória, o trabalho foi direcionado em pesquisar e aplicar o compensador PI.

Foi escolhido o compensador Proporcional e Integral (PI), pois, o mesmo aplica à resposta um ganho e também um integrador somando sucessivamente o erro e eliminando-o. Ao analisar o lugar das raízes, o controlador PI insere um pólo na origem do plano S, aumentando o tipo do sistema e reduzindo o erro a zero.

O software *LabVIEW®* possui em sua biblioteca “*Control Design & Simulation*”, o bloco que realiza a compensação proporcional, integral e derivativa (*PID*), visto na Figura 4.13.

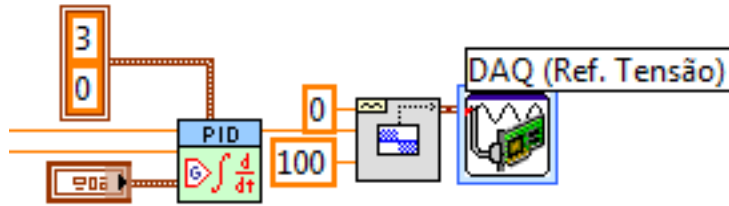


Figura 3.18 – Bloco PI do LabVIEW.

É de simples a implementação, pois ele apenas solicita o valor desejado (*setpoint*), o valor lido, a faixa dos valores de saída e os valores dos parâmetros de cada elemento do *PID*: K_p para a ação proporcional, T_i para a ação integral e T_d para a ação derivativa. Os valores ajustados foram $K_p = 0,3$ e $T_i = 0,015$. O mesmo gerará a variável de atuação que será aplicada ao sistema através da placa de aquisição da *National Instruments*.

A Figura 4.14, ilustra a metodologia aplicada na forma de diagrama de blocos.

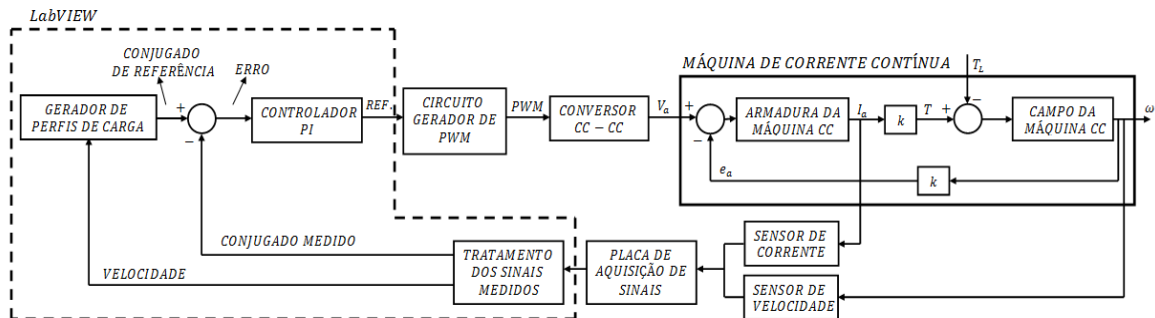


Figura 3.19 – Diagrama de blocos do controlador de carga.

3.6 A BANCADA DE ENSAIOS

Apresenta-se na Figura 3.18 a foto da bancada de ensaio de MIT.

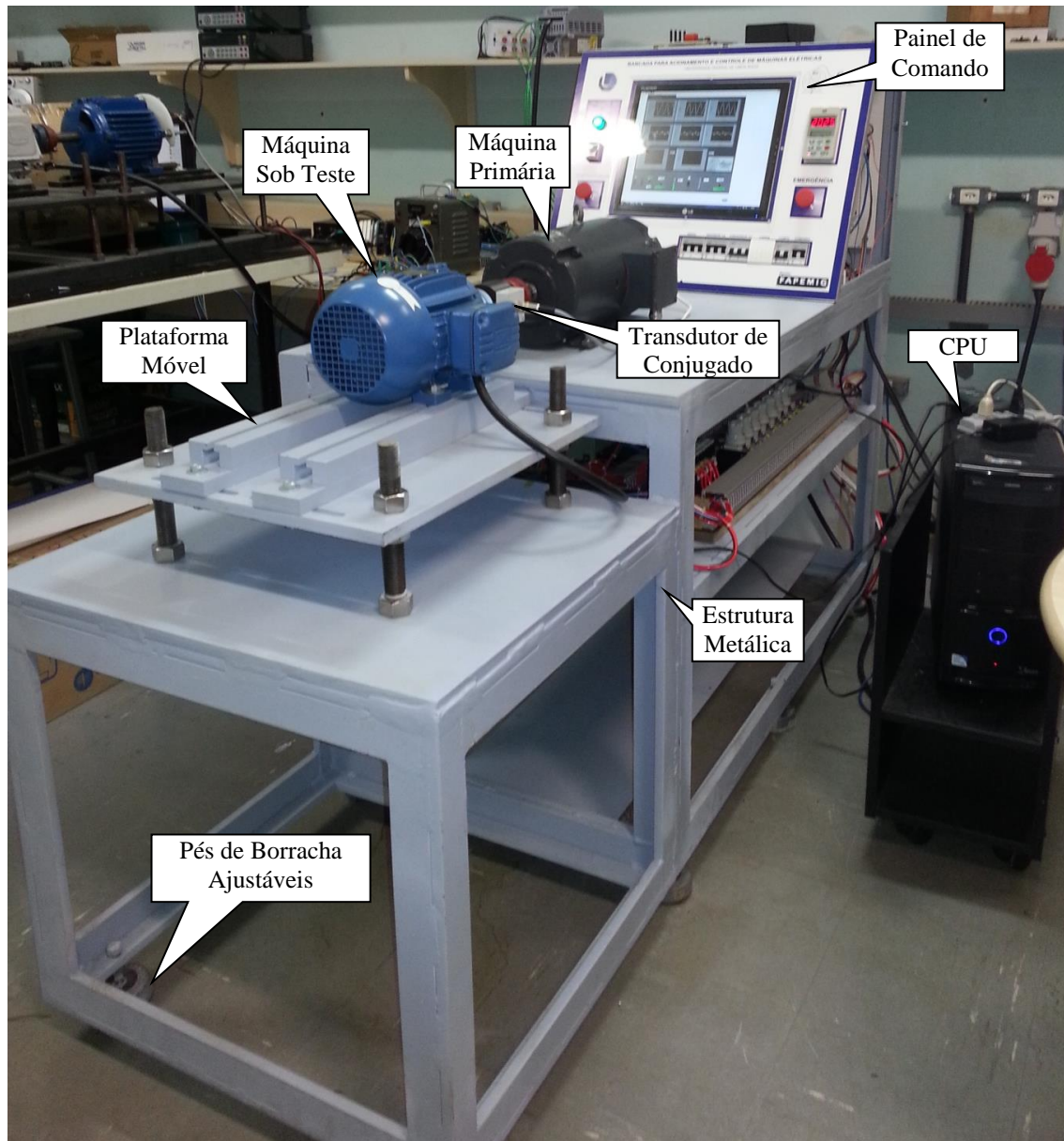


Figura 3.20 – Foto da bancada desenvolvida no Lace.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo tem o objetivo de apresentar os resultados experimentais do comportamento do MIT frente a vários tipos de perfis de cargas mecânicas. Este método baseado em critérios estabelecidos pela norma brasileira NBR5383-1[2], que aborda procedimentos para ensaios e cálculos. Também é apresentado o aplicativo supervisor de ensaios bem como a metodologia empregada na construção de cada teste realizado. O aplicativo é parte fundamental da bancada, sendo o responsável pela realização de todas as rotinas pertinentes aos ensaios, permitindo a interação com o operador da bancada através de uma interface gráfica amigável.

4.2 TESTES PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MIT

Os valores dos parâmetros do circuito equivalente do MIT podem ser determinados a partir de um ensaio a vazio, de um ensaio com rotor bloqueado e das medições das resistências CC dos enrolamentos do estator. A Tabela 4.1 apresenta as medições que devem ser obtidas a partir dos ensaios.

Tabela 4.1 – Medições a serem obtidas a partir dos ensaios com o MIT.

ENSAIO A VAZIO	ENSAIO DE ROTOR BLOQUEADO
Tensão de fase a vazio	Tensão de fase
Corrente de linha	Corrente de linha
Potência polifásica total de entrada	Potência polifásica total de entrada
	Frequência do ensaio de rotor bloqueado

Antes da execução dos ensaios é necessário conhecer, porém, os dados de placa do motor. Tais dados, também chamados de “valores nominais”, são valores para os quais o motor foi projetado para operar sem que haja prejuízo de sua vida útil. Isso não significa que o motor esteja impedido de operar fora dos valores nominais, porém quando isso ocorre, o motor pode se encontrar em uma situação de sobrecarga ou não se está utilizando toda a sua potencialidade.

Através dos dados de placa, são verificadas informações sobre:

- Tensão nominal da fonte trifásica em função do tipo de ligação.
- Frequência da fonte de alimentação.
- Potência nominal do motor, ou potência mecânica útil em seu eixo.
- Velocidade nominal ou rotação nominal.
- Fator de potência.

De posse dos pré-requisitos necessários para a realização dos ensaios, o motor é preparado para a execução dos mesmos. Foram utilizados os seguintes materiais: um variador de tensão trifásico, um alicate wattímetro, três alicates amperímetro, um multímetro e um tacômetro. Os ensaios foram realizados com o motor conectado em triângulo. Durante o ensaio a vazio, o motor foi energizado por alguns instantes até que ocorra a lubrificação apropriada dos mancais e rolamentos. Depois, deve-se alimentar o motor com uma tensão de cerca de até 20% acima da nominal e diminuir gradativamente esse valor. Com a redução da tensão, observa-se que os valores de corrente, potência e velocidade também vão diminuindo. No entanto, existe um valor determinado de tensão que provoca um pequeno aumento de corrente. Para esse valor de tensão, a potência medida representa as perdas por atrito e ventilação.

A Tabela 4.2 apresenta os dados que foram obtidos a partir do ensaio a vazio, com destaque para as perdas por atrito e ventilação.

Tabela 4.2 – Medições obtidas a partir do ensaio a vazio.

Tensão de Linha aplicada (V)	Potência total trifásica (W)	I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)	I_{med} (A)	Velocidade (rpm)
253,5	528	7,14	7,20	7,30	7,21	3598
220	311	4,40	4,38	4,49	4,42	3598
200	262,4	3,50	3,30	3,53	3,44	3598
180	214,6	2,86	2,74	2,90	2,83	3598
160	190,4	2,46	2,32	2,48	2,83	3596
140	173,3	2,11	2,02	2,15	2,09	3590
120	161,4	1,82	1,81	1,83	1,82	3588
100	155,7	1,65	1,53	1,65	1,61	3586
80	147,7	1,52	1,36	1,54	1,47	3576
58,5	133,7	1,57	1,53	1,62	1,57	3525

No ensaio de rotor bloqueado, como o próprio nome sugere, o eixo do motor é bloqueado, de modo que não possa girar. O motor é alimentado com um valor de tensão suficiente para que se atinja o valor de corrente nominal. A Tabela 4.3 apresenta os dados do ensaio de rotor bloqueado.

Tabela 4.3 – Medições obtidas a partir do ensaio com rotor bloqueado.

Tensão de Linha aplicada (V)	Potência total trifásica (W)	I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)	I_{med} (A)
44,96	348,1	9,02	8,72	8,75	8,67

Vale ressaltar que os parâmetros do circuito equivalente do MIT são calculados por fase, de modo que as leituras de tensão e corrente, bem como de potência, devem ser convertidas para valores de fase, de acordo com o tipo de ligação efetuada para a realização dos ensaios.

Resta agora efetuar a medição da resistência CC do estator. O valor lido pelo multímetro foi:

$$R_{lido} = 1,60\Omega$$

O próximo passo é efetuar o cálculo de R_1 . Para a configuração em triângulo, a Equação (4.1) deve ser utilizada.

$$R_1 = \frac{3}{2} R_{lido} \quad (4.1)$$

O valor adequado de R_1 é obtido com a correção de temperatura. Geralmente a temperatura ambiente é de 25°C e o valor é então corrigido para 75°C através da Equação (4.2).

$$R_{1(75^\circ\text{C})} = R_1 \left(\frac{234,5 + T_{final}}{234,5 + T_{amb}} \right) \quad (4.2)$$

As Equações (4.3) e (4.4) permitem o cálculo do parâmetro R'_2 .

$$R_{bloq} = \frac{P_{bloq}/3}{I_{bloq(FN)}^2} \quad (4.3)$$

$$R_{bloq} = R_1 + R'_2 \quad (4.4)$$

As Equações (4.5), (4.6) e (4.7) possibilitam o cálculo de X_1 e de X'_2 .

$$Z_{bloq} = \frac{V_{bloq(FN)}}{I_{bloq(FN)}} \quad (4.5)$$

$$X_{bloq} = \sqrt{(Z_{bloq})^2 - (R_{bloq})^2} = X_1 + X'_2 \quad (4.6)$$

$$X_{bloq} = X_1 + X'_2 \quad (4.7)$$

Da mesma forma, os termos Z_{bloq} e $V_{bloq(FN)}$ na Equação (4.5) significam, respectivamente, impedância com rotor bloqueado e tensão fase-neutro com rotor bloqueado e o termo X_{bloq} na Equação (4.6) significa reatância com rotor bloqueado. O subscrito “*bloq*” utilizado nas Equações (4.3) a (4.7) sugerem que os dados nelas utilizados devem ser advindos do ensaio com rotor bloqueado.

Para motores elétricos de categoria N (que é a categoria do motor em estudo), os valores das reatâncias X_1 e X_2 são iguais. Portanto, basta dividir o valor encontrado na Equação (4.7) por dois para se encontrar o resultado.

O passo subsequente é a determinação de R_m e de X_m . Para isso, são utilizados os valores obtidos quando se aplica tensão nominal no motor ao realizar-se o ensaio a vazio. Através das Equações (4.8) e (4.9) é possível calcular o valor de R_m .

$$E_1 = V_{0(NOM)} - \left(\sqrt{(R_1)^2 + (X_1)^2} \right) \cdot I_{0(FN)} \quad (4.8)$$

$$R_m = \frac{(E_1)^2}{\frac{P_0}{3} - R_1 \cdot I_{0(FN)}^2 - \frac{P_{AV}}{3}} \quad (4.9)$$

Na Equação (4.8), o termo E_1 é a tensão no ramo em derivação da Figura 2.4. Os termos $V_{0(NOM)}$ e $I_{0(FN)}$ significam, respectivamente, tensão nominal a vazio, e corrente fase-neutro a vazio.

Os termos P_0 e P_{av} na Equação (4.9) expressam, respectivamente, a potência trifásica a vazio e as perdas por atrito e ventilação.

De posse do valor de R_m , resta agora encontrar o valor de X_m , que é fornecido através das Equações (4.10) e (4.11).

$$Z_m = \frac{E_1}{I_{0(FN)}} \quad (4.10)$$

$$\frac{1}{X_m^2} = \frac{1}{Z_m^2} - \frac{1}{R_m^2} \quad (4.11)$$

O parâmetro Z_m , na Equação (4.11) é a impedância de magnetização do núcleo do motor.

Na tabela 4.4 são apresentados os valores dos parâmetros do circuito equivalente do MIT em estudo, calculados a partir dos ensaios efetuados e das equações supracitadas.

Tabela 4.4 – Valores dos parâmetros do circuito equivalente do MIT.

R_1	X_1	R_m	X_m	R'_2	X'_2
$2,86\Omega$	$3,845\Omega$	$1066,54\Omega$	$81,66\Omega$	$1,77\Omega$	$3,845\Omega$

4.3 A INTERFACE GRÁFICA DO APLICATIVO

O aplicativo gerenciador de ensaios foi desenvolvido de forma a proporcionar uma ferramenta computacional integrada com um sistema de aquisição de dados, que permita a realização de ensaios de MIT. Foi desenvolvido em linguagem gráfica no ambiente LabVIEW™ [3] para aplicação na aquisição e processamento de dados (veja APÊNDICE C).

A verificação experimental do sistema foi realizada através de ensaios com variação de velocidade e observando o comportamento do perfil de carga que a máquina de corrente contínua, operando como gerador, impunha ao sistema.

4.3.1 Inicialização dos Ensaios

Os ensaios de rendimento, conjugado e potências elétricas de alimentação do motor sob teste, foi desenvolvido baseando-se no fluxograma apresentado na Figura 4.1.

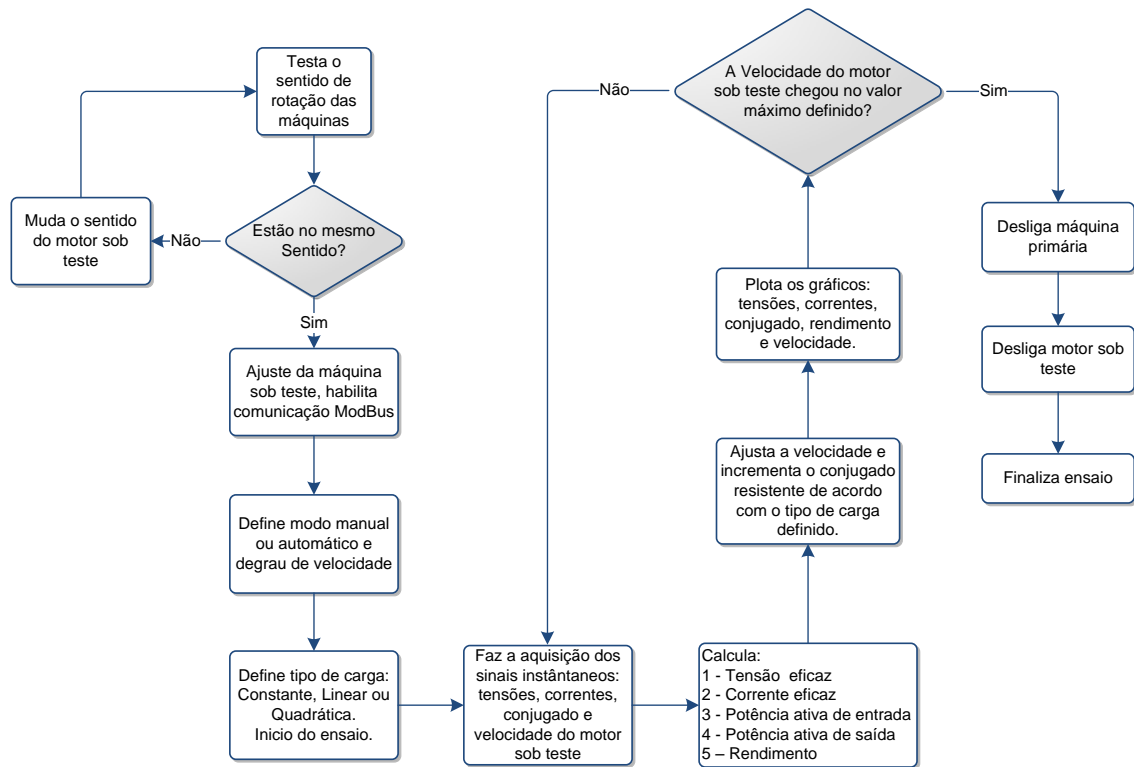


Figura 4.1 – Fluxograma de ensaio do motor sob teste.

O acionamento do conjunto conversor de frequência e motor sob teste é feito por um botão virtual que aciona o contator que o liga à rede, outro botão para ativar a comunicação MODBUS, um botão “slide” que define o “Gira/Para” do motor e outro que define o sentido de rotação. O controle da velocidade apresenta um botão “slide” que define o modo da definição do valor que será solicitado ao inversor, manual ou automático. Na opção manual, a barra de velocidade fica livre para ser selecionada a velocidade desejada. Na opção automática, é necessário definir a velocidade máxima e o degrau de incremento, e então ligar o botão “ativar” para haver a variação automática de velocidade, a Figura 4.2 mostra o painel virtual com estes comandos.

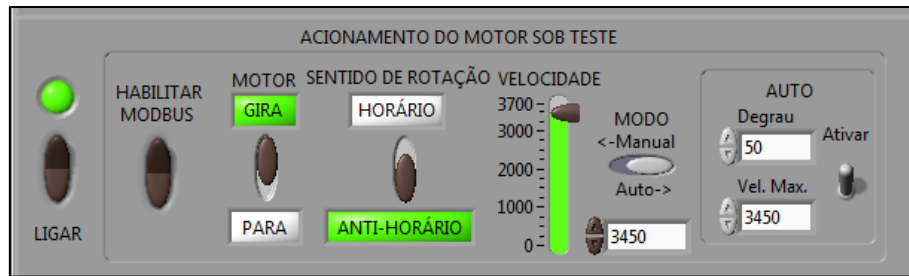


Figura 4.2 – Painel Virtual de comando do motor sob teste.

O controle da MCC está pautado no sistema gerador de perfis de carga. Nesta área estão localizados: o botão para ligar o conversor CA-CC à rede; a caixa de seleção do tipo de carga desejado (constante, linear ou parabólica), os campos para definir as constantes de entrada do sistema (conjugado e velocidade nominais do motor sob teste e a constante eletromecânica $K\phi$ da MCC) e um botão “slide” para definir o sentido de rotação, a Figura 4.3 mostra estes botões virtuais.

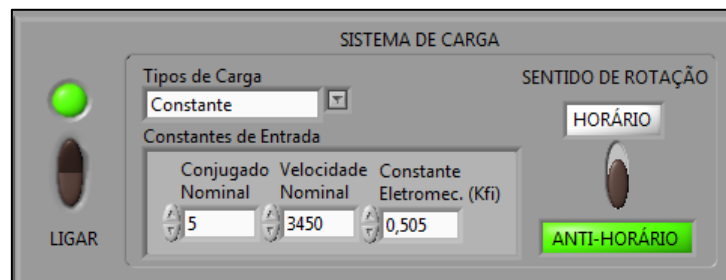


Figura 4.3 – Painel Virtual de comando para emulação de cargas.

4.3.2 Medidas de Conjugado

Uma vantagem do uso desta bancada é a medida da potência mecânica desenvolvida pelo motor de indução trifásico que é calculada através da medida de conjugado resistente de carga C_r , multiplicada pela medida de velocidade angular do eixo ω , conforme a equação (4.12).

$$P_{mec} = \omega \cdot C_r \text{ [W]} \quad (4.12)$$

Sendo que a medida de velocidade é executada de forma direta pelo uso de sensores de velocidade específicos. O conjugado C_r pode ser medido de forma direta e por meio de um instrumento adequado para essa finalidade [7].

4.3.3 Escolha do Método de Medição de Conjugado

A norma NBR 5383-1[2] estabelece quatro métodos para o levantamento da curva de conjugado versus velocidade, sendo o Método da Medição Direta foi o escolhido para o levantamento das curvas de conjugado realizado pela bancada de teste.

A vantagem desse método é que o conjugado do motor é obtido diretamente através de transdutores, e não por cálculos ou transformações de modelos matemáticos.

É o método ideal, pois traça a curva real do motor.

O módulo do aplicativo gerenciador de ensaios responsável pela realização do ensaio de partida possibilita a visualização das curvas de conjugado e corrente em função tempo e também em função da velocidade medida.

Para realizar o teste de conjugado, estabelece-se uma rampa de velocidade de partida na máquina primária. Esta rampa aciona o motor sob teste desde a velocidade nula até a velocidade nominal correspondente, sem ultrapassar o tempo máximo de rotor bloqueado do motor sob teste.

Durante a rampa de aceleração, faz-se aquisição dos valores instantâneos de conjugado, corrente e velocidade e posteriormente, calculam-se os valores de corrente eficaz e conjugado.

4.3.4 Ensaio com Carga Constante

O controle do acionamento do MIT e o acionamento da máquina primária permite que o usuário faça os ajustes de forma sequencial. Primeiramente é feito o acionamento do motor sob teste, onde o sentido de rotação e velocidade são ajustados e após a estabilização da velocidade uma carga mecânica é inserida em seu eixo por meio da máquina primária utilizando-se do controle de conjugado.

As aquisições dos sinais e os resultados dos cálculos no aplicativo supervisorio estão dispostos em três telas intercambiáveis entre si através de abas. A primeira aba exibe: tensões e correntes instantâneas das três fases que alimentam o conjunto conversor de frequência e motor sob teste e a tensão e corrente instantânea sobre a carga resistiva ligada em série com a armadura da máquina de corrente contínua e estão ilustrados na Figura 4.4.

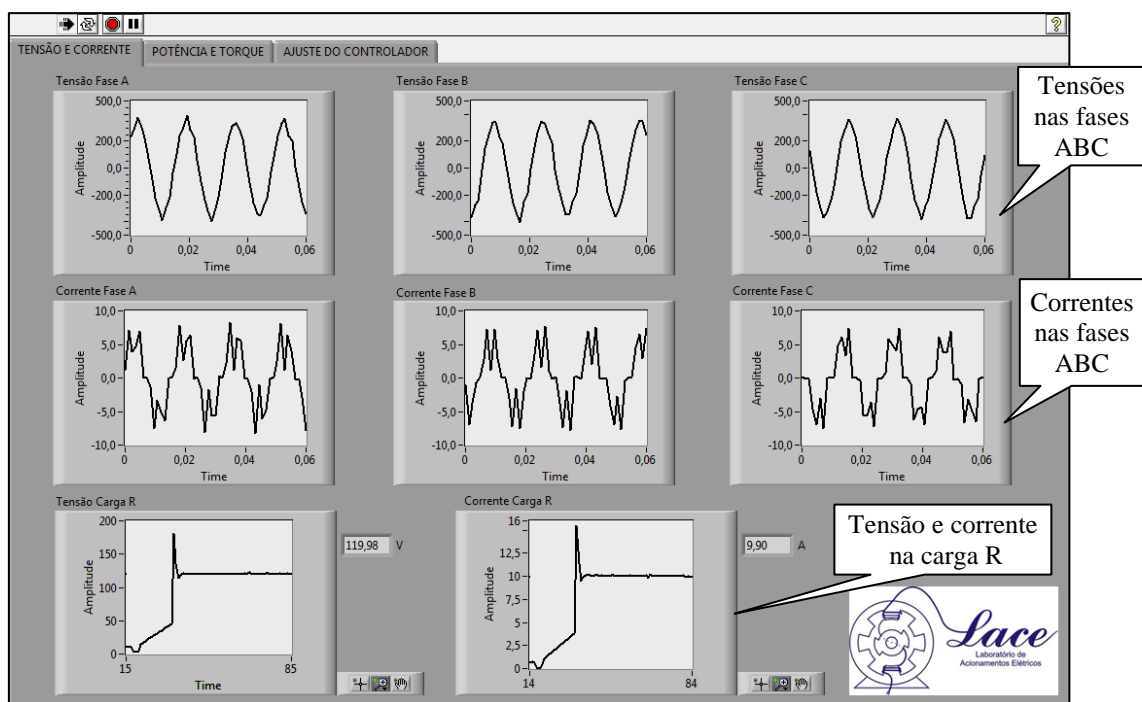


Figura 4.4 – Primeira aba, tensões e correntes para carga constante.

O ensaio realizado para avaliar o desempenho do controle de geração de carga frente à referência de conjugado constante.

Em tal ensaio, partiu-se o motor sob teste com tensão e frequência reduzido até que o mesmo atinja a velocidade de 1000 RPM. Em seguida, é inserido um conjugado resistente no valor de 6,09 N.m e o motor sob teste é acelerado até 3450 RPM.

As medidas do conjugado instantâneo, velocidade instantânea, tensões e correntes eficazes, potência de entrada do conjunto conversor de frequência e motor de indução trifásico, potência no eixo do motor de indução trifásico, rendimento e o conjugado desenvolvido para o mesmo ensaio são mostradas na Figura 4.5.

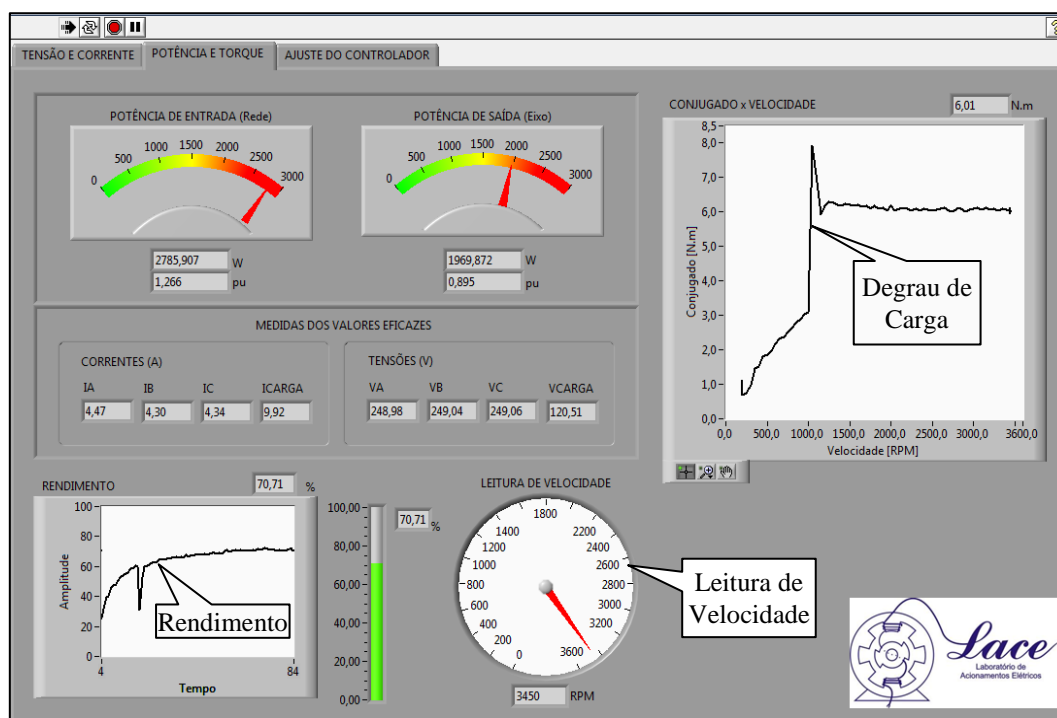


Figura 4.5 – Segunda aba, potências, rendimento e conjugado para carga constante.

Nesta aba observa-se que houve uma inserção em degrau de carga no eixo do motor sob teste, onde o controle de conjugado resistente da máquina primária foi incrementado em 5,0 N.m e a carga resistiva conectada em série com a armadura e o conversor CA-CC passou a dissipar energia térmica.

Ainda na segunda aba são visualizadas as potências de entrada no conjunto conversor/motor sob teste, potência de saída no eixo do MIT, o rendimento percentual do conjunto conversor/motor sob teste, os valores eficazes de tensão e correntes do sistema e a velocidade do eixo do motor sob teste em rotações por minuto.

O valor medido da eficiência do conjunto conversor/motor sob teste é de 70,71%, sendo que em condições nominais o valor típico para esta máquina é de 81,9%.

A Figura 4.6 mostra o gráfico utilizado para comparar o conjugado de referencia e o conjugado desenvolvido medido pelo transdutor de conjugado em *pu*.

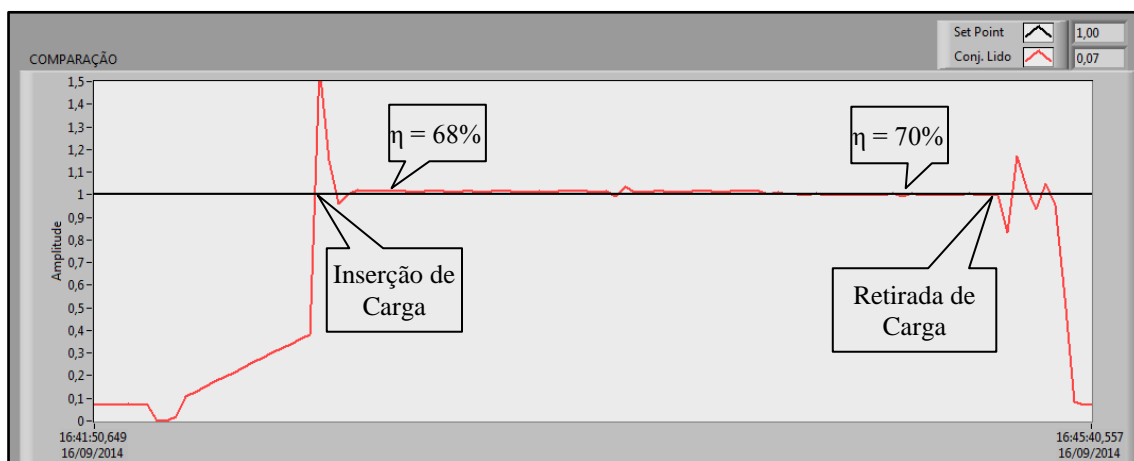


Figura 4.6 – Segunda aba, potências, rendimento e conjugado para carga constante.

4.3.5 Ensaio com Carga Linear

Quando o MIT está operando sob carga linear o controlador impõe um conjugado linear em função da velocidade. As tensões e correntes são mostradas na Figura 4.7.

Neste ensaio a carga imposta no eixo do motor sob teste onde a curva característica do conjugado desenvolvido, as potências de entrada e saída. a curva de

rendimento, a velocidade do eixo das máquinas e os valores eficazes de tensões e correntes são mostradas na Figura 4.8.

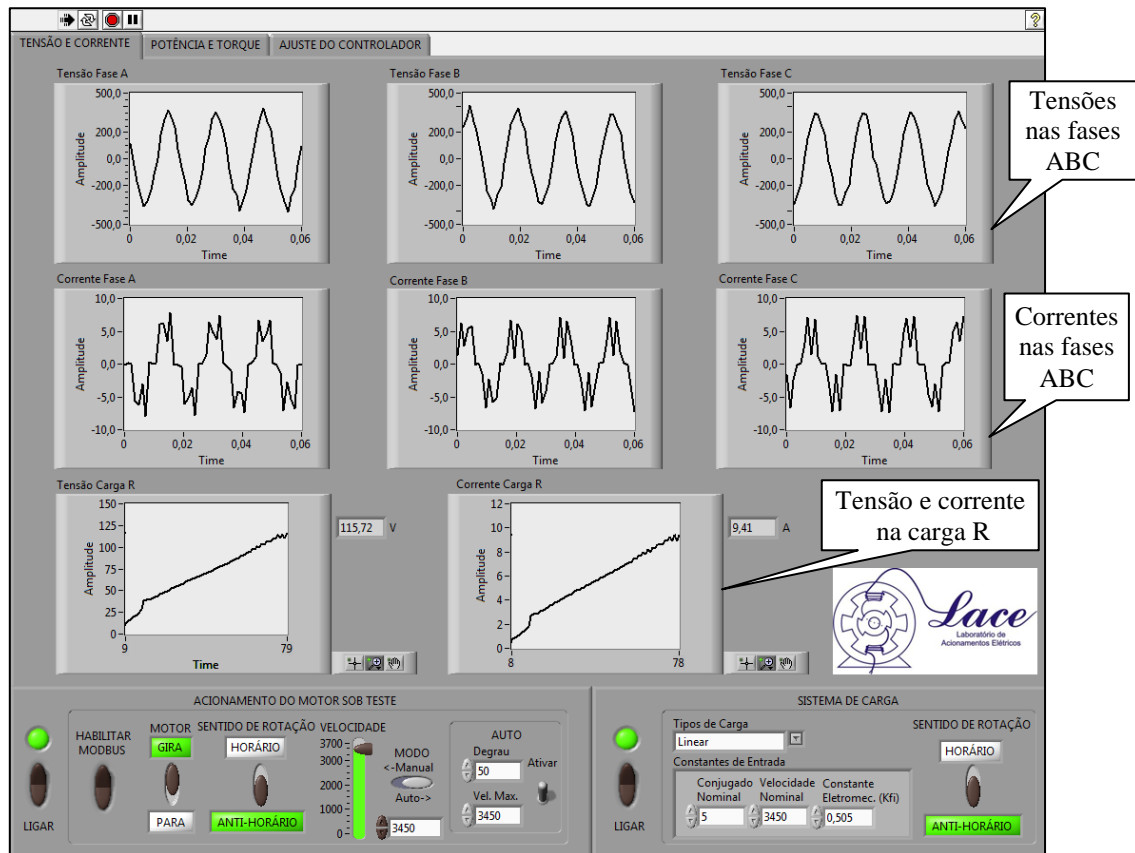


Figura 4.7 – Primeira aba, tensões e correntes para carga linear.

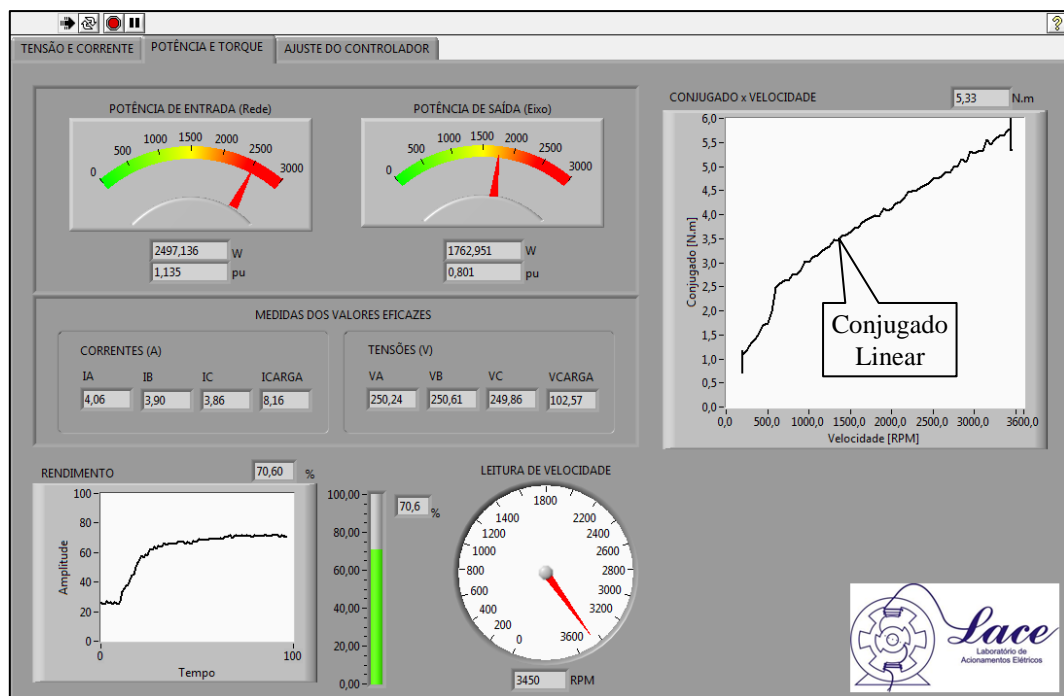


Figura 4.8 – Segunda aba, potências, rendimento e conjugado para carga linear.

Este módulo de ensaio de partida foi desenvolvido para o levantamento das curvas de conjugado versus velocidade, abrangendo a faixa desde zero até a velocidade nominal do motor.

Figura 4.9 mostra o desempenho do controlador para a geração de perfis de cargas lineares, em *p.u.*

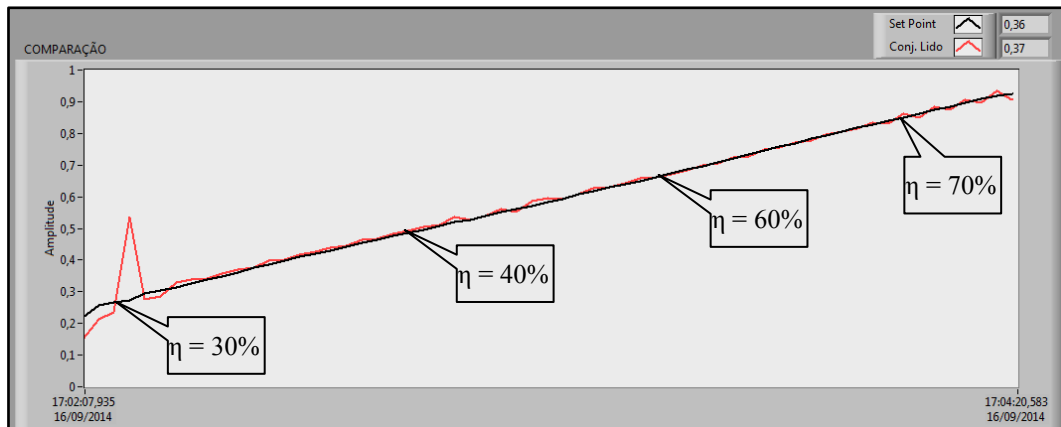


Figura 4.9 – Curvas de conjugado para carga linear e rendimento

Mediante a observação do gráfico, percebe-se um desvio entre o conjugado de referência e o conjugado medido no eixo. Devido ao atraso da corrente do enrolamento de campo decorrente de sua constante de tempo, o conjugado desenvolvido não é capaz de acompanhar a referência em seu instante inicial. Nota-se que, na mesma figura, o carregamento do motor é realizado de forma que a que o rendimento do motor inicia-se em torno de 30% e esse rendimento aumenta com o carregamento de carga no eixo do motor até em torno de 70%. Este procedimento evidencia que motores elétricos superdimensionados operam com rendimento baixo acarretando em um consumo adicional de energia elétrica.

4.3.6 Ensaio com Carga Quadrática

A Figura 4.10 mostra os resultados obtidos com o ensaio do motor sob teste para uma carga do tipo quadrática.

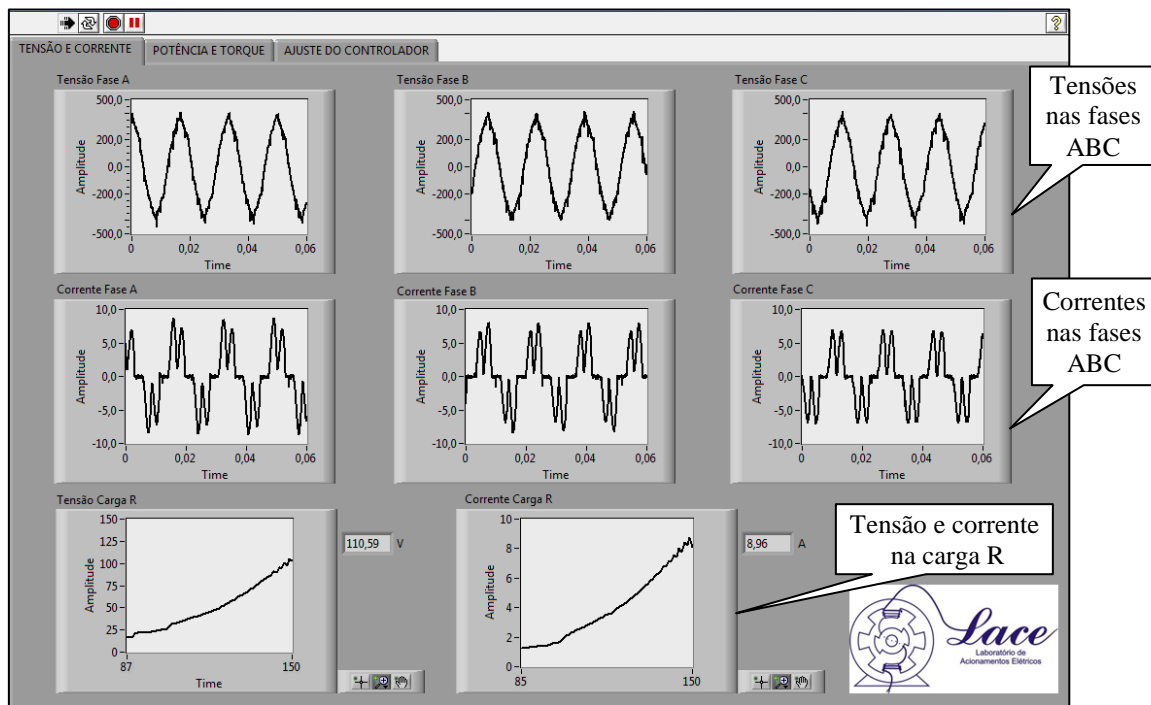


Figura 4.10 – Primeira aba, tensões e correntes para carga quadrática.

As formas de ondas de tensões e correntes de entrada no conjunto conversor e motor são mostrados. O comportamento da tensão e corrente na carga R do gerador CC também é monitorado.

A Figura 4.11 mostra as potências de entrada e saída do sistema, o conjugado desenvolvido pelo conjunto mediante uma carga quadrática, as correntes e tensões eficazes do sistema, a curva de rendimento do ensaio e a velocidade instantânea do motor sob teste.

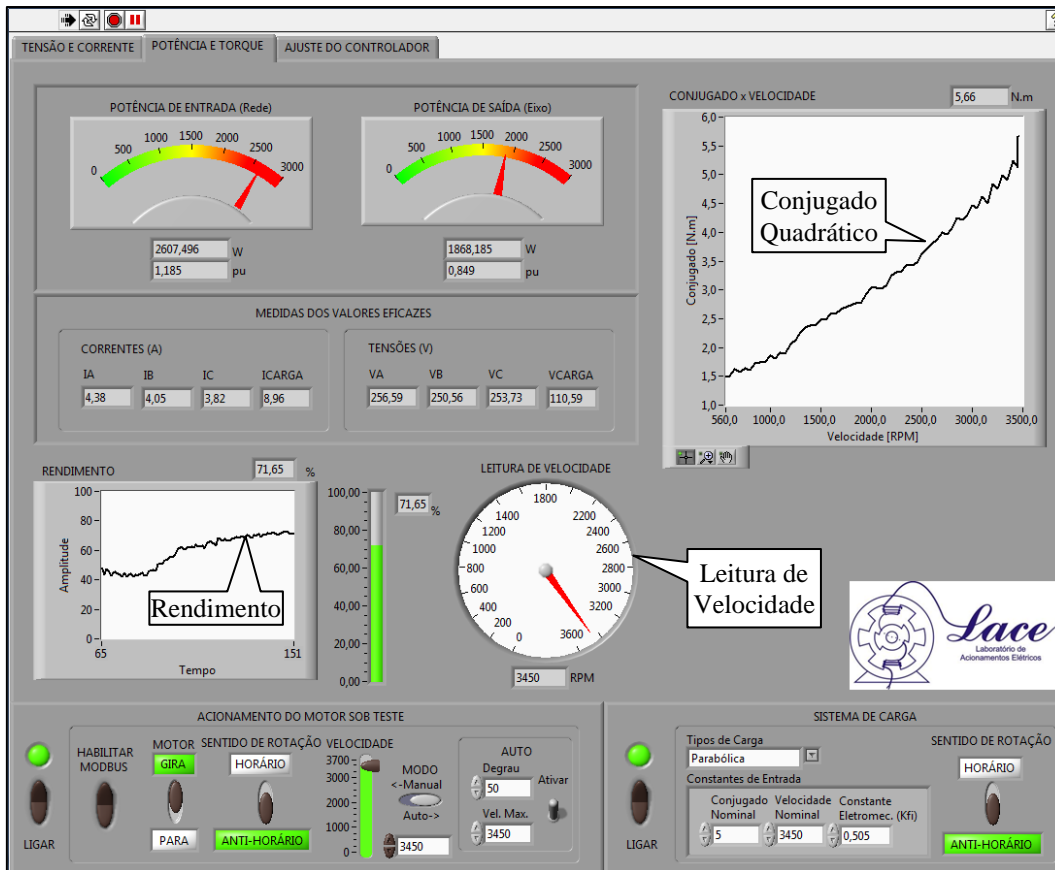


Figura 4.11 – Segunda aba, potências, rendimento e conjugado para carga quadrática.

A Figura 4.12 mostra o desempenho do controlador de carga para um perfil quadrático em $p.u.$, podemos analisar também o rendimento do processo de acordo com o carregamento do motor sob teste nestas condições.

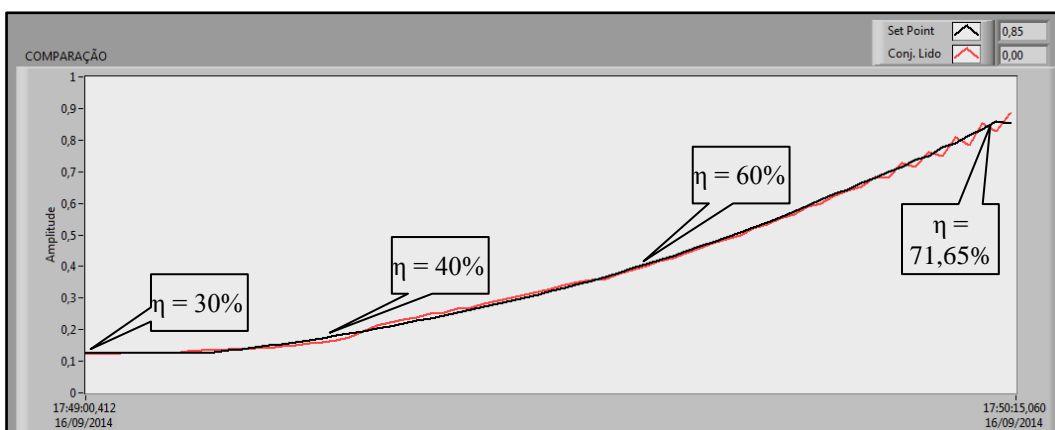


Figura 4.12 – Controle de conjugado para carga quadrática.

4.4 CONCLUSÃO

O estudo realizado teve como finalidade o desenvolvimento de uma bancada experimental para motores de indução trifásico operando sob diversos tipos de cargas mecânicas. Nesse estudo do comportamento do MIT, verifica-se a operação com variação de velocidade através do uso de inversor do tipo PWM senoidal com controle V/f em malha aberta sob diferentes tipos de cargas mecânicas impostas ao motor. A instrumentação envolvida nas medições tiveram uma boa resposta e precisão dos sinais elétricos medidos da bancada e os sinais obtidos foram disponibilizados ao usuário.

5 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 ASPECTOS DESENVOLVIDOS NO TRABALHO

Os objetivos propostos foram cumpridos, foi desenvolvida uma bancada experimental de estudos e análise para motores de indução trifásicos de potência até 5CV, desde sua concepção até o produto final.

A iniciativa de estudos dos MIT's operando nas suas reais condições de operação se faz extremamente interessante, visto que os mesmos ainda são os maiores consumidores de energia elétrica no meio industrial.

A bancada experimental desenvolvida possui equipamentos de medição, placas de aquisição, sensores, componentes elétricos, entre outros. Advinda da execução deste projeto, em conjunção com a montagem de uma plataforma flexível para ensaios de motores elétricos, tem permitido o desenvolvimento pleno e contínuo dos testes e ensaios de motores elétricos, satisfazendo os propósitos traçados para a referida pesquisa.

Foi desenvolvido um modelo computacional para o MIT acionado por inversor de frequência com controle escalar no ambiente MATLAB/SIMULINK. As simulações computacionais apresentadas contribuíram para validar o modelo, demonstrando a resposta do sistema para uma carga do tipo constante que pode ser comumente encontrada acoplada ao eixo de um motor de indução trifásico.

Com vistas à padronização dos testes nos MIT's, procurou-se ter como orientação as recomendações da NBR 5383-1 [2]. Deve-se ressaltar que a metodologia aplicada, utilizando como máquina primária uma máquina de corrente contínua

acoplada ao eixo do motor sob teste, permitiu a realização dos ensaios dos principais tipos de cargas mecânicas encontradas em ambientes industriais.

Uma das principais dificuldades encontradas durante a realização deste trabalho foi o alinhamento da máquina de corrente contínua e o motor sob teste, que foi superada com o desenvolvimento de uma base para a fixação do transdutor de conjugado solidário aos eixos das máquinas.

5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

- Aprimoramento das interfaces do aplicativo gerenciador de ensaios, tornando ainda mais amigável, com automação das aquisições dos sinais da bancada.

- Ensaios para análise de falhas do inversor na aplicação industrial.

- Ensaio de elevação de temperatura, incluindo o desempenho térmico do motor com o intuito de corrigir os pontos de operação dos ensaios para a temperatura de regime.

- Considerar as variações térmicas, efeito pelicular e saturação da máquina, pois neste trabalho o modelo utilizado não levam em conta essas variáveis.

- Ensaio para determinação de perdas.

- Ensaio para determinação do momento de inércia.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Eletrobrás - “Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica”.
<http://www.eletrobras.gov.br/>. Acesso: em 19 de janeiro de 2014
- [2] ABNT NBR 5383-1, “Máquinas elétricas girantes — Parte 1: Motores de Indução Trifásicos — Ensaios”. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro, 2002.
- [3] NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION. LabVIEW™ User Manual. National Instruments Corp. Austin, Texas, 1998.
- [4] MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. Balanço Energético Nacional 2012: Ano Base 2011. <https://ben.epe.gov.br/>. Acesso em 07 de agosto de 2014.
- [5] Ministério de Minas e Energia. Balanço de Energia Útil 2012: Ano Base 2011. <http://www.mme.gov.br/>. Acesso em 23 de agosto de 2014.
- [6] SILVA, V. P. Análise comparativa do desempenho do motor de indução trifásico de alto rendimento e linha padrão em condições de alimentação ideal e não ideal. 2012. 199f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia. 2012.
- [7] HBM, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH – Disponível em:
<http://www.hbm.com/>. Acesso em 18 de novembro de 2014.
- [8] Microchip Technology Inc. – “AN887” AC Induction Motor Fundamentals, 2003.
- [9] Fitzgerald, et all. Máquinas Elétricas. 6ª Edição. Bookman, São Paulo, 2006.
- [10] GEVISA. Motor de indução de corrente alternada. Disponível em:
www.geindustrial.com.br/ Acesso em 10 de Outubro: 2014.

- [11] WEG Motores, “Motores de indução alimentados por conversores de frequência PWM”. Jaraguá do Sul, Santa Catarina, 2006.
- [12] WEG ecatalog. <http://ecatalog.weg.net/>. Acesso em 20 de Outubro de 2014.
- [13] EFEI, Conservação de energia: eficiência energética de instalações e equipamentos. Editora da EFEI, Itajubá (MG), 2001.
- [14] DE ALMEIDA, A. T., FERREIRA, F. J. T. E., FONSECA, P., CHERITIEN, B., FALKNER H., REICHERT, J. C. C., WEST M., NIELSEN, S. B. and BOTH D.. VSDs for Electric Motor Systems.
- [15] SOUTO, O.C.N. Modelagem e análise do desempenho térmico de motores de indução sob condições não ideais de alimentação, UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA - UFU, Dezembro de 2001.
- [16] RASHID, M. H., “Eletrônica de Potência – Circuitos, dispositivos e aplicações”. Ed. Makron books S.A, São Paulo, 1999.
- [17] BARBI, I., MARTINS, D. C., Introdução ao estudo dos conversores CC-CA. Ed. dos autores, 2005.
- [18] BASCOPÉ, R. P. T. e PERIN, A. J. O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência. Ed. Sagra. Porto Alegre – RS, 1997.
- [19] AGUIAR, V.P.B., PONTES, R.S.T., MOREIRA, A.B., SCHMIDLIN JÚNIOR, C.R., de HOLANDA, Simulação do Potencial de Eficiência Energética em um Sistema de Ar Comprimido com Acionamento à Velocidade Variável. Congresso Brasileiro De Eficiência Energética, Vitória: UFES, 2007.
- [20] LIPO, T.A., NOVOTNY, D.W., Vector Control and Dynamics of AC Drives, Nova York: Editora Oxford University Press, 1996.
- [21] Ivo Barbi, “Teoria Fundamental do Motor de Indução”, Editora da UFSC – 1985.

- [22] Norma NBR 7094. Máquinas elétricas girantes – Motores de indução – Especificação. 2002
- [23] WEG Motores, “Apostila Treinamento – Módulo 2 Variação de Velocidade”. Jaraguá do Sul, Santa Catarina, 2001.
- [24] Viajante, G. P. Projeto, Implementação e Automação de Uma Bancada para Ensaio de Motores de Indução Monofásicos. 113f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Goiás, Goiânia. 2009.
- [25] Gomes, L. C. Acionamento Vetorial de Motores De Indução Trifásicos com Enfraquecimento de Campo e Maximização do Conjugado por Ampère. 2012. 180f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia. 2008.
- [26] TORO, V. D. Fundamentos de máquinas elétricas. Rio de Janeiro, Editora LTC, 1999.
- [27] NETO, F. A. T. Geração de perfis de cargas industriais mediante o controle PWM da tensão de campo do gerador de corrente contínua. Universidade de São Paulo, 2010.
- [28] O. S. LOBOSCO AND J. L. P. D. C. DIAS. Seleção e Aplicação de Motores Elétricos: McGraw-Hill: Siemens, 1988.
- [29] <http://www.feis.unesp.br/Home/departamentos/engenhariaeletrica/modulacao-vetorial-espacial.pdf>. Acesso em 23 de janeiro de 2015.

APÊNDICE A – MODELAGEM SENOIDAL MIT

Considere inicialmente o circuito equivalente como na Figura A.1.

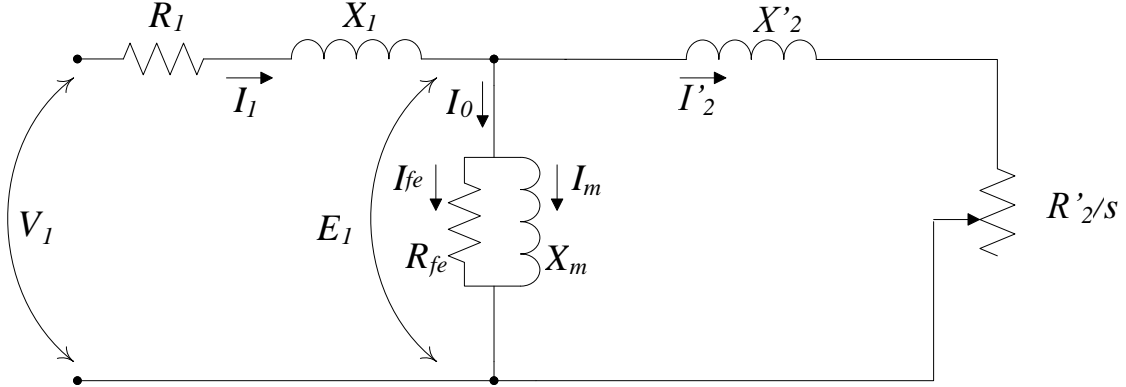


Figura A.1 – Circuito equivalente correspondente a uma fase do motor de indução.

Para a obtenção da corrente de rotor referida ao estator (I'_2) em função da corrente do estator (I_1) procede-se o desenvolvimento matemático que segue:

A impedância do rotor (Z'_2) é determinada pela expressão (A.1).

$$Z'^2_2 = \left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + X'^2_2 \quad (\text{A.1})$$

A admitância relativa a (Z'_2) é definida pela expressão (A.2).:

$$\dot{y}_2 = \frac{1}{\dot{Z}'_2} \quad (\text{A.2})$$

A expressão (A.2) pode ser reescrita como:

$$\dot{y}_2 = \frac{R'_2}{R'^2_2 + X'^2_2} - j \left(\frac{X'_2}{R'^2_2 + X'^2_2} \right) \quad (\text{A.3})$$

Designando por (g_2) a condutância e por (b_2) a susceptância tem-se as expressões (A.4) e (A.5), respectivamente.

$$g_2 = \frac{R'_2}{Z'^2_2} \quad (A.4)$$

$$-b_2 = \frac{X'_2}{Z'^2_2} \quad (A.5)$$

Seja \dot{y}_y a admitância resultante da associação do ramo de magnetização e do ramo correspondente ao rotor. Assim sendo a condutância (g) referente a admitância y_y é dada pela soma da condutância do ramo correspondente ao rotor e condutância do ramo de magnetização (g_{fe}) conforme a expressão (A.6).

$$g = g_{fe} + g_2 \quad (A.6)$$

A susceptância $(-b)$ referente a admitância y_y é dada pela soma da susceptância do rotor e susceptância do ramo de magnetização $(-b_m)$ conforme a expressão (A.7).

$$-b = -b_2 - b_m \quad (A.7)$$

Pelo exposto y_y pode ser escrito como expressão (A.8).

$$y_y^2 = g^2 + (-b)^2 \quad (A.8)$$

Sendo $\dot{y}_y = g - jb$

Fazendo $\dot{Z}_y = \frac{1}{\dot{y}_y}$ obtém-se expressão (A.9).:

$$\dot{Z}_y = \frac{g}{g^2 + b^2} + j \frac{b}{g^2 + b^2} \quad (A.9)$$

Sendo: $\dot{Z}_y = r_y + jx_y$, onde $r_y = \frac{g}{y_y^2}$ e $x_y = \frac{b}{y_y^2}$;

Sendo R_l a resistência do enrolamento do estator, a resistência equivalente r da impedância de entrada (Z) é dada pela expressão (A.10).:

$$r = r_y + R_l \quad (\text{A.10})$$

Denotando X_l a reatância do enrolamento do estator, a reatância equivalente (x) da impedância de entrada (Z) é dada pela expressão (A.11).

$$x = x_y + X_l \quad (\text{A.11})$$

A impedância equivalente da máquina é dada pela expressão (a.12).

$$Z^2 = r^2 + x^2 \quad (\text{A.12})$$

A corrente de entrada na máquina é dada pela expressão (A.13).

$$I_1 = \frac{V}{Z} \quad (\text{A.13})$$

sendo V a tensão de fase.

Do circuito equivalente da figura-a tem-se a expressão (A.14).:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + \dot{I}_0 \quad (\text{A.14})$$

Seja $\dot{V}_2 = \dot{Z}'_2 \dot{I}'_2$ então tem-se a expressão (A.15).

$$\dot{I}_1 = \dot{V}_2 \left(\dot{y}_2 + \dot{y}_0 \right) \quad (\text{A.15})$$

A expressão (2.17) pode ser reescrita como a expressão (A.16).

$$\dot{I}_1 = \dot{V}_2 \dot{y}_y \quad (\text{A.16})$$

De (A.16) tem-se expressão (A.17).

$$\frac{\dot{I}_1}{\dot{y}_y} = \dot{Z}'_2 \dot{I}'_2 \quad (\text{A.17})$$

Portanto, a equação (A.18) é dada por:

$$I'_2 = \frac{I_1}{y_y Z_2} \quad (\text{A.18})$$

A potência ativa de entrada nos terminais do MIT (P_{en}) é calculada pela expressão (A.19).

$$P_{en} = 3I_1^2 r \quad (\text{A.19})$$

A potência ativa de entrada no rotor ou potência transferida no entreferro (P_g) é calculada pela expressão (A.20).

$$P_g = 3 \frac{R'_2}{s} I'^2_2 \quad (\text{A.20})$$

A potência de perda no cobre do estator (P_{cl}) é calculada pela expressão (A.21).

$$P_{cl} = 3I_1^2 R_1 \quad (\text{A.21})$$

As perdas no núcleo (P_{fe}) são calculadas pela expressão (A.22).

$$P_{fe} = 3I_1^2 \frac{g_{fe}}{y_y^2} \quad (\text{A.22})$$

As perdas no cobre do rotor (P_{c2}) são calculadas pela expressão (A.23).

$$P_{c2} = sP_g \quad (\text{A.23})$$

APÊNDICE B – DIAGRAMAS ELÉTRICOS

Diagrama de força da bancada de ensaios de motores elétricos Figura B1.

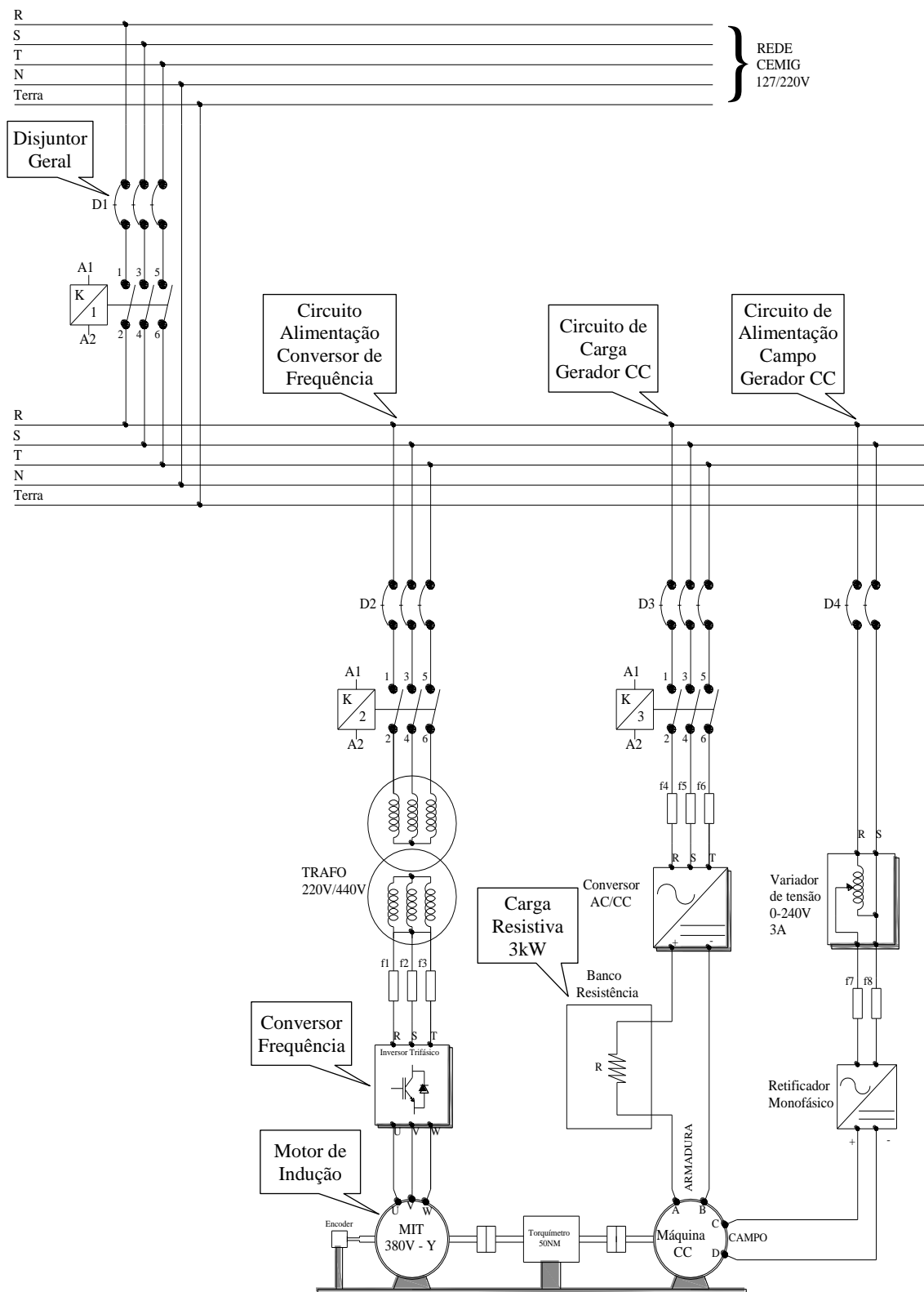


Figura B1 – Diagrama de força.

Diagrama de comando da bancada de ensaios de motores elétricos Figura B2.

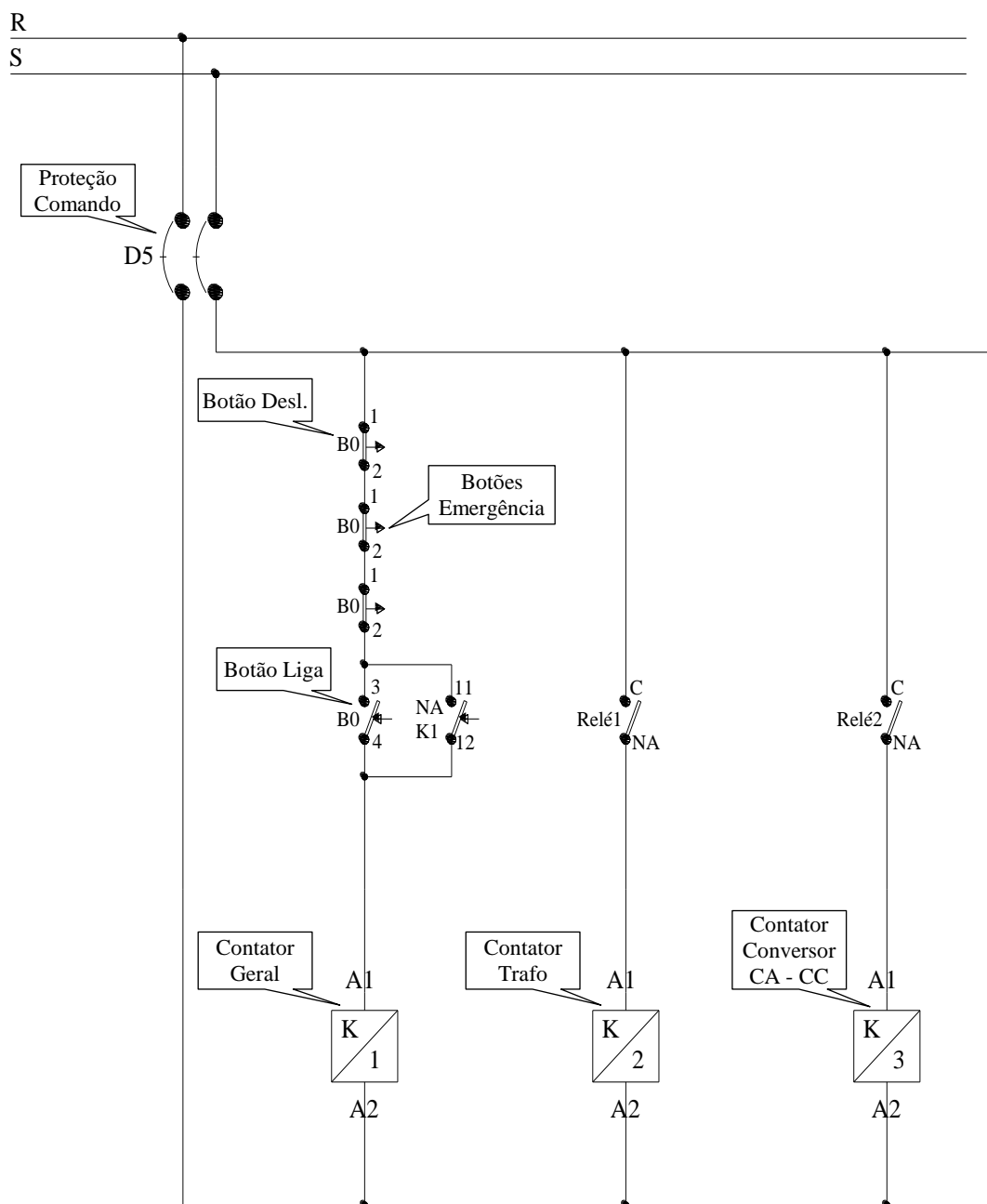


Figura B2 – Diagrama de comando.

APÊNDICE C – PROGRAMAÇÃO GRÁFICA EM LABVIEW.

O LabVIEW (acrónimo para *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) é uma linguagem de programação gráfica desenvolvida pela National Instruments. A Figura C1 mostra a tela de *splashscreen* do LabVIEW™ 2009.

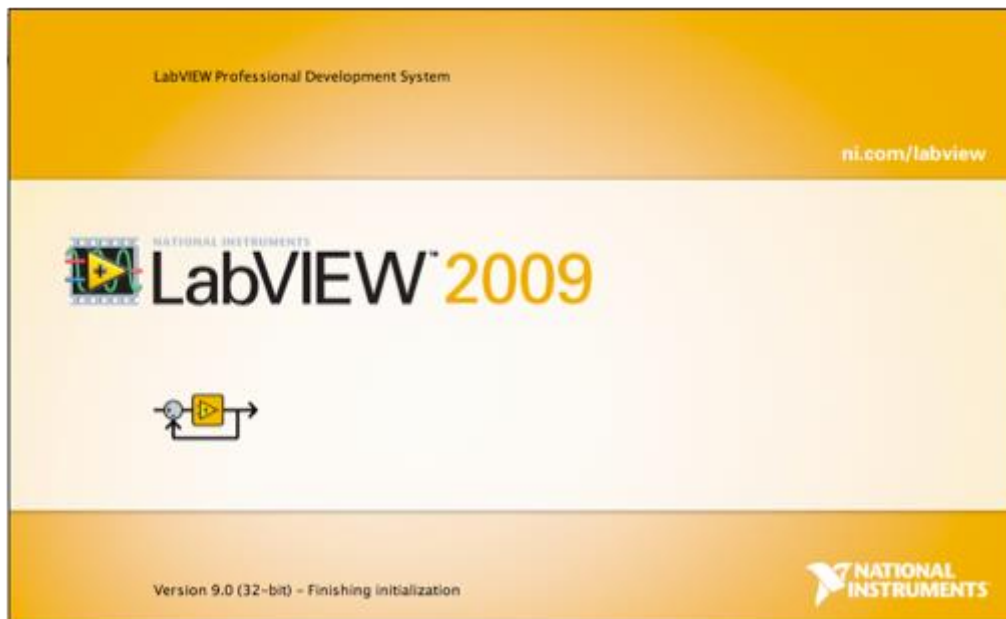


Figura C1 – Tela *splashscreen* LabVIEW™ 2009.

Em [24] mostra que programação é feita de acordo com o modelo de fluxo de dados, o que oferece a esta linguagem vantagens para a aquisição de dados e para a sua manipulação. Os programas em LabVIEW são chamados de instrumentos virtuais ou, simplesmente, VIs. São compostos pelo painel frontal, que contém a interface, e pelo diagrama de blocos, que contém o código gráfico do programa. O programa não é processado por um interpretador, mas sim compilado. Deste modo o seu desempenho é comparável com as linguagens de programação de alto nível. A linguagem gráfica do LabVIEW é chamada "G" ou "Gráfica".

A Figura C2 mostra um projeto iniciado ainda não salvo com nome temporário de *Untitled Project 1* e contém um VI também não nomeado com nome temporário *Untitled 1*.

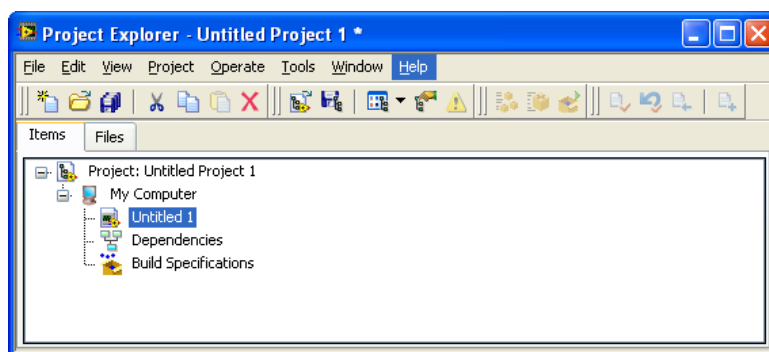
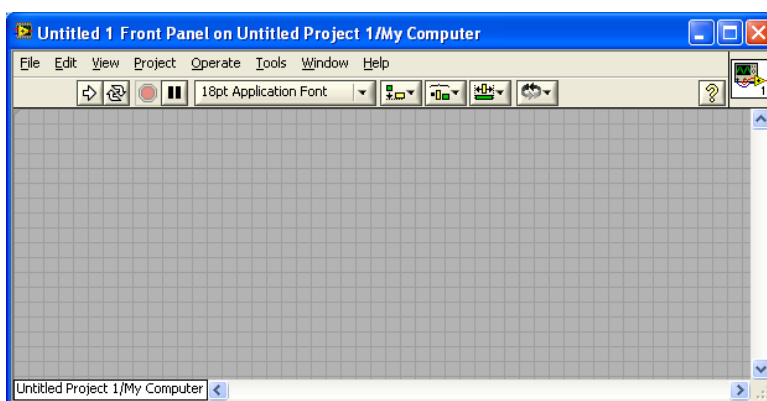
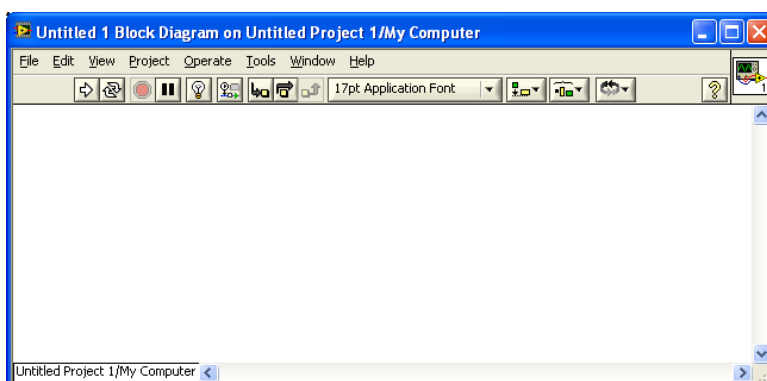


Figura C2 – Projeto LabVIEW em desenvolvimento.

Os VIs apresentam duas interfaces de desenvolvimento básicas: o *painel frontal* e *diagrama de blocos*. A Figura C3 apresenta essas duas interfaces.



(a)



(b)

Figura C3 – Interfaces de desenvolvimento de uma VI: (a) *Painel frontal* (b) *Diagrama de Blocos*.

A interface *painel frontal* é a interface que o operador ou usuário do programa em tempo de execução entra em contato para realização das operações que o aplicativo fornece para as quais foi desenvolvido. Quanto à interface de *diagrama de blocos* permite a programação gráfica em blocos, por esta razão, também é conhecida por programação G ou gráfica.

Cada uma das interfaces apresenta paletas diferentes de desenvolvimentos que podem ser acessadas através de um clique com o botão direito do mouse:

- *Painel frontal*: paleta de controle (*controls*);
- *Diagrama de Blocos*: paleta de funções (*functions*).

A Figura C4 mostra as interfaces de desenvolvimento de um VI.

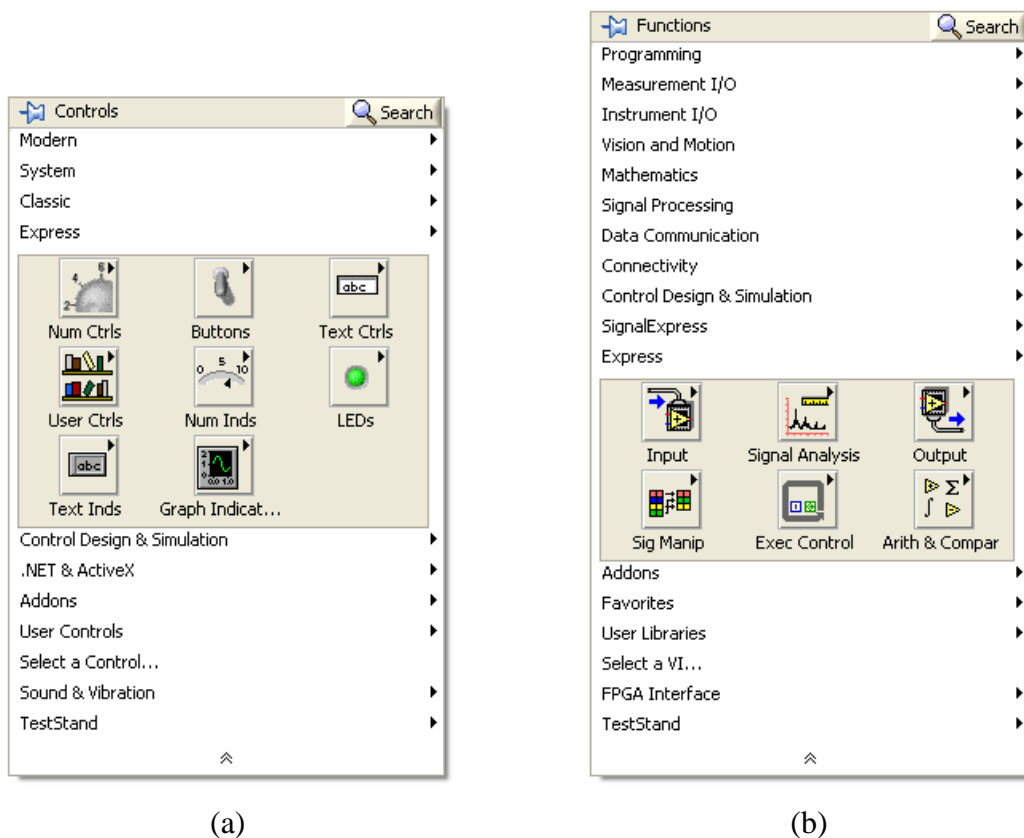


Figura C4 – Paletas de desenvolvimento de uma VI: (a) Paleta *Controls* do *painel frontal*. (b) Paleta *Functions* do *diagrama de blocos*.

A aquisição de sinais elétricos através do LabVIEW é obtida na seguinte forma: na paleta subpaleta *Functions* → *Measurement I/O* → *DAQmx - Data Acquisition* encontra-se o bloco mais importante para aquisição e geração de sinais: DAQ Assistant.

A Figura C5 mostra o bloco DAQ Assistant depois de inserido na interface de *diagrama de blocos*.

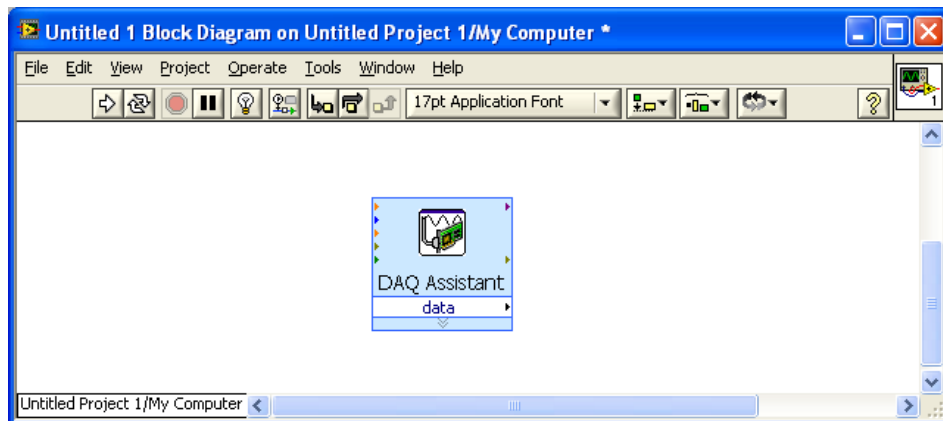


Figura C5 – Bloco de aquisição ou geração de sinais: DAQ Assistant.

Ao se inserir o bloco DAQ Assistant no *diagrama de blocos* surge uma janela (*Create New Express Task...*) na qual se podem escolher as seguintes opções conforme a placa de aquisição disponível:

- Adquirir Sinais
 - ✓ Entrada Analógica
 - ✓ Entrada Digital

- Gerar Sinais
 - ✓ Saída Analógica
 - ✓ Saída de Contagem
 - ✓ Saída Digital

Depois de escolhido um dos canais de aquisição ou geração a janela de configuração (*DAQ Assistant*) que pode ser vista na Figura C6. Nesta janela é possível configurar diversas características entre as quais estão:

- Adicionar ou remover canais de aquisição ou geração de sinais;
- Modo de aquisição;
- Tamanho do *Buffer*, amostras a serem adquiridas (*Samples to Read*);
- Taxa de aquisição em Hz;

Pode-se efetuar ainda as seguintes ações:

- Testar a aquisição através do botão *Run* localizado na barra superior.
- Visualizar o diagrama de conexão (*Connection Diagram*)

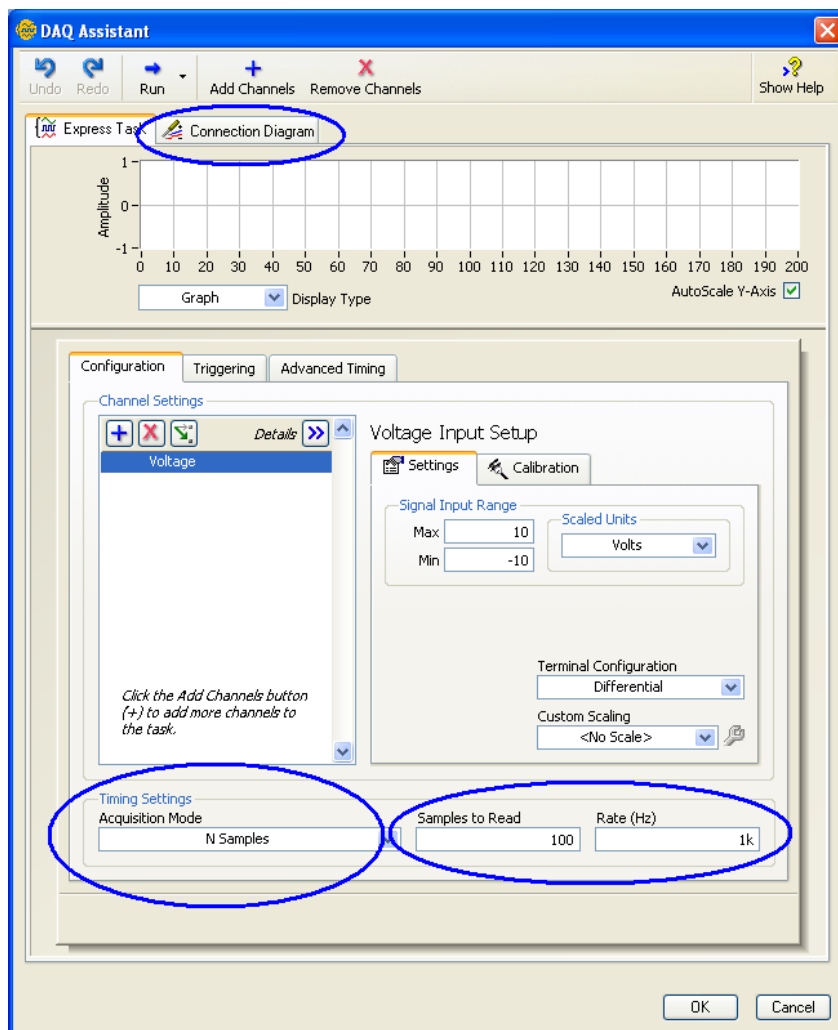


Figura C6 – Configurações de *Buffer* e taxa de aquisição.

Algumas destas configurações podem ser efetuadas de forma automática diretamente no *diagrama de blocos*, entretanto, um duplo clique em cima do bloco DAQ Assistant no *diagrama de blocos* permite o acesso à janela de configuração mostrada na Figura C6.

O diagrama de blocos do sistema desenvolvido é mostrado na Figura C7 e para uma melhor visualização do “código”, algumas funções principais foram agrupadas em outros blocos: a leitura dos sensores, a lógica para geração dos perfis de carga e as rotinas da comunicação MODBUS. Na tela principal estão as ligações com os indicadores e botões presentes nos painéis frontais e algumas lógicas e cálculos, como por exemplo, o sistema de aceleração automático do motor sob teste, os cálculos das potências de entrada e saída do motor sob teste e o cálculo do rendimento.

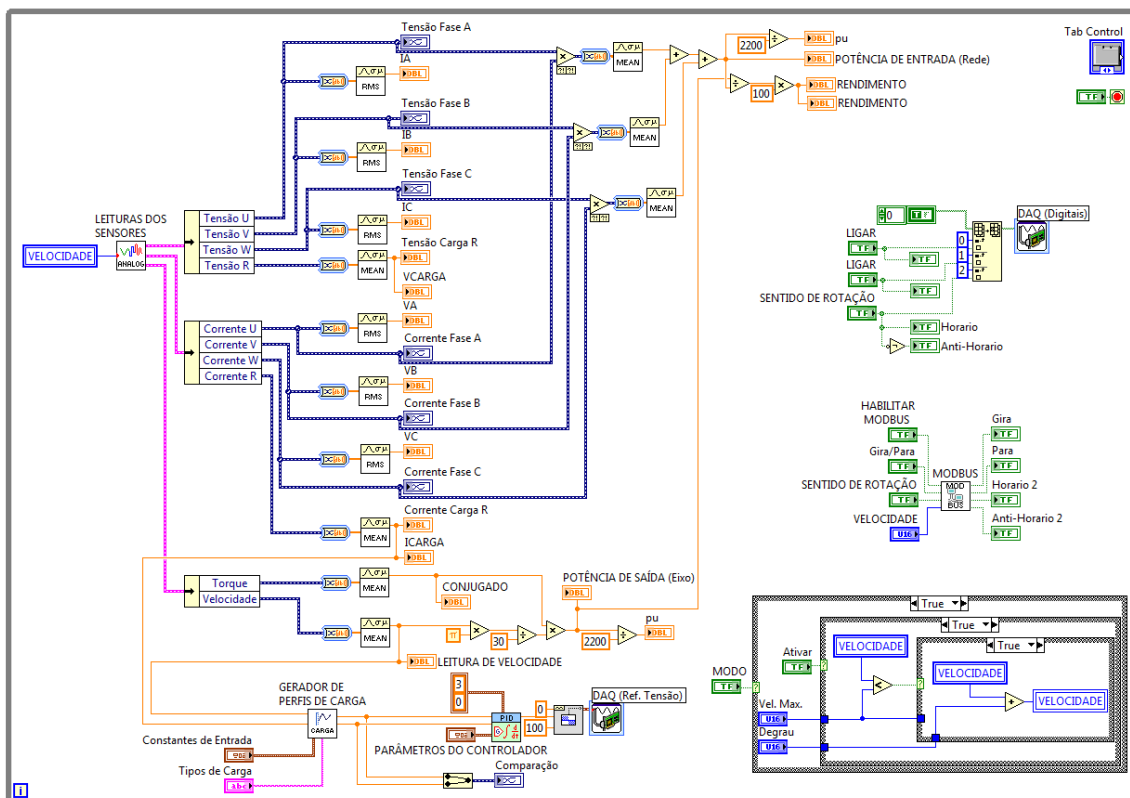


Figura C7 – Diagrama de blocos do sistema supervisorio.

No bloco “GERADOR DE PERFIS DE CARGA” estão presentes as lógicas que definem as curvas de carga que a máquina de corrente contínua irá impor sobre o eixo do motor sob teste. Cada perfil escolhido fará com que apenas uma das lógicas seja apresentada na saída. As curvas são geradas utilizando as equações de conjugado da Tabela 2.1, sendo que o conjugado inicial representa, por convenção, 10% do conjugado nominal, o cálculo das constantes é feito utilizando os valores nominais do motor sob teste inseridos pelo usuário no campo respectivo e a variação do conjugado responde à variação da velocidade obtida pelo *encoder*. Neste bloco também é calculado o conjugado através da corrente de armadura e a constante eletromecânica $K\phi$, igualmente inserido pelo usuário, e este valor é normalizado. Com isto, os perfis de carga também foram normalizados, ou seja, a velocidade nominal irá solicitar 1 *pu* de conjugado, as Figuras C8, C9 e C10 mostram as implementações.

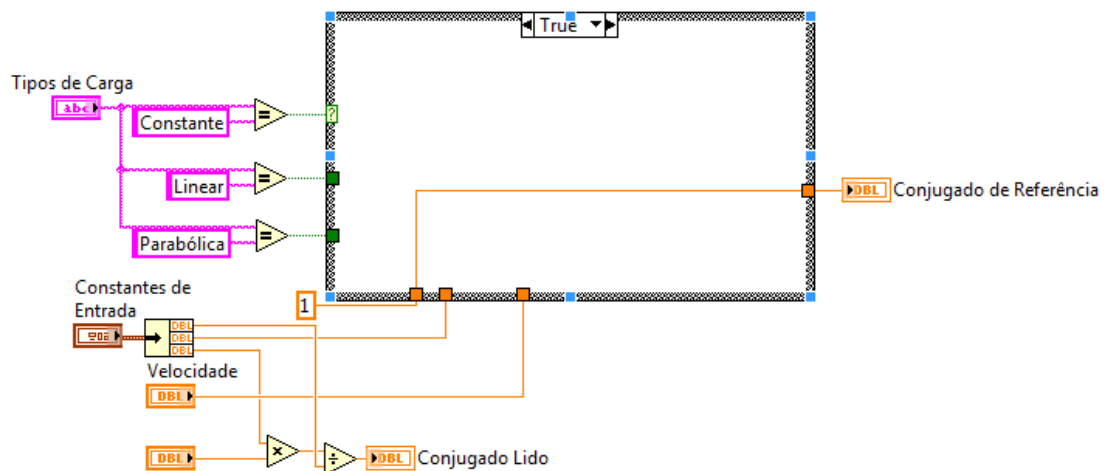


Figura C8 - Lógica para carga tipo “Constante”

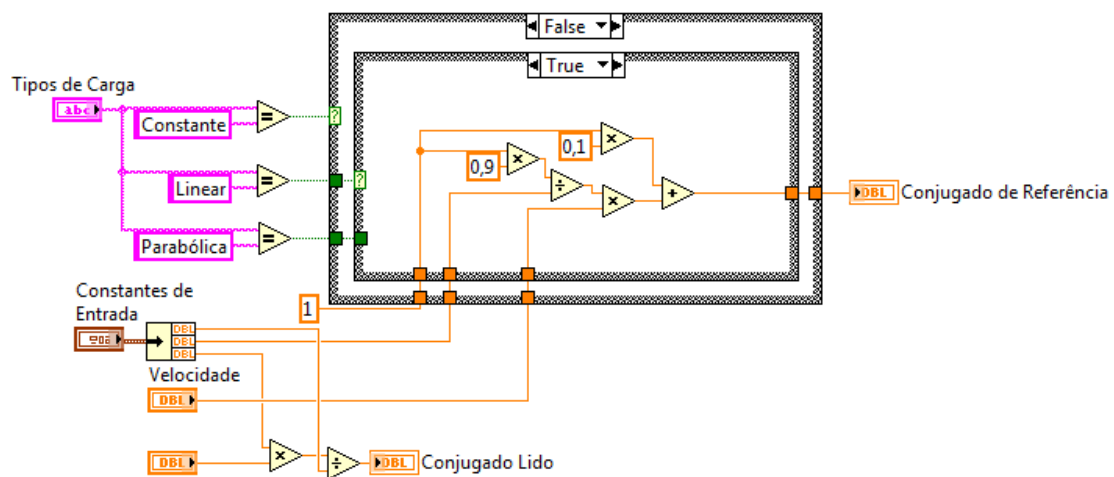


Figura C9 - Lógica para carga tipo “Linear”

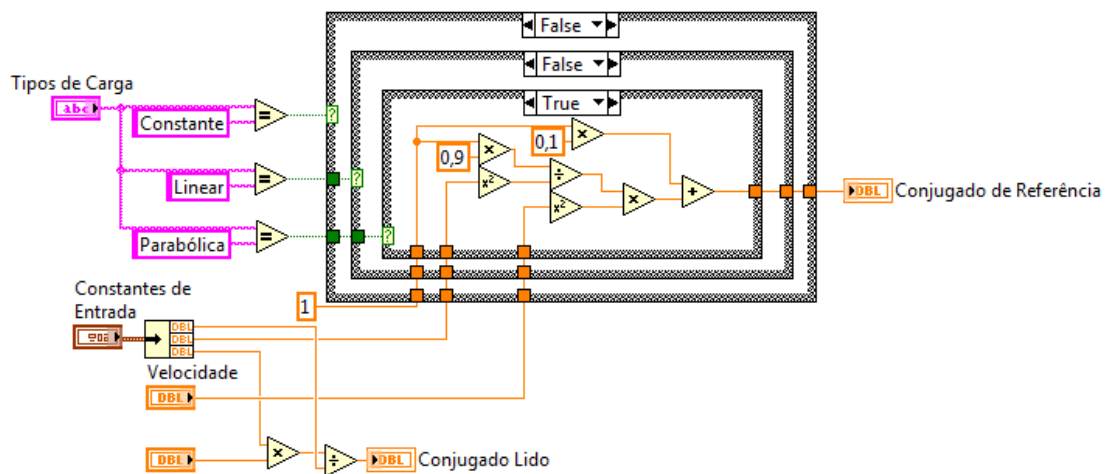


Figura C10 – Lógica para carga tipo “Parabólica”