

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**FREIO ELETROMAGNÉTICO PARA ENSAIOS DE MOTORES
ELÉTRICOS DE INDUÇÃO**

ADRIANO HOLANDA PEREIRA

FORTALEZA

2006

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Adriano Holanda Pereira

**FREIO ELETROMAGNÉTICO PARA ENSAIOS DE MOTORES
ELÉTRICOS DE INDUÇÃO**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.

Co-orientador:

Henrique Antunes Cunha Jr, Dr.

Fortaleza, novembro de 2006

FREIO ELETROMAGNÉTICO PARA ENSAIOS DE MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO

Adriano Holanda Pereira

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.

Orientador

Otacílio da Mota Almeida, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora

Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.

Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.

Prof. Henrique Antunes Cunha Júnior, Dr.

Prof. Júlio Carlos Teixeira, Dr.

Fortaleza, novembro de 2006

Ofereço,

Aos meus amados pais, José Mario e Gercina, pela dedicação incondicional, por todo carinho e por representarem a minha maior motivação.

À minha amada Alessandra, por todo seu incentivo e companheirismo ao longo desses anos de ótima convivência.

Aos meus Irmãos. Em especial, as minhas queridas irmãs Ivna e Jaqueline.

Ao meu grande amigo Max Weber (em memória).

AGRADECIMENTOS

À Alessandra, Ivna e Jaqueline por toda a ajuda ao longo deste trabalho.

Ao professor Henrique Cunha pela sua amizade, pelas orientações valiosas e por toda a motivação na busca científica.

Ao professor Ricardo Silva Thé Pontes pelo otimismo, confiança e dedicação neste projeto e em todas as atividades do Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes (LAMOTRIZ) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Ao professor Tomaz Nunes Cavalcante Neto pelo confiança na equipe do Programa de Eficiência no Consumo de Energia Elétrica da UFC (PROCEN) e pelo seu valoroso empenho para concretizar o LAMOTRIZ.

Ao Ilmo.sr. Tiago da Silva Teixeira que, com todas as dificuldades e limitações da sua modesta oficina, não poupou esforços para a construção da estrutura mecânica utilizada neste trabalho.

Aos amigos Adson Bezerra Moreira, Celso Rogério Schmidlin Jr e Robson Paiva, companheiros de graduação, pela amizade, por sempre estarem dispostos a me ajudar em toda a jornada do mestrado e em todas as tarefas do LAMOTRIZ.

Aos amigos do mestrado Vanessa Siqueira, Tobias Rafael Fernandes, Paulo Peixoto Praça, George Cajazeiras e Victor de Paula. A todos estes, eu agradeço pela amizade, incentivo e otimismo.

À Eletrobrás – Centrais Elétricas Brasileiras S.A.

Adriano Holanda Pereira

RESUMO

Resumo da dissertação apresentada à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

FREIO ELETROMAGNÉTICO PARA ENSAIOS DE MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO

Adriano Holanda Pereira

Neste trabalho são apresentados os resultados dos ensaios com motores de indução trifásicos industriais, do tipo gaiola de esquilo, a partir de uma carga mecânica variável. Para isso, é apresentado a pesquisa e o desenvolvimento de um freio eletromagnético por ação de correntes induzidas, segundo propostas analíticas para o cálculo do conjugado de frenagem. São realizadas medidas de potência ativa, fator de potência, corrente e velocidade para a região de operação nominal de dois motores de 10 hp. A partir do comparativo experimental e de dois modelos matemáticos distintos, modelo ABC e circuito equivalente monofásico, é comprovado o melhor desempenho alcançado pelo motor de indução trifásico de alto rendimento.

Número de páginas: 108.

Palavras-chave: ensaio de motores de indução, freio eletromagnético, motor de alto rendimento.

ABSTRACT

Abstract of dissertation presented at Universidade Federal do Ceará as partial fulfillment of the requirements for the Master degree of in Electrical Engineering.

ELECTROMAGNETIC BRAKE FOR INDUCTION MOTORS TEST

Adriano Holanda Pereira

In this work, through the use of a variable mechanical load, tests are realized in two squirrel cage asynchronous motors. For that, it is presented the design and the implementation of a electromagnetic brake by the eddy currents action, according to analytic proposals for the calculation of the braking torque. Measurements of the real power, power factor, current and speed for all nominal operation range of the two 10 hp motors are realized. From the experimental comparative and of two different mathematical models, ABC model and single-phase equivalent circuit, the best performance of the high efficiency induction motor is evidenced.

Number of pages: 108.

Keywords: Induction motor test, electromagnetic brake, high performance motor.

SUMÁRIO

RESUMO	vi
ABSTRACT	vii
LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xi
ABREVIATURAS E SIGLAS	xi
LISTA DE SÍMBOLOS	xii
CAPÍTULO I	
INTRODUÇÃO.....	01
1.1 Dados econômicos	01
1.2 As medidas de conjugado.....	03
1.3 Objetivo da dissertação	06
1.4 Justificativa	08
1.5 Corpo do trabalho.....	08
1.6 Considerações finais.....	09
CAPÍTULO II	
PROPOSTAS PARA O FREIO POR CORRENTES INDUZIDAS.....	10
2.1 Histórico do freio por correntes induzidas	10
2.2 Campos eletromagnéticos.....	14
2.2.1 Aplicação das correntes induzidas	18
2.2.2 Frenagem por correntes induzidas em MIT	18
2.3 Propostas para o FEACI.....	19
2.3.1 Proposta de Smythe	19
2.3.2 Proposta de Baran.....	20
2.3.3 Proposta de Schieber.....	21
2.3.4 Proposta de Davis	21
2.3.5 Proposta de Wiederick e Heald.....	22
2.3.6 Proposta de Wouterse	23
2.3.7 Proposta de Quian Ming	26
2.4 Atração ferromagnética	27
2.5 Considerações finais.....	29
CAPÍTULO III	
PROJETO DO FREIO ELETROMAGNÉTICO POR AÇÃO DE CORRENTES INDUZIDAS.....	30
3.1 Metodologia de projeto	30
3.1.1 Dimensionamento do disco.....	31
3.1.2 Densidade de fluxo magnético	32
3.1.3 Bobinas de campo.....	34
3.1.4 Dados de projeto.....	35
3.2 Determinação do número de pólos	37
3.3 O Protótipo	38
3.4 Arranjo das bobinas.....	41
3.4.1 Fonte de alimentação	44
3.5 Curvas de conjugado para operação nominal.....	46
3.6 Considerações finais.....	49

CAPÍTULO IV	
BANCADA DE ENSAIOS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS	51
4.1 A Bancada.....	51
4.2 Equipamentos de potência.....	53
4.2.1 Motores	54
4.2.2 Partida suave	56
4.2.3 Conversor de frequência	57
4.3 Equipamentos de controle e medição	58
4.3.1 Controle.....	58
4.3.2 Transdutor de velocidade.....	59
4.3.3 Transdutor de temperatura	60
4.3.4 Transdutor de vibração	60
4.3.5 Central de múltiplas medidas.....	61
4.3.6 Equipamentos de proteção	62
4.4 Equipamentos auxiliares.....	62
4.4.1 Osciloscópio.....	62
4.4.2 Multímetro.....	62
4.5 Automação.....	62
4.5.1 Estação de trabalho.....	64
4.6 Considerações finais.....	65
CAPÍTULO V	
SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	66
5.1 Ensaio em vazio	66
5.2 Modelos matemáticos do MIT.....	67
5.2.1 Modelo ABC	68
5.2.2 Modelo do Circuito Equivalente	70
5.3 Medidas realizadas	70
5.3.1 Comparação das medidas.....	71
5.4 Simulação	74
5.4.1 MIT de alto rendimento	76
5.4.2 MIT padrão.....	77
5.4.3 Comparativos gráficos dos resultados	78
5.4.4 Cálculo do conjugado	81
5.4.5 Rendimentos.....	84
5.5 Considerações finais.....	87
CONCLUSÕES	89
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	91
APÊNDICE A	97

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Composição setorial do consumo de eletricidade no Brasil em 2004.....	01
Figura 1.2 – Consumo de eletricidade no setor industrial brasileiro em 2004.....	02
Figura 1.3 – Freio de Prony.....	04
Figura 1.4 – Dinamômetro por ação de correntes induzidas.....	05
Figura 1.5 – Diagrama de blocos de um freio ACI para ensaio de motores elétricos.....	06
Figura 1.6 – Esquema dos dispositivos de ensaio.....	07
Figura 2.1 – Máquina acíclica ou dínamo de Faraday.....	11
Figura 2.2 – Oposição ao movimento relativo.....	15
Figura 2.3 – Condutora em movimento sob influência do campo magnético.....	16
Figura 2.4 – Efeito das correntes induzidas pelo movimento relativo.....	16
Figura 2.5 – Disco condutor girando sob influência do fluxo magnético.....	22
Figura 2.6 – Curvas típicas de conjugado e potência em função da velocidade para os dinamômetros por ACI, a partir de uma excitação constante.....	26
Figura 2.7 – Eletroímãs atuando sobre um condutor ferromagnético m.....	28
Figura 3.1 – Arranjos para o circuito de campo e armadura aplicado a transferência de conjugado por ACI.....	30
Figura 3.2 – Par de bobinas em relação ao disco para entreferro fixo e ajustável.....	31
Figura 3.3 – Localização do pólo em relação ao eixo do disco.....	33
Figura 3.4 – Vista lateral da bobina de múltiplos grupos de enrolamentos.....	34
Figura 3.5 – Vista lateral da bobina definitiva.....	34
Figura 3.6 – Ponto de operação do MIT para aplicação de 1,2A no FEACI.....	36
Figura 3.7 – Modelos de Schieber, Smythe e Wouterse.....	37
Figura 3.8 – Curva de carga para um par de pólos e para oito pares de pólos.....	38
Figura 3.9 – Dispositivo físico construído.....	39
Figura 3.10 – Diagrama elétrico das bobinas.....	42
Figura 3.11 – Correntes induzidas por campos homopolares e heteropolares.....	42
Figura 3.12 – Caminho médio adotado para a distribuição das correntes induzidas na superfície do disco.....	43
Figura 3.13 – Esquema elétrico de ligação das bobinas.....	44
Figura 3.14 – Circuito de alimentação das bobinas de campo.....	45
Figura 3.15 – Tensão aplicada às bobinas do FEACI.....	45
Figura 3.16 – Corrente total medida nas bobinas do FEACI.....	46
Figura 3.17 – Potência ativa medida em função da corrente aplicada ao FEACI.....	47
Figura 3.18 – Curvas calculadas para o conjugado em função da corrente de campo.....	48
Figura 3.19 – Velocidade de rotação em função da corrente aplicada ao FEACI.....	49
Figura 4.1 – Diagrama da bancada de ensaios de motores.....	51
Figura 4.2 – Quadros de (a) Automação e (b) Controle.....	52
Figura 4.3 – Motores e FEACI.....	53
Figura 4.4 – Dimensões dos motores (em mm).....	55
Figura 4.5 – Diagrama do soft-starter.....	56
Figura 4.6 – Comportamento da corrente de partida do MIT para acionamento com soft starter.....	57
Figura 4.7 – Conversor de frequência (inversor).....	58
Figura 4.8 – CLP com módulos de expansão e interface para usuário.....	59
Figura 4.9 – (a) transdutor de velocidade (<i>encoder</i>) e (b) diagrama de pulsos.....	60
Figura 4.10 – (a) Transdutor de temperatura PT 100 e (b) transmissor MTT 101.....	60
Figura 4.11 – Central de múltiplas medidas PM850.....	61
Figura 4.12 – Diagrama simplificado da rede de automação.....	63
Figura 4.13 – Tela principal de supervisão da bancada de motores.....	65
Figura 5.1 – Fasores de tensão do modelo ABC.....	68
Figura 5.2 – Representação do circuito equivalente monofásico para o MIT.....	70
Figura 5.3 – Potência ativa medida em função das correntes aplicadas ao freio.....	72
Figura 5.4 – Corrente média de alimentação do MIT em função das correntes aplicadas ao freio.....	72
Figura 5.5 – Fator de potência em função das correntes aplicadas ao freio.....	73
Figura 5.6 – Velocidade média em função das correntes aplicadas ao freio.....	74
Figura 5.7 – Diagrama para o cálculo dos conjuntos k^*	75
Figura 5.8 – Corrente medida na linha e simulada, em função da corrente aplicada ao freio.....	78
Figura 5.9 – Corrente medida na linha e simulada, em função da corrente aplicada ao freio.....	79
Figura 5.10 – Fator de potência (medido e simulado) do MIT alto rendimento, em função da corrente no freio.....	79
Figura 5.11 – Fator de potência (medido e simulado) do MIT padrão, em função da corrente no freio.....	80

Figura 5.12 – Velocidade (medida e simulada) no MIT de alto rendimento, em função da corrente no FEACI.	80
Figura 5.13 – Velocidade (medida e simulada) do MIT padrão, em função da corrente no FEACI.	81
Figura 5.14 – Conjugado em função das correntes aplicadas ao freio.	82
Figura 5.15 – Conjugado em função das correntes aplicadas ao freio.	83
Figura 5.16 – Potência ativa medida em função das correntes aplicadas ao freio.	83
Figura 5.17 – Comparativo entre os rendimentos dos MIT.	84
Figura 5.18 – Forma de onda da tensão de saída do conversor de frequência.	85
Figura 5.19 – Potência ativa medida em função das correntes aplicadas ao freio.	85
Figura 5.20 – Fator de potência em função das correntes aplicadas ao freio.	86
Figura 5.21 – Comparativo térmico para a mesma condição de carga mecânica.	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Energia final, Útil e potencial de economia em eletricidade.	02
Tabela 3.1: Dados do projeto.	35
Tabela 3.3: Dados construtivos do rotor.	41
Tabela 3.4: Dados construtivos do estator.	40
Tabela 3.4: Resistência e indutância das bobinas do FEACI.	43
Tabela 3.5: Resistência e indutância dos grupos de bobinas.	44
Tabela 4.1: Dados dos motores.	54
Tabela 4.2: Dados de projeto dos MIT.	55
Tabela 5.1: Ensaio em vazio.	66
Tabela 5.2: Cálculo das perdas em vazio.	67
Tabela 5.3: Medidas do motor de alto rendimento.	71
Tabela 5.4: Medidas do motor padrão.	71
Tabela 5.5: Valores de k^* (dados do fabricante).	76
Tabela 5.6: Valores de k^* (modelo ABC).	76
Tabela 5.7: Valores de k^* (modelo CE).	76
Tabela 5.8: Valores de k^* (dados do fabricante).	77
Tabela 5.9: Valores de k^* (modelo ABC).	77
Tabela 5.10: Valores de k^* (modelo CE).	77
Tabela 5.11: Conjugado calculado para o MIT alto rendimento.	82
Tabela 5.12: Conjugado calculado para o MIT padrão.	82

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LAMOTRIZ	Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes
UFC	Universidade Federal do Ceará
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AISI	American Iron and Steel Institute
NBR	Norma Brasileira
IEC	International Electrotechnical Commission
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ANSI	American National Standards Institute
SAE	Society of Automotive Engineers
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
CLP	Controlador Lógico Programável
BEU	Balanco de Energia Útil
BEN	Balanco Energético Nacional
PWM	Modulação por largura de pulso
MIT	Motor de Indução Trifásico
FEACI	Freio Eletromagnético por Ação de Correntes Induzidas

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Nome	Unidade	Abreviatura
t	Tempo	segundo	[s]
m	Massa	quilograma	[kg]
F	Força	Newton	[N]
P	Potência	Watt	[W]
W	Trabalho, Energia	Joule	[J]
T	Conjugado	Newton.metro	[N.m]
ω	Velocidade angular	radiano/segundo	[rad/s]
\bar{v}	Velocidade linear ou tangencial	metro/segundo	[m/s]
q	Carga elétrica	Coulomb	[C]
\vec{E}	Vetor Intensidade campo elétrico	Volt/metro	[V/m]
\vec{A}	Vetor potencial magnético	Weber/metro	[Wb/m]
\vec{B}	Vetor densidade de fluxo magnético	Tesla (weber/metro ²)	[T], [Wb/m ²]
\vec{H}	Vetor Intensidade de campo magnético	Ampère/metro	[A/m]
ϕ	Fluxo magnético	Weber	[Wb]
I	Corrente elétrica	Ampère	[A]
I _L	Corrente elétrica eficaz de linha	Ampère	[A]
\vec{J}	Densidade de corrente	Ampère/metro ²	[A/m ²]
V	Potencial elétrico	Volt	[V]
f	Frequência	Hertz	[Hz]
F _{mm}	Força magnetomotriz	Ampère-espira	[A.e]
L	Indutância	Henry	[H]
C	Capacitância	Farad	[F]
R	Resistência elétrica	Ohm	[Ω]
\mathfrak{R}	Relutância magnética	Ampère/ Weber	[A/Wb]
ϵ_0	Permissividade do vácuo	Farad/metro	[F/m]
ϵ_r	Permissividade relativa		
μ_0	Permeabilidade do vácuo	Henry/metro	[H/m]
μ_r	Permeabilidade relativa		
σ	Condutividade elétrica	Simens/metro	[S/m]
t _C	Temperatura	Celsius	[°C]
x	Comprimento do entreferro	metro	[m]
d	Espessura	metro	[m]
r	Raio total	metro	[m]
R	Raio efetivo	metro	[m]
h	Altura da bobina	metro	[m]
D	Diâmetro interno da bobina	metro	[m]
δ	Profundidade de penetração média	metro	[m]
J _{Disco}	Momento de inércia do disco	quilograma.metro ²	[kg.m ²]
ρ	Densidade	Gramas por cm ³	[g/cm ³]
vol	Volume	Metros cúbicos	[m ³]
c	Fator de eficiência geométrico		
T _{MEC}	Conjugado motor	Newton.metro	[N.m]
K	Conjuntos de grandezas calculadas		
M	Conjunto de grandezas medidas		
η	Rendimento		

fp	Fator de potência		
R_S	Resistencia equivalente do estator	Ohm	$[\Omega]$
R_R	Resistencia equivalente do rotor	Ohm	$[\Omega]$
X_S	Reatância de dispersão do estator	Ohm	$[\Omega]$
X_R	Reatância de dispersão do rotor	Ohm	$[\Omega]$
X_M	Reatância de magnetização	Ohm	$[\Omega]$
P_A	Potência elétrica ativa	Watt	$[W]$
i_B	Corrente contínua aplicada ao freio	Ampère	$[A]$
L_{SS}	Matriz das indutâncias do estator	Henry	$[H]$
L_{RR}	Matriz das indutâncias do rotor	Henry	$[H]$
L_{SR}	Matriz das indutâncias mútuas	Henry	$[H]$
\underline{v}_S	Matriz das tensões no estator	Volt	$[V]$
\underline{v}_R	Matriz das tensões no rotor	Volt	$[V]$

INTRODUÇÃO

O Motor Elétrico de Indução Trifásico (MIT) é um elemento fundamental na produção de força motriz no cenário industrial moderno, sendo responsável direto pelos processos fabris dos mais simples aos mais sofisticados. Nesse âmbito, devido a grande predominância dos MIT no setor industrial, quaisquer iniciativas para aumentar os rendimentos na conversão eletromecânica de energia desses equipamentos, trarão impactos positivos significativos para a economia nacional [1].

1.1 DADOS ECONÔMICOS

No Brasil, em 2004, o setor industrial¹ foi responsável por 47,9% de todos os 359,6TWh de energia elétrica consumida no país [2], como ilustra a figura 1.1.

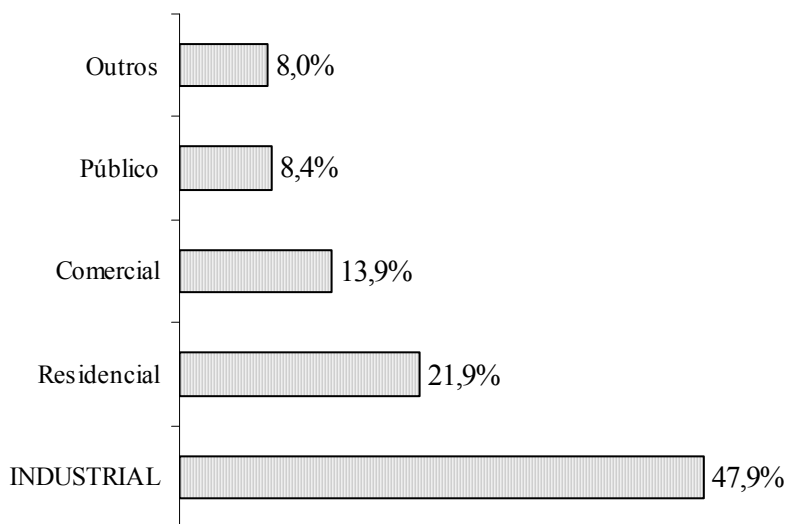


Figura 1.1 – Composição setorial do consumo de eletricidade no Brasil em 2004. [2]

O avanço produtivo nos diversos setores industriais não seria possível sem a existência de um mecanismo como o MIT, por outro lado, esses motores encontram-se freqüentemente envolvidos em atividades com elevado potencial de conservação de energia [1]. Como apresentado no Balanço Energético Nacional [2], a maior parcela da energia

¹ O setor industrial foi o maior consumidor de energia elétrica em 2004 com crescimento de 7,1% em relação ao consumo do ano anterior, fortemente impulsionado pelos altos níveis das exportações [2].

elétrica consumida pelo setor industrial destina-se às unidades de força motriz, conforme ilustra a figura 1.2, sendo estas unidades representadas principalmente por motores de indução [1].

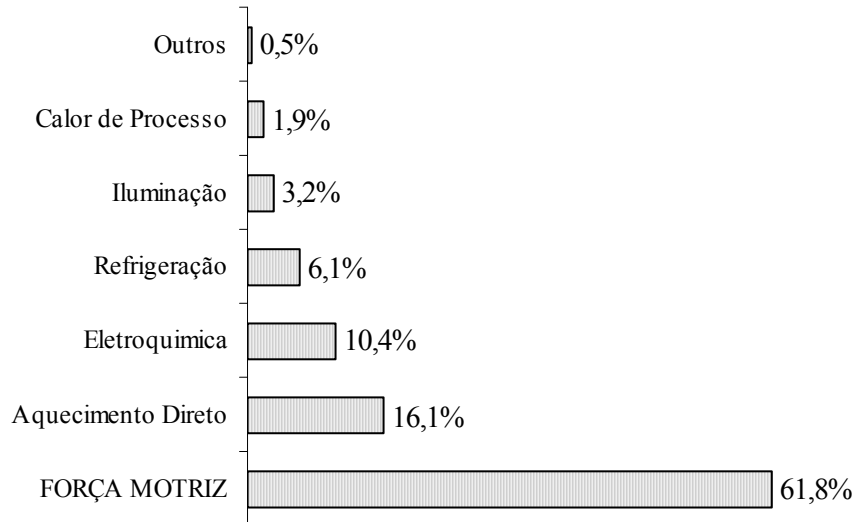


Figura 1.2 – Consumo de eletricidade no setor industrial brasileiro em 2004 [2]

O Balanço de Energia Útil 2005 [3] apresenta um modelo que permite analisar os dados setoriais de [2] e obter o potencial de economia de energia a partir da energia final (E_F), destinada aos diferentes processos industriais, e da energia útil (E_U). A energia útil é calculada a partir do rendimento da primeira transformação energética, em cada processo de conversão. Sendo que, o potencial de economia de energia elétrica (E_E) para o uso final em força motriz envolvendo todos os setores é apresentado na tabela 1.1.

Tabela 1.1: Energia final, Útil e potencial de economia de eletricidade em força motriz [3]

SETOR CONSUMIDOR DE ELETRICIDADE EM FORÇA MOTRIZ	ENERGIA FINAL, E_F .	ENERGIA ÚTIL, E_U .	POTENCIAL DE ECONOMIA, E_E .
Energético	1.020,77	918,70	43,44
Residencial	202,73	152,05	19,54
Comercial	628,49	559,35	13,81
Público	721,42	642,07	15,86
Agropecuário	1.090,11	970,19	23,96
Transporte Ferroviário	89,35	80,42	3,80
Industrial	9.145,81	7.963,04	479,72
Total (em 1000 tep ²)	12.898,7	11.285,82	600,13
Total (em TWh)	149,98	131,23	6,98

² Tonelada equivalente do petróleo (tep), sendo que 1000tep equivalem a 11,63 TWh.[2]

O rendimento energético estimado (η_E) para a conversão de energia elétrica em qualquer um dos setores consumidores de energia, é expresso por (1.1). Esse rendimento corresponde a primeira transformação de energia do processo produtivo, ou seja, trata apenas da conversão de energia elétrica em força motriz.

$$\eta_E = \frac{E_U + E_E}{E_F} \quad (1.1)$$

A partir dos dados da tabela 1.1, sem considerar o potencial de economia de energia E_E , o rendimento energético para setor industrial é de 87,1%. Conforme os dados apresentados, o potencial economia estimado apenas para o setor industrial é de 479,72 milhares de TEP's (cerca de 5,6 TWh/ano) e caso esse potencial fosse incorporado à energia útil, o rendimento médio deste setor seria de 92% para uso de eletricidade em força motriz. Vale salientar que o rendimento estimado não é afetado pela utilização de motores de alto rendimento, em função de sua reduzida participação na indústria, nem pelo emprego de acionamento eletrônico de velocidade variável em motores abaixo de 50cv [3].

Adotando medidas de conservação de energia que envolva a substituição de motores de projeto padrão por motores de alto rendimento, assim como a utilização de acionamento eletrônico para motores de médio porte (potência mecânica entre 5cv e 50cv), pode-se esperar que o real potencial de economia de energia seja maior que o potencial de economia estimado pelo Balanço Energético Útil. Decisões como essas podem efetivamente alcançar índices de rendimento superiores aos encontrados nos setores industriais, assim como nos diversos setores que empregam força motriz a partir do consumo de energia elétrica.

Os rendimentos dos motores de indução são influenciados pelas cargas acionadas por estes motores, assim como pelas técnicas de acionamento e controle, o que torna importante conhecer o comportamento da potência consumida, do fator de potência, da relação conjugado/corrente entre outras, em função de diversos níveis de potência solicitados pelas cargas mecânicas, para um determinado acionamento. Tal conhecimento possibilitará a decisão sobre a real vantagem da substituição de motores elétricos de projeto padrão por motores de alto rendimento [4] [5], assim como a substituição de acionamentos, conversores e sistemas de controle.

1.2 AS MEDIDAS DE CONJUGADO

A potência mecânica desenvolvida pelo MIT é calculada através da medida de conjugado T , multiplicada pela medida de velocidade angular ω_{mec} , conforme a equação (1.2).

Sendo que a medida de velocidade é executada de forma direta pelo uso de sensores de velocidade específicos. O conjugado T pode ser medido de forma direta e por meio de um instrumento adequado para essa finalidade [6] [7] [8].

$$P_{mec} = T \cdot \omega_{mec} \quad (1.2)$$

Como exemplo de medidas de conjugado tem-se o ensaio em balança ou de Prony³, que consiste de um freio por fricção conforme a figura 1.3, onde os ajustes (C) proporcionam regulação da força de atrito, conseqüentemente, uma força proporcional ao conjugado desenvolvido pela máquina é transmitida à balança (A) por meio do braço (B) de comprimento efetivo R . Não é necessário conhecer a intensidade da força de atrito entre o disco e os blocos de fricção (E), mas é por meio desta força que a potência fornecida pelo motor é convertida em calor.

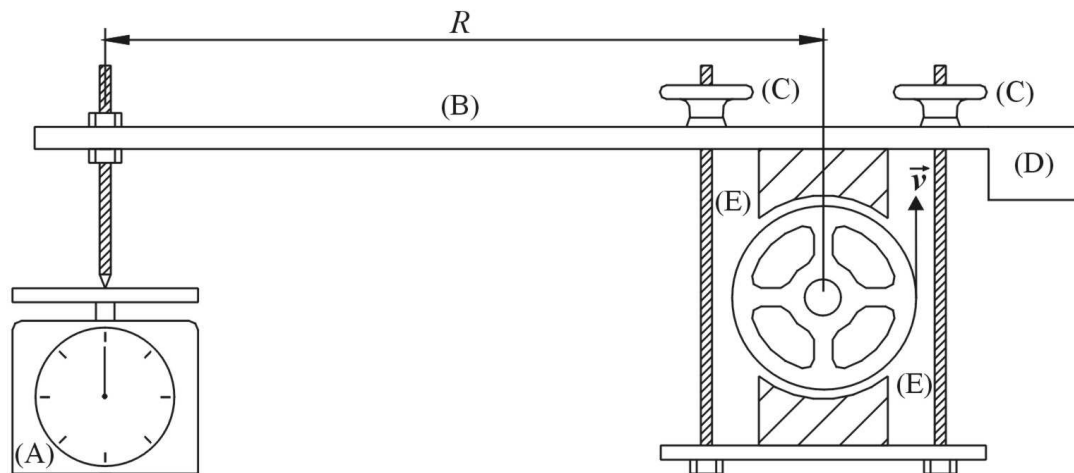


Figura 1.3 – Freio de Prony: Balança (A), braço (B), ajustes (C), contrapeso (D), blocos de fricção (E) [6].

O conjugado de frenagem promovido pelo dispositivo de Prony, também chamado de atrito seco, é calculado através da equação (1.3), onde a força reação F é medida na balança e R é a distância entre o centro da roda e o ponto de contato com a balança.

$$T = F \cdot R \quad (1.3)$$

Além do conjugado, é possível calcular a magnitude da potência mecânica desenvolvida pelo motor durante o acionamento da carga. Para tanto, é necessário aferir a velocidade angular do disco e utilizar a equação (1.2). O método de Prony para ajuste da carga mecânica aplicada aos motores, necessita de regulação manual, manutenção e reposição

³ O primeiro protótipo de freio mecânico utilizado para medir a potência das máquinas à vapor através de dinamômetros foi proposto pelo engenheiro francês Gaspard Clair François Marie Riche de Prony (1755 – 1839) em 1821 na França.

de partes devido ao desgaste promovido pelo atrito, além de ser inviável a execução de ensaios com variação dinâmica da carga.

Atualmente são utilizados dinamômetros específicos para ensaio de motores [7] [8], que consistem em dispositivos de medida potência que incluem a absorção e/ou a geração de conjugado, sendo que o conjugado é determinado pelas forças de reação em uma parte rotativa e uma parte estacionária [6]. Quando os dinamômetros absorvem o conjugado estão atuando como freios, nessa situação transformam o trabalho mecânico em calor. Como alternativa ao uso de dinamômetros convencionais para absorção dos esforços mecânicos ou de geradores elétricos, são amplamente utilizados dinamômetros cuja atuação de frenagem ocorre pela Ação de Correntes Induzidas (ACI), desde 1935, para efetivamente representar cargas mecânicas [6]. A diferença entre um dinamômetro e um freio, ambos por ação de correntes induzidas, é existência de medidas diretas de conjugado e/ou força realizadas no dinamômetro. A figura 1.4 mostra um freio por ação de correntes induzidas utilizado como dinamômetro para ensaio de motores.

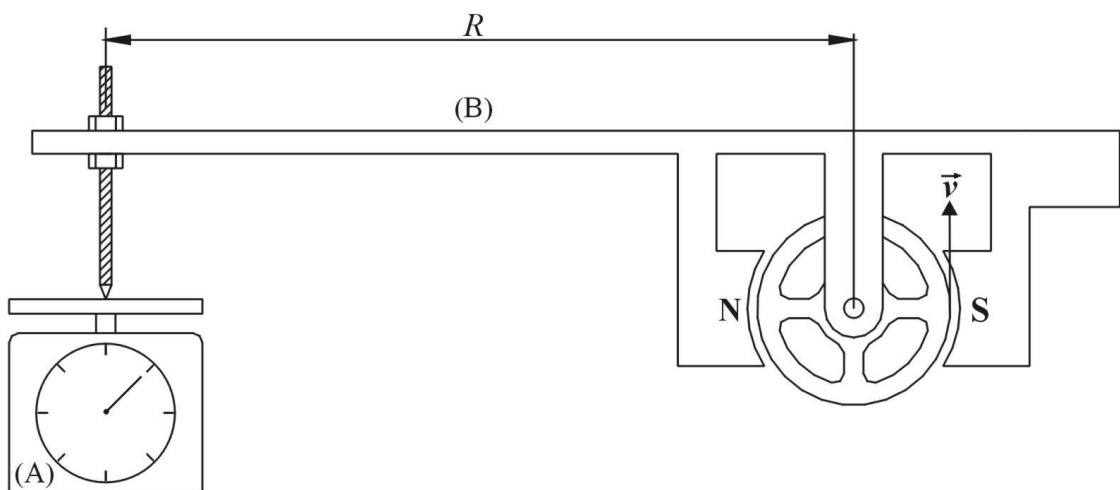


Figura 1.4 – Dinamômetro por ação de correntes induzidas [6]

Quando uma superfície condutora é movida perpendicular às linhas de campo magnético, correntes fluem nesta superfície e criam campos magnéticos que se opõem à variação do movimento, esse efeito de frenagem é empregado em dinamômetros e freios, dentre outros dispositivos. Conforme [7], com o surgimento dos dinamômetros por correntes induzidas, a indústria foi capaz de desenvolver equipamentos de baixo custo (se comparados aos antigos geradores de corrente contínua) e compactos para a medida de conjugado, destinados a atender diversas finalidades. As características de conjugado e velocidade destes dinamômetros são ideais para ensaio de máquina e a versatilidade deles também permite uso efetivo destas unidades em ensaios de transmissões mecânicas, turbinas, motores elétricos,

motores a explosão, caixas de engrenagens e reduções, bombas hidráulicas, entre outros tipos de máquinas [7] [8]. Comercialmente são encontrados dinamômetros ACI integrados com dispositivos eletrônicos dedicados e assessorados por computador [7] [8], como ilustra a figura 1.5.

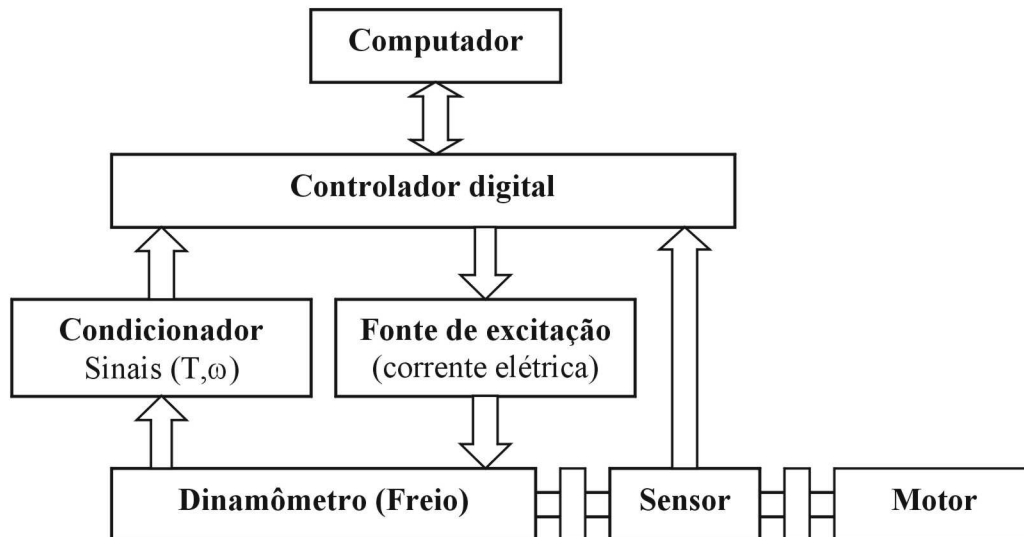


Figura 1.5 – Diagrama de blocos de um freio comercial ACI para ensaio de motores elétricos [8]

Soluções para ensaios de motores rotativos por meio de freios ACI, como as propostas em [7] e [8], apresentam custo de aquisição elevado, por outro lado, possibilitam aos fabricantes de motores precisão nos resultados de medidas. Fato que se justifica pelo emprego destes equipamentos durante o ensaio de motores, seguindo os critérios estabelecidos por normas internacionais, como em [9].

Apesar dos fabricantes de freios ACI atestarem que estes dispositivos possuem elevado grau de confiabilidade e repetição de resultados, a literatura disponível sobre as aplicações de frenagem por correntes induzidas não apresenta uma metodologia de projeto definitiva para a construção de um dispositivo de freio seguindo este princípio. Além disso, nenhum dos trabalhos aqui utilizados garante seus métodos de projeto em todos os níveis de operação de potência mecânica e velocidade.

1.3 OBJETIVO DA DISSERTAÇÃO

Os objetivos principais são projetar e construir um sistema de frenagem para a realização de ensaios em regime permanente com motores elétricos de indução, em condições de operação nominal, sem medidas diretas de conjugado. A partir das medidas de potência elétrica entregue ao motor, foi possível comparar o consumo de dois motores distintos, para uma determinada imposição de carga mecânica constante, em regime permanente na região de

velocidade de rotação nominal do motor. Para a realização das medidas mencionadas a carga mecânica ajustável se faz necessário. Para tanto, foi realizado o desenvolvimento de um Freio Eletromagnético por Ação de Correntes Induzidas (FEACI).

Inicialmente, foi desenvolvido um freio, por ação de correntes induzidas, a partir das propostas mais significativas encontradas na literatura científica para esta finalidade. Em seguida, o conjugado da carga (imposto pelo freio alimentado por corrente contínua) será medido indiretamente pela conversão da potência ativa (P_A) desenvolvida pelo MIT, da velocidade de rotação e dos valores de rendimento fornecidos pelo fabricante do motor.

A figura 1.6 ilustra o modelo adotado para calcular o conjugado do motor, representado em (1), em função da corrente de excitação do FEACI, representado em (2). As medidas efetuadas durante os ensaios dos motores são realizadas pelo bloco (3), sendo que o conjugado desenvolvido é calculado pelo bloco (4). Neste último bloco, são utilizados os dados do fabricante, obtidos com base no método B da norma IEEE 112, descritos em [9]. Além destes dados do fabricante, são utilizados no bloco (4) os dados obtidos através de modelos matemáticos dos motores, com a intenção de compará-los com os dados medidos no bloco (3). O bloco (4) também possibilita o cálculo do conjugado e do rendimento para cada ponto de carga constante, com base nos dados do fabricante dos motores, do modelo do circuito equivalente monofásico e do modelo ABC.

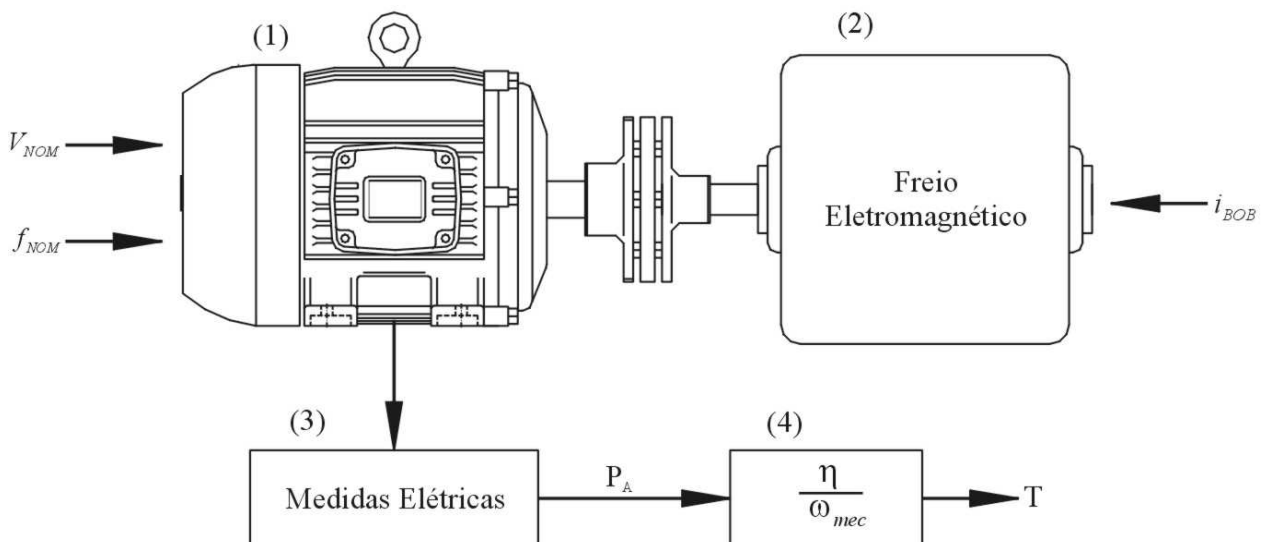


Figura 1.6 – Esquema dos dispositivos de ensaio.

O freio eletromagnético deve atender as características de carga encontradas nas aplicações de motores de indução monofásicos e trifásicos, com potências nominais de 10 hp, além de ser uma alternativa ao método clássico de ensaios de motores sob carga mecânica utilizando balança.

1.4 JUSTIFICATIVA

O controle da intensidade da carga é fundamental para conhecer as características do MIT em diversos níveis de exigência elétrica e mecânica, compreendidos na região de operação nominal destes motores. Do mesmo modo, a escolha do acionamento do motor poderá ser tomada de acordo com regimes diferenciados de conjugado e velocidade. Devido o elevado custo dos equipamentos comerciais empregados em ensaios de MIT (dinamômetros, geradores) e interfaces dedicadas para aferição de conjugado, foi desenvolvido um dispositivo eletromecânico capaz de impor carga mecânica ajustável, sem a necessidade de medidas diretas de conjugado.

Dessa forma, será possível a realização de ensaios sob carga variável imposta aos MIT de projeto padrão e de alto rendimento, constituindo assim, uma ferramenta útil para a avaliação e pesquisa em motores de indução trifásicos industriais.

1.5 CORPO DO TRABALHO

O desenvolvimento de um freio eletromagnético para a realização de ensaios com motores elétricos de indução é apresentado neste trabalho, que está dividido da seguinte forma:

Capítulo II: A partir de uma pesquisa bibliografia, é apresentado o histórico dos trabalhos mais significativos, encontrados na literatura científica, para a descrição do conjugado de frenagem aplicado por ação de correntes induzidas. Em seguida, é realizada uma revisão das equações fundamentais do eletromagnetismo envolvidas no ato de frenagem, avaliadas conforme as propostas mais relevantes sobre o tema.

Capítulo III: A partir da pesquisa realizada no capítulo anterior, foi apresentado o projeto do freio eletromagnético por ação de correntes induzidas destinado ao ensaio de motores de indução trifásicos, com ordem do conjugado nominal máximo de 40 N.m em 1760rpm. Inicialmente, serão mostrados os resultados de simulação para o conjugado de frenagem, em função da velocidade, calculada pela força eletrodinâmica. Dada a divergência encontrada entre a força calculada, seguindo métodos clássicos, e a obtida experimentalmente, é realizado uma avaliação para encontrar o número de pólos, com a finalidade de alcançar o conjugado necessário. Em seguida, serão apresentadas as descrições das partes que constituem o FEACI.

Capítulo IV: Os equipamentos que compõem a bancada de ensaios de motores do Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes (LAMOTRIZ) são descritos neste capítulo. Os equipamentos de controle e acionamentos são necessários para a execução dos ensaios desta dissertação, além de possibilitar futuras pesquisas. São apresentados os motores, os elementos de acionamento e controle dos MIT, os equipamentos de medida e os programas computacionais empregados na coleta de dados e supervisão da bancada.

Capítulo V: Neste capítulo são apresentadas as medidas realizadas na bancada de ensaio de motores do LAMOTRIZ a partir da efetiva imposição de conjugado de carga promovida pelo freio eletromagnético. Os ensaios darão ênfase ao comparativo entre o comportamento elétrico de dois motores de mesma potência e velocidade, sendo um de alto rendimento e outro de projeto padrão, para cargas mecânicas compreendidas entre a potência em vazio e a plena carga. Nestes ensaios o conjugado é função das correntes elétricas aplicadas ao FEACI por meio de uma fonte CC, com potência máxima inferior a 3% da potência nominal dos motores. Também serão realizados comparativos entre as grandezas medidas e as obtidas por simulação computacional a partir de dois modelos matemáticos distinto para os motores.

Capítulo VI: Trata-se da conclusão e considerações finais sobre o trabalho. Além disso, será apresentada uma série de propostas para trabalhos futuros.

1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A possibilidade de economia de energia em medidas de eficiência energética envolvendo MIT é significativa em função da grande quantidade de energia elétrica processada pelos motores [1 – 4]. Com o intuito de verificar o benefício associado à substituição de motores de projeto padrão por motores de alto rendimento, é apresentado neste trabalho um equipamento de carga mecânica desenvolvido para atender esta finalidade.

O diferencial da proposta aqui apresentada é possibilitar o ensaio de MIT a partir de um dispositivo de frenagem sem atrito e sem a medida direta de conjugado. Neste caso, o conjugado é obtido indiretamente, através dos dados de desempenho dos MIT fornecidos por seus fabricantes.

Dado que o comportamento da carga influencia diretamente o desempenho do MIT, pode-se valer de um dispositivo de baixo custo para efetuar comparativos experimentais entre motores e avaliar a viabilidade de substituição.

Capítulo II

PROPOSTAS PARA O FREIO POR CORRENTES INDUZIDAS

Este capítulo versa sobre as propostas analíticas mais significativas para o desenvolvimento de um freio a disco cuja ação de frenagem é promovida pela interação entre um condutor em movimento e um campo magnético.

O histórico resumido dos principais trabalhos relacionados ao freio por ação de correntes induzidas (AIC), ou por correntes de Foucault¹, é apresentado neste capítulo. Logo após, é realizada uma breve revisão das equações fundamentais do eletromagnetismo relacionadas ao tema. Após a descrição do princípio de funcionamento do freio, são apresentados os métodos analíticos para obtenção da força de frenagem.

2.1 HISTÓRICO DO FREIO POR CORRENTES INDUZIDAS

Por volta de 1820, F. Arago, F. Oersted e A. Ampère, realizaram experimentos envolvendo o movimento de condutores submetidos a campos magnéticos [10]. De modo geral, a partir destes experimentos, observou-se que uma espira, formada por um filamento condutor, apresentava uma tensão elétrica em seus terminais quando submetida a um campo magnético variável no tempo obtido pelo movimento relativo entre o condutor e um campo magnético constante. Essa tensão, de origem não eletrostática, foi denominada força eletromotriz induzida [11], e é quantificada pela Lei de Faraday [12].

Se os terminais da espira forem conectados entre si, enquanto a mesma for submetida a um campo magnético variável no tempo, uma corrente elétrica circulará através destes terminais. Comportamento análogo acontece quando no lugar de uma espira for utilizada uma superfície condutora, neste caso os efeitos do campo magnético variável são mais complexos devido à distribuição espacial das correntes induzidas. Em 1831, Michael Faraday observou que um disco condutor ao girar perpendicularmente às linhas de fluxo de

¹ Além da denominação de “correntes de Foucault” outras são comuns na literatura: correntes de *eddy* ou correntes de redemoinho. Essa denominação surge da semelhança entre os caminhos circulares tomados pelas correntes induzidas e os redemoinhos de um fluxo qualquer. Geralmente quando o efeito é indesejado a denominação de “correntes parasitas” é utilizada. No decorrer desse texto tratara-se da denominação de “correntes induzidas” ou “correntes de Foucault”, de acordo com a bibliografia adotada.

um campo magnético apresentava uma tensão induzida entre o centro e a borda [12], conforme ilustra a figura 2.1, essa estrutura é denominada dínamo de Faraday [10, 13].

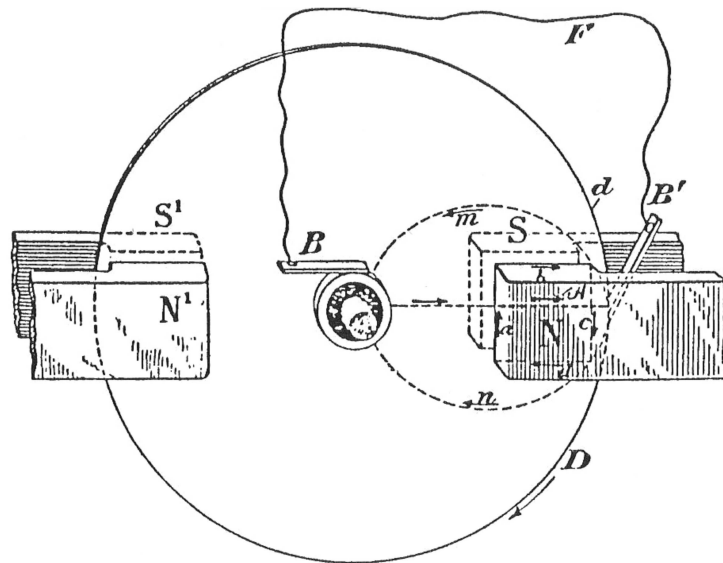


Figura 2.1 – Máquina acíclica ou dínamo de Faraday [13]

A elevada corrente de circulação encontrada no dínamo de Faraday possibilitou o desenvolvimento da máquina homopolar², sendo a única máquina elétrica capaz de produzir elevados níveis de corrente contínua sem a necessidade de retificadores ou comutadores [13, 14]. Em 1879, Baily demonstrou a possibilidade de produzir rotação no disco de cobre do experimento de Arago a partir da mudança cíclica da polaridade de eletroímãs estacionários o que levou, por volta de 1889, ao surgimento dos primeiros equipamentos de medida de energia [10]. Entretanto, segundo [15] a operação do dínamo de Faraday funcionando como motor era conhecido desde 1828, com a denominação de roda de Barlow.

Em 1855, Jean B. L. Foucault demonstrou a conversão de trabalho mecânico em calor fazendo um disco de cobre atravessar as linhas de fluxo magnéticas promovidas por um eletroímã [6]. Esse experimento foi o primeiro a descrever o efeito de dissipação de energia causado pelas correntes induzidas, o que deu origem a denominação “correntes de Foucault” [12].

Apesar de Foucault comentar o efeito de frenagem promovido pelas correntes induzidas, foi em 1906 que Reinhold Rüdenberg³ realizou o primeiro estudo sobre a aplicação

² Também conhecida como máquina acíclica, máquina homopolar, máquina unipolar ou máquina N de Bruce De Palma [13].

³ “Energia das correntes induzidas no freio elétrico e gerador de corrente contínua”. Do original: “Energie der Wirbelströme in elektrischen Bremsen und Dynamomaschinen”. Sammlung elektrotechnischer Vorträge Band 10, Stuttgart, 1906.

das correntes induzidas em freios [16]. Em seu trabalho, Ründenberga afirma que o conjugado de frenagem é inversamente proporcional ao entreferro, ou seja, a distância entre os pólos magnéticos e o disco [16]. Além disso, Ründenberga considera a permeabilidade magnética do ferro constante e isotrópica [17]. Em 1921, Zimmerman demonstrou que o conjugado de frenagem não era proporcional a velocidade, para um determinado entreferro, como havia sido proposto por Ründenberga [16]. Mais tarde, em 1935, Powell e Gough [18] demonstram uma solução analítica, com ajustes experimentais, para gerar curvas de conjugado *versus* velocidade de um freio por correntes induzidas comercial. Em 1942, Smythe realizou estudos sobre a distribuição das correntes induzidas e mostrou que o conjugado de frenagem era proporcional a velocidade até um determinado ponto, e depois deste o conjugado possuía magnitude inversamente proporcional à velocidade [16]. Em 1946, Gibbs realizou o primeiro estudo sobre freios por ação correntes induzidas considerando a permeabilidade não linear sendo que em 1959, Grun retomou a consideração de permeabilidade constante dita por Ründenberga [17]. Novamente, em 1963, o estudo da não linearidade proposta por Gibbs foi retomado por E.J. Davies.

Em 1974, David Schieber [19] descreveu analiticamente o conjugado de frenagem atuante sobre um disco condutor em movimento dentro de um campo magnético constante. Schieber relatou a obtenção de resultados experimentais muito próximos dos encontrados no seu modelo a partir de melhorias introduzidas no modelo de Smythe. Já em 1975, Schieber [20] desenvolveu uma relação ótima para determinar a dimensão dos pólos de um eletroímã retangular e em seguida aplicou este modelo ao deslocamento de uma tira condutora infinita atravessando perpendicularmente as linhas de campo dos pólos magnéticos.

No trabalho apresentado por Wiederick, em 1987, foi obtida a densidade de correntes induzidas por um pólo retangular em um disco metálico, dado um movimento circular uniforme sob um campo magnético constante. Em [21], o raio do disco é considerado muito maior que as dimensões da peça polar, com isso os efeitos de borda foram desprezados. A partir destas considerações, Wiederick calculou a força de frenagem dependente do produto entre a velocidade relativa entre o disco e o pólo, da condutividade elétrica do material do disco, do entreferro e do quadrado da intensidade de campo entre os pólos de indução. Entretanto, como relatado em [22-23], foi observada uma grande divergência entre os resultados analíticos e os experimentais para a obtenção das densidades de corrente induzida a partir da lei de Ohm no trabalho de Wiederick.

No ano seguinte, Heald, em [24], utilizou a mesma análise proposta por Wiederick, e obteve a distribuição para as correntes de Foucault a partir da derivação da

densidade de carga na superfície do disco limitada pela área sob o pólo magnético em seguida calculou a intensidade de campo elétrico usando a lei de Coulomb. Heald também desenvolveu seu estudo com base na suposição de um raio finito para o disco e substituiu a simplificação de que as densidades de corrente eram uniformes sob a área de influência magnética, conforme foi considerado por Wiederick. Heald mostrou que as correntes induzidas no disco tendem a se concentrar nas extremidades da área sob o pólo magnético.

Em 1991, Wouterse descreve o freio por correntes induzidas e a influência do campo magnético criado por estas correntes sobre a força frenagem, em função da velocidade de rotação do disco. Wouterse comenta que os problemas de transferência de calor são elementos limitantes para o projeto e não as correntes necessárias para obter o torque necessário para frenagem e enfatiza a grande dependência das corrente induzidas que crescem com a redução do entreferro conforme dito por Rüdemberg. Cinco anos depois, em 1995, Simeu e Georges [25-26] desenvolveram um controle para variação da velocidade de um sistema rotativo a partir do controle da corrente aplicada ao eletroímã tomando como base o modelo para o freio por corrente induzidas proposto por Wouterse.

Outra proposta de controle de velocidade foi apresentada por Lee e Park, em 1999, nesse caso o objetivo reduzir o tempo de parada de um sistema de transporte [27]. Os resultados obtidos por [27] foram compatíveis com os simulados seguindo as considerações de Wouterse, onde ficou comprovado que em alta velocidade o desempenho do freio por correntes induzidas é superior aos freios hidráulicos tipicamente utilizados em automóveis, apresentando um tempo de resposta muito mais rápido.

No trabalho de Dietrich, em 2000, é realizada uma comparação dos resultados obtidos para as correntes em meios ferromagnéticos para um freio comercial a partir da proposta de Davies. Em 2001, Lee e Park retomam a análise das distribuições da densidade de correntes induzidas e o conjugado de frenagem para um disco metálico, para isso utilizou-se da lei de Coulomb, além de considerar as condições de fronteira para o raio finito por meio de técnicas de mapeamento e método de imagens [23]. Ha-Yong Kim e Chong-Won Lee, em 2004, propõem, a partir da lei de Coulomb, uma expressão analítica para o freio de múltiplos pólos magnéticos levando em consideração as perdas causadas pelas correntes induzidas [29]. Em virtude das dificuldades envolvidas no projeto dos freios por correntes induzidas é comum o uso de ajustes nas equações analíticas, simulações por métodos numéricos como elementos finitos [30], assim como obtenção por métodos numéricos da função de conjugado de frenagem através de levantamentos experimentais [31].

Dos trabalhos relacionados com a aplicação das correntes de Foucault em sistemas de frenagem, alguns serão destacados a seguir, mas antes, será realizada uma revisão sucinta das equações clássicas do eletromagnetismo, descritas em [11-12], e relacionadas com as propostas para o cálculo da força de frenagem por ACI.

2.2 CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

Os fenômenos eletromagnéticos podem ser descritos pelas equações de Maxwell na forma pontual (ou local) assim como na forma integral. As equações de Maxwell são compostas pela lei de Faraday descrita em (2.1), pela lei de Ampère descrita em (2.2) e pela lei de Gauss para os campos elétricos (2.3) e para os campos magnéticos (2.4):

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0, \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0. \quad (2.4)$$

As grandezas vetoriais \vec{H} , \vec{E} e \vec{B} representam a intensidade de campo magnética, a intensidade de campo elétrico e a densidade de fluxo magnético (ou indução magnética), respectivamente. A densidade de corrente é representada por \vec{J} , que é relação entre a corrente que percorre um meio condutor e a área da superfície de condução. A permeabilidade magnética é representada por μ , e é definida como a alteração da indução magnética \vec{B} para uma dada alteração no campo magnético \vec{H} . Na equação da lei de Ampère a parcela referente à corrente de deslocamento é omitida pelo fato da corrente de condução ser dominante em bons condutores. Na lei de Gauss para o campo elétrico e campo magnético são feitas considerações para o material ser um bom condutor, dessa forma a densidade de carga é nula.

As equações auxiliares são apresentadas a seguir, entre elas está lei de Ohm (2.6) que define a corrente de condução. Ressalta-se que as equações (2.5), (2.6) e (2.7) são válidas para meios lineares, ou seja, meios em que a densidade de fluxo que os atravessa é proporcional a uma campo vetorial.

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E}, \quad (2.5)$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}, \quad (2.6)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}. \quad (2.7)$$

As equações anteriores são utilizadas na análise das forças de interação entre um condutor e um campo magnético constante. Uma aplicação típica é mostrada na figura 2.2, onde um condutor é deslocado sob a área de influência de um pólo magnético.

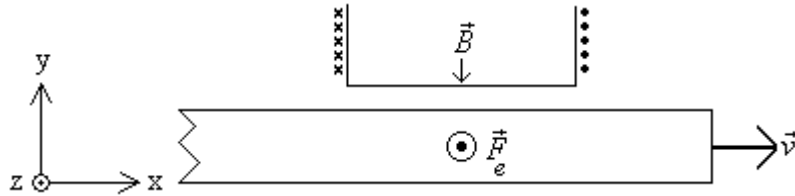


Figura 2.2 – Oposição ao movimento relativo.

A lei de Faraday é utilizada para calcular a força \vec{F}_e que atua sobre os portadores de carga q do objeto condutor ao atravessarem com velocidade \vec{v} as linhas do campo magnético \vec{B} , conforme a equação (2.8).

$$\vec{F}_e = q \cdot \vec{v} \times \vec{B}. \quad (2.8)$$

De modo geral, na presença de um campo elétrico associado ao movimento dos portadores de carga, em relação ao campo magnético, a força que atua sobre cargas elétricas é definida pela expressão de Lorentz [11, 12], conforme (2.9).

$$\vec{F}_e = q \cdot (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}). \quad (2.9)$$

A partir da equação (2.9) encontra-se a intensidade da força que age sobre cargas elétricas em movimento sob ação de uma densidade de fluxo \vec{B} . Utilizando a lei de Ohm, que determina que a densidade de corrente é proporcional ao campo magnético, conforme a equação (2.10), é encontrada a densidade volumétrica desta força, dada pela equação (2.11).

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{v} \times \vec{B}, \quad (2.10)$$

$$\vec{F} = \iiint_{vol} \vec{J} \times \vec{B} \cdot dvol = \sigma \cdot v \cdot B^2 \cdot vol. \quad (2.11)$$

A equação (2.11) descreve a força de frenagem sofrida por um condutor ao atravessar um campo magnético constante [32], sendo que vol representa o volume do condutor sob influência do campo magnético.

A figura 1.2 mostra o percurso teórico do fluxo constante entre dois arranjos de quatro pólos magnéticos, sendo que o espaço entre esses arranjos é percorrido por um condutor magneticamente permeável, com velocidade constante v .

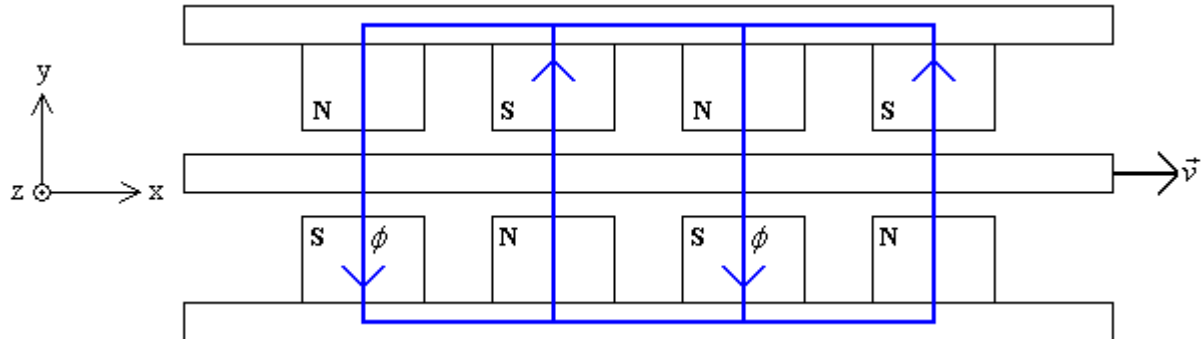


Figura 2.3 – Condutor em movimento sob influência do campo magnético.

Como consequência da lei de Faraday, a magnitude das correntes elétricas induzidas no condutor é proporcional à magnitude da taxa de variação do fluxo magnético e, segundo a lei de Lenz, o efeito magnético destas correntes se opõe a variação do campo que as gerou. Sob cada pólo serão formados caminhos fechados de circulação de corrente induzida conforme ilustra a figura 2.4.

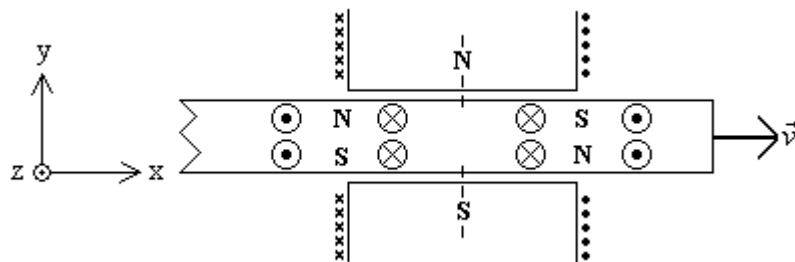


Figura 2.4 – Efeito das correntes induzidas pelo movimento relativo entre o condutor e os pólos.

A equação (2.11) é a equação clássica para a força de frenagem magnética e apresenta limitações por não descrever o comportamento das cargas elétricas sob influência de um campo magnético qualquer, assim como não descreve o comportamento dos campos associados as correntes induzidas [32]. Apesar destas limitações, a equação (2.11) é útil para estimar a força de frenagem, como sugere [33] para descrever a desaceleração sofrida por um pêndulo metálico quando este atravessa um campo magnético constante (pêndulo de Waltenhofen).

Caso um disco metálico seja posto a girar com velocidade tangencial \vec{v} , sob um campo magnético constante \vec{B} , uma força \vec{F} de oposição ao movimento será observada. De outro modo, pode-se dizer que, de acordo com Lei de força de Lorentz, o conjugado de frenagem é gerado pela interação entre as correntes induzidas (correntes de *eddy*) e fluxo magnético [22, 23]. Além disso, as correntes induzidas atingem valores elevados em função

da reduzida resistência elétrica do disco, o que provoca o aquecimento do metal e causa uma considerável dissipação de energia na forma de calor. Sendo que essa energia é dissipada por efeito Joule com magnitude dada pelo produto da força de arrasto magnética F_M e velocidade v em relação ao campo magnético. Essa energia pode ser descrita na forma do produto $J^2 \cdot \sigma^{-1}$ pelo volume do disco, de espessura d , sob influência do pólo de área S , conforme descrito em (2.12). Solução alternativa para a energia dissipada é sugerida por [34] a partir da integral volumétrica do produto entre a densidade de corrente no disco \vec{J} e o campo elétrico \vec{E} .

$$W = F_M \cdot v = \frac{J^2}{\sigma} \cdot S \cdot d . \quad (2.12)$$

Considerações tais como a existência de influência de campo magnético fora da área sob o pólo [24] e a limitação das dimensões dos elementos atuantes sob o campo [16], resultam em um modelo mais preciso para (2.11), como será visto nas propostas apresentadas a seguir. Entretanto, nenhuma das equações analíticas contempla todas as considerações e não linearidades envolvidas no processo de arrasto promovido pelas correntes induzidas. Algumas propostas partem da representação da intensidade de fluxo magnética como o rotacional do potencial vetor \vec{A} e analisam cada região do freio de acordo com sua geometria, permeabilidade, condutividade entre outras. Geralmente, as soluções por elementos finitos utilizam a lei de Ampère na forma da equação (2.13) e desenvolvem análises gráficas para o comportamento das linhas de fluxo magnéticas para níveis de intensidade de campo e velocidades distintas, como apresentado em [30, 33] e [35 - 38].

$$\begin{aligned} \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) &= \vec{J} + \sigma \cdot v \cdot (\nabla \times \vec{A}) \\ \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) &= \sigma \cdot \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{v} \times (\nabla \times \vec{A}) - \nabla \cdot (\vec{A} \cdot \vec{v}) \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Dado o grau de dificuldade encontrado na solução das equações de Maxwell para a frenagem por ação de correntes induzidas, Wiederick *et al*, em [21], diz:

“Calcular a força de arrasto magnética em um objeto metálico em movimento é geralmente difícil e implica na resolução das equações de Maxwell no domínio do tempo. Essa pode ser uma das razões pelo qual o fenômeno do freio eletromagnético, embora conceitualmente simples de entender, não chamou a atenção dos autores de livros didáticos ou professores.”

2.2.1 Aplicação das correntes induzidas

Como visto anteriormente, tensões elétricas são induzidas num condutor sempre que este atravessar às linhas de fluxo de campo magnético constante ou quando este condutor for submetido a um campo magnético variável no tempo. Seja qual for o modo, as correntes induzidas percorrem caminhos a fim de manter oposição ao movimento relativo do condutor ou oposição à variação do campo magnético. Conforme [39], o caminho tomado pelas correntes induzidas não é bem definido, sendo que estas correntes tendem a fluir em torno de círculos curtos nas imediações do campo magnético.

As correntes induzidas possuem uma grande variedade de aplicações: instrumentos de medidas [34, 40], sensores diversos, equipamentos esportivos [39], aquecimentos de fornos siderúrgicos [12], levitação e propulsão magnética, motores lineares, agitadores eletromagnéticos para líquidos metálicos, dispositivos para amortecer a vibração em sistemas aeroespaciais [21], absorção da energia de recuo em equipamentos militares de artilharia [13], geradores com auto-excitação [13], transmissão de esforços sem contatos mecânicos e sem a necessidade de alinhamentos precisos [29] [41-43] [69], dinamômetros para ensaios de turbinas [44], detecção de corrosão em estruturas metálicas, freios auxiliares em veículos pesados [27, 33, 35] [45-48], entre outras. Basicamente a aplicação das correntes de Foucault pode ser dividida em dois grupos com relação à forma de aplicação do campo magnético.

(a) *Campo magnético variável*: Há variação do sentido campo magnético em relação ao condutor.

(b) *Campo magnético fixo*: Há variação da posição do condutor em relação ao campo magnético.

Uma das aplicações das correntes de induzidas será analisada a seguir. Com base na teoria eletromagnética, será feito um estudo sobre os freios por ACI com o propósito de utilizá-los para ensaios de MIT.

2.2.2 Frenagem por correntes induzidas em MIT

A frenagem por correntes induzidas pode ser classificada como interna ou externa quanto à localização da sua atuação em relação ao motor elétrico. A frenagem interna é caracterizada pela ação das correntes induzidas promovidas pelos campos magnéticos intrínsecos da máquina elétrica.

São exemplos de freios internos: (a) frenagem por aplicação de corrente contínua e (b) frenagem por inversão de fases. No entanto, estes métodos não são adequados para ensaios de MIT onde o objetivo é analisar o motor sob regime de operação com carga estática ou dinâmica.

Quando a ação de frenagem ocorre pela transferência de carga mecânica ao eixo do motor diz-se que o freio é do tipo externo. Neste caso, as correntes induzidas atuam sobre um dispositivo mecanicamente acoplado ao eixo do motor. A seguir serão descritas algumas propostas para o cálculo da força de frenagem em um freio eletromagnético por ação de correntes induzidas (FEACI), do tipo externo, com o objetivo de impor carga mecânica ao motor.

2.3 PROPOSTAS PARA O FEACI

As propostas encontradas na literatura técnica para o cálculo do conjugado de frenagem de um freio por ação de correntes induzidas descrevem métodos analíticos e métodos de aproximações numéricas, além de ajustes em função de experimentos realizados com dispositivos reais. As descrições dos métodos analíticos de maior relevância destinados ao estudo desses freios serão apresentadas seguindo uma ordem cronológica de desenvolvimento. A observação mais importante entre os estudos realizados é a consideração dos três intervalos de velocidade do disco de freio:

- a) Baixas velocidades – desde a velocidade nula até valores inferiores a velocidade crítica.
- b) Velocidade crítica – valor de velocidade no qual ocorre o máximo conjugado.
- c) Altas velocidades – valores acima da velocidade crítica.

Além disso, as propostas consideram os materiais para a construção do freio ACI como sendo isotrópicos, ou seja, apresentam propriedades elétricas e magnéticas constantes e independentes da direção em que os campos os atravessam.

2.3.1 Proposta de Smythe

No seu trabalho, W. R. Smythe⁴ desenvolve o cálculo do campo magnético criado pelas correntes induzidas em um disco de freio ferromagnético considerando seu raio finito. As correntes induzidas num determinado ponto são geradas pela variação do campo externo

⁴ Do original: “On Eddy Currents in a Rotating Disk”, 1942.

sobre esse ponto, assim como pela mudança da indução magnética das correntes induzidas em outros pontos do disco.

Smythe obteve bons resultados para baixas velocidades a partir do estudo das distribuições de corrente sob o campo magnético, onde (2.14) representa o conjugado de frenagem em função da velocidade. Contudo, seus resultados estavam aquém dos valores obtidos experimentalmente para velocidades elevadas.

$$T(\omega) = \frac{\omega \cdot \gamma \cdot \mathfrak{R} \cdot \phi_0^2 \cdot D}{(\mathfrak{R} + \beta^2 \cdot \gamma^2 \cdot \omega^2)^2}, \quad (2.14)$$

Sendo:

ω – velocidade angular, em rad/s;

ϕ_0 – fluxo magnético, em Wb;

\mathfrak{R} – relutância magnética, em A.Wb⁻¹;

D, β – coeficientes constantes dependentes da geometria;

γ – inverso da resistividade volumétrica ρ do disco, $10^{-9}/\rho$, em m. Ω^{-1} .

2.3.2 Proposta de Baran

Em [49] é utilizada uma integração volumétrica do produto das componentes de Fourier do campo magnético e do campo elétrico obtendo resultado simplificado muito próximo da equação (2.11). A equação (2.15), descreve a força de frenagem F em função da velocidade tangencial v .

$$F(v) = k \cdot \sigma \cdot \mu_0^2 \cdot H^2 \cdot v \cdot d \cdot n \cdot S, \quad (2.15)$$

Sendo k uma constante obtida experimentalmente para um disco de condutividade σ e espessura d que atravessa, com velocidade v , um campo magnético H promovido por n pólos magnéticos de área S . Essa mesma equação é demonstrada em [32]. Pode ser observado que, se todas as variáveis da equação (2.15) forem mantidas constantes, com exceção da velocidade v , a força cresce linearmente com a velocidade.

2.3.3 Proposta de Schieber

O método apresentado neste estudo consiste na adaptação da solução geral para o sistema giratório que é diferente da solução proposta por Smythe [20]. A expressão para o conjugado de frenagem proposta por David Schieber⁵ em baixas velocidades é dada por:

$$T(\omega) = \frac{\pi}{2} \cdot \sigma \cdot \delta \cdot \omega \cdot (r \cdot m \cdot B_0)^2 \cdot \left[1 - \frac{(r/a)^2}{[1 - (m/a)^2]^2} \right], \quad (2.16)$$

Sendo:

σ – condutividade do disco giratório, em $\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$;

δ – espessura do disco giratório, em metros;

ω – velocidade angular, em metros;

r – raio eletromagnético, em metros;

m – distância do centro do eixo até o centro da face do pólo, em metros;

a – raio do disco, em metros;

B_0 – densidade fluxo de magnética no eixo perpendicular ao plano da face do pólo, em Tesla;

Schieber demonstrou que seus resultados eram muito próximos dos obtidos por Smythe em baixa velocidade, sendo válido para o movimento uniforme de uma tira metálica como também para um disco giratório. A análise realizada por Schieber despreza o efeito magnético de reação do disco, chamado de reação de armadura, com isso sua expressão para o cálculo da força de frenagem é inválida para a região de alta velocidade. Num segundo momento, Schieber [20] realiza um estudo sobre o formato do pólo, com objetivo de minimizar o material utilizado para uma dada força de frenagem. Em [57] é realizado um comparativo entre propostas de Schieber e Smythe.

2.3.4 Proposta de Davies

Nesta proposta é calculada a excitação requerida para impor um determinado valor de conjugado e velocidade em um freio por correntes induzidas. A partir de uma solução analítica, a corrente de excitação é determinada em função do conjugado de frenagem e da velocidade de rotação. No modelo proposto por E. J. Davies a força de frenagem é encontrada

⁵ Do original “Braking Torque on Rotating Sheet in Stationary Magnetic Field, 1974.

a partir da solução da equação de difusão das correntes em meios lineares, dada por (2.17), com a adição do efeito da saturação a partir de aproximações.

$$\nabla^2 \vec{J} = \sigma \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{\partial \vec{J}}{\partial t}. \quad (2.17)$$

A aproximação usada por Davies⁶ para descrever o comportamento não linear do metal sob influência do campo magnético é utilizada em [17].

Uma comparação entre simulação por elementos finitos para o cálculo do campo magneto-estático, com a variação da densidade de fluxo na superfície de circulação das correntes induzidas e variação da permeabilidade comum ao modelo dinâmico é realizada em [17]. Também é apresentado o cálculo analítico em duas dimensões, que alcança bons resultados experimentais, incluindo o efeito de saturação. Isso permite um cálculo analítico para a determinação da variação da densidade de fluxo para uma dada excitação e geometria do freio.

2.3.5 Proposta de Wiederick e Heald

Wiederick, em 1987, atentou para importância de se utilizarem materiais de elevada condutividade para promover uma forte reação dos campos induzidos. A força de frenagem magnética é vista como consequência do acoplamento mútuo entre a corrente induzida e o campo aplicado na região sob as peças polares.

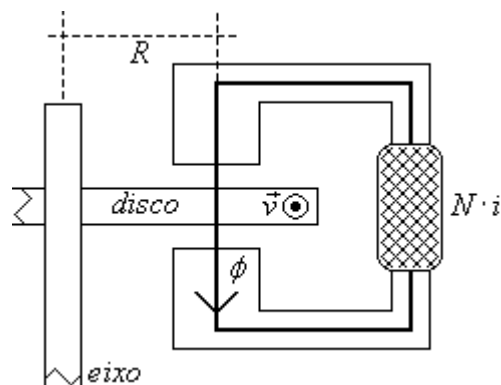


Figura 2.5 – Disco condutor girando sob influência do fluxo magnético

A partir do análogo com uma bateria elétrica, a corrente induzida no disco é encontrada. Em seguida esta corrente é utilizada para encontrar a força de frenagem, dada por (2.18), a partir da equação da força de Lorentz.

⁶ Dos originais: “ An experimental and theoretical study of eddy-currents coupling and brakes” em 1963 e “General theory of eddy-current couplings and brakes” em 1966.

$$F = \alpha \cdot \sigma \cdot \delta \cdot S \cdot v \cdot B^2, \quad (2.18)$$

Sendo α um parâmetro adimensional que relaciona a resistência de condução do disco r , limitada pela área S do disco sob o pólo, com uma resistência externa R , conforme mostrado em (2.19).

$$\alpha = \frac{r}{R + r}, \quad (2.19)$$

Este modelo não considera os efeitos de extremidade do disco, ou seja, a borda do disco é adotada como suficientemente distante do ponto de aplicação do campo para evitar que isso influencie na forma da corrente induzida, além disso, o efeito do campo fora da área sob o pólo foi desconsiderado [21] [50-52]. A partir da resistência equivalente do disco e das correntes induzidas que o percorrem, foi possível determinar a densidade de corrente induzida utilizando a lei de Ohm. No ano seguinte, Heald [24] propôs a substituição da equação (2.19) pela equação (2.20), pelo fato de que as correntes induzidas apresentavam densidades diferentes ao longo dos caminhos fechados sob influência do campo magnético, sendo a razão entre o comprimento e a largura da área do pólo magnético representada por A .

$$\alpha = 1 - \frac{1}{2\pi} \cdot \left(4 \arctan A + A \cdot \ln \left(1 + \frac{1}{A^2} \right) - \frac{1}{A} \cdot \ln(1 + A^2) \right). \quad (2.20)$$

Em [24] também é dito que as correntes induzidas no disco não seriam ortogonais ao movimento do disco como foi proposto por [21].

2.3.6 Proposta de Wouterse

Wouterse, em 1991, desenvolveu uma expressão para a força de frenagem a partir do campo elétrico proveniente das correntes induzidas é $\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} = \sigma \cdot \vec{v} \times \vec{B}$. Baseando no trabalho de Schieber e Smythe, Wouterse buscou uma solução geral para o conjugado de frenagem nas regiões de alta velocidade como também nas regiões de baixa velocidade [16]. Foi observado que quando o disco gira com velocidade tangencial v sob a influência de uma densidade de fluxo magnético B , é induzido um campo elétrico \vec{E} perpendicular a \vec{v} e a \vec{B} conforme a equação (2.21).

$$\vec{E} = \vec{v} \times \vec{B}. \quad (2.21)$$

Algumas considerações são feitas em [16] para a força de frenagem por ACI em baixa velocidade, uma delas é desprezar o cancelamento do campo promovido por \vec{B} devido

a presença da densidade de fluxo $-\vec{B}$, criada pelas correntes induzidas. Ou seja, para baixas velocidades, os campos gerados pelas correntes induzidas no rotor não chegam a influenciar o campo magnético total e o conjugado é crescente com a velocidade. Os resultados de [16] nas regiões de baixa velocidade concordam com a proposta de Smythe para as seguintes observações:

- a) O campo magnético resultante em baixas velocidades apresenta um valor muito próximo do campo para o disco na velocidade nula, logo, a densidade de fluxo é $B(\omega < \omega_c) \cong B_0(\omega = 0)$. Em baixa velocidade o campo magnético gerado pelas correntes induzidas é desprezível quando comparado com o campo do eletroímã.
- b) O campo magnético resultante na velocidade em que ocorre o conjugado máximo é significativa menor que o campo na velocidade nula, desse modo a densidade de fluxo é: $B(\omega_c) < B(\omega = 0)$. Sendo ω_c a velocidade em que ocorre o conjugado máximo (velocidade crítica). Nessa região o campo gerado pelas correntes induzidas deixa de ser desprezível.
- c) O campo magnético resultante para velocidades acima da velocidade crítica, é proporcionalmente muito menor que na situação anterior, assim a densidade de fluxo é $B(\omega > \omega_c) \ll B(\omega_c)$. Para velocidades acima de ω_c o campo gerado no disco tende a anular o campo do eletroímã.

Conforme [16], a relação entre a força de frenagem e a velocidade tangencial, para a proposta de Smythe, é dada pela equação (2.22).

$$F(v) = \frac{1}{4} \cdot \frac{\pi}{\rho} \cdot D^2 \cdot d \cdot c \cdot v \cdot B_0^2, \quad (2.22)$$

A força de frenagem é calculada pela equação (2.23), utilizando o fator de eficiência geométrico c , calculado pela equação (2.24), conforme proposto em [16]. Estas equações concordam com o apresentado na proposta de Smythe e, de acordo com [39], levam a resultados muito próximos daqueles observados experimentalmente.

$$F(v) = c \cdot \sigma \cdot v \cdot d \cdot S \cdot B_0^2, \quad (2.23)$$

$$c = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R}{r}\right)^2 \cdot \left(\frac{r-R}{D}\right)^2} \right], \quad (2.24)$$

A equação (2.23) pode ser reescrita de modo mais conveniente para uma comparação com a equação (2.11), sendo vol o volume do disco sob o campo (com área limitada pela área do pólo). Em (2.25) os efeitos do campo magnético são considerados para além da área sob o pólo magnético, conforme proposto por [24].

$$F(v) = c \cdot \sigma \cdot v \cdot B_0^2 \cdot vol, \quad (2.25)$$

A força descrita por [19-20], segundo [16], pode ser encontrada por (2.25), contanto que a fator de eficiência geométrico constante c seja ajustada para (2.26):

$$c' = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\pi^2}{24} \left(\frac{D}{2h} \right)^2 \right], \quad (2.26)$$

Wouterse propõe uma solução global a partir do fato de que em uma determinada faixa de velocidade, a força de frenagem tende a ser inversamente proporcional a velocidade. Isso leva a conclusão de que a potência tende a um valor constante. À medida que a velocidade cresce a indução magnética original sob o pólo tende a ser cancelada pelo campo gerado pelas correntes induzidas no disco. Sendo que, para um disco de condutividade finita, as correntes induzidas nunca podem ser intensas o bastante para estabelecer um campo que cancelaria o campo magnético indutor [12]. Esse efeito, junto com o comportamento conhecido em baixas velocidades, descrito pelas teorias anteriores, levou ao encontro de resultados mais próximos dos experimentais.

Por conta da dificuldade de se determinar a distribuição do campo magnético, [16] propõe um caminho médio para circulação das correntes no disco. Esse caminho é influenciado pelo diâmetro do pólo D , pela distância do entreferro x e pela espessura d do disco. A partir (2.27) é calculada a resistência R do caminho efetuado pela corrente i , segundo a equação (2.28) :

$$R = \frac{1}{\xi} \cdot \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\pi \cdot D}{d \cdot x}, \quad (2.27)$$

$$i = B \cdot \frac{x}{\mu_0}. \quad (2.28)$$

Considerando a potência dissipada como sendo por efeito Joule [16] encontra uma expressão para a força crítica em (2.29) e para a velocidade em (2.30), ambas em função do entreferro. A força em função da velocidade é dada por (2.31) e melhor se aproxima dos resultados experimentais.

$$F_k = \frac{1}{\mu_0} \cdot \sqrt{\frac{c}{\xi}} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot D^2 \cdot B^2 \cdot \sqrt{\frac{x}{D}}, \quad (2.29)$$

$$v_k = \frac{2}{\mu_0} \cdot \sqrt{\frac{1}{c \cdot \xi}} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot d} \cdot \sqrt{\frac{x}{D}}, \quad (2.30)$$

$$F(v) = F_k \cdot \frac{2}{\frac{v_k}{v} + \frac{v}{v_k}}. \quad (2.31)$$

Essas equações descrevem o comportamento da curva de conjugado típica, mostrada na figura 1.6, para dinamômetros por ação de correntes induzidas comerciais, para um determinado intervalo de temperatura. Nesta figura são observadas as curvas de conjugado e de potência mecânica desenvolvida, em um primeiro momento, com magnitude crescente em função da velocidade de rotação. A partir de uma determinada velocidade, verifica-se que a força de frenagem alcança um ponto máximo e, a medida que a velocidade aumenta, o campo indutor é gradativamente atenuado pelo campo das correntes induzidas, promovendo assim, uma significativa redução da força de frenagem.

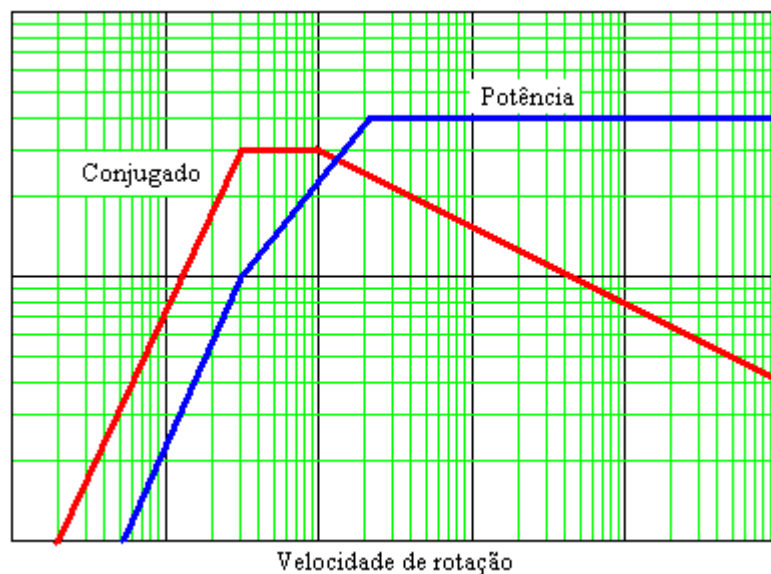


Figura 2.6 – Curvas típicas de conjugado e potência em função da velocidade para os dinamômetros por ACI, a partir de uma excitação constante [7, 8].

2.3.7 Proposta de Quian Ming

A proposta de Ming, em 1997, consiste na modificação do modelo de Smythe de acordo com as observações de Wouterse, como dito em [53]. O modelo de Smythe não descreve a atenuação na força de frenagem à medida que a velocidade aumenta, esse erro tem

como causa principal o nível de saturação do metal utilizado na construção do dispositivo. As propostas anteriores consideram a relutância constante, para corrigir essa aproximação Ming propõe a relutância como uma função da velocidade. A expressão de relutância deve considerar as observações de Wouterse na região de alta velocidade, que dizem que a força de frenagem (ou arrasto) se torna proporcional ao inverso da velocidade; e que a indução magnética original sob o pólo tende a ser cancelada pela corrente induzida no disco.

A relutância em função da velocidade angular é representada por (2.32):

$$\mathfrak{R} = \frac{c_1 + c_2 \cdot \omega + c_3 \cdot \omega^3}{1 + c_4 \cdot \omega^2}, \quad (2.32)$$

Segundo Ming, a estimação das constantes c_i para um tipo específico de freio é feita com a cooperação do fabricante do freio o que mostra que o modelo é dependente de ajustes em função das características construtivas. Substituindo (2.32) na equação de Smythe (2.14), encontra-se o conjugado de frenagem $T(\omega)$ em função da velocidade angular ω , dado pela equação (2.33).

$$T(\omega) = \frac{k_1 \cdot \omega}{\left(1 + \frac{k_2 \cdot \omega^2 + k_3 \cdot \omega^4}{1 + k_4 \cdot \omega + k_5 \cdot \omega^3}\right)^2}. \quad (2.33)$$

A solução de (2.33) é obtida com auxílio do método dos mínimos quadrados a partir dos dados experimentais do freio por correntes induzidas [53]. Muito antes da proposta de Ming, em 1935, Powell e Gough [18] já haviam proposto que o conjugado de frenagem era função da velocidade, conforme a equação (2.34). As constantes k_a e k_b são utilizadas para ajustar a curva de conjugado por velocidade de um freio real, para uma dada corrente de excitação do campo magnético e supondo uma permeabilidade constante [18].

$$T(\omega) = i^2 \cdot \mu^2 \cdot \frac{k_a \cdot \omega}{1 + k_b \cdot \omega^2}. \quad (2.34)$$

Desse modo, fica evidente que as soluções analíticas podem ser empregas e posteriormente ajustadas por métodos numéricos convenientes.

2.4 ATRAÇÃO FERROMAGNÉTICA

Quando o material do disco é formado por um condutor ferromagnético ocorre um acréscimo à força promovida pelas correntes induzidas. Neste caso, existem duas forças distintas atuando no disco, a primeira é de natureza dinâmica de interação entre campos

conforme apresentada nas propostas anteriormente comentadas. A segunda é de natureza estática e é caracterizada pela atração magnética. Segundo [35], a força total atuante em um condutor ferromagnético quando este atravessa um fluxo é expressa por (2.35), sendo F_E a força devido ao campo gerado pelas das correntes induzidas, F_A a força de atração magnética e n um fator de fricção.

$$F_{total} = F_E + n \cdot F_A, \quad (2.35)$$

Para efeito de visualização, o circuito magnético pode ser formado por um par de bobinas, estrutura metálica para sustentação e condução do fluxo, elemento ferromagnético móvel m e espaço de ar, conforme ilustra a figura 2.7. Nesse caso os enrolamentos das bobinas são associados de modo a promover um caminho fechado para o fluxo magnético ϕ .

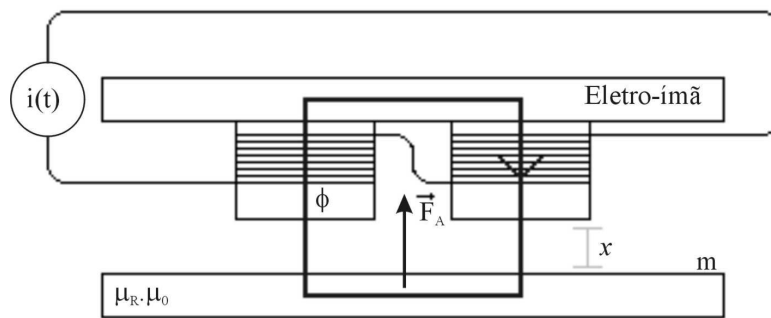


Figura 2.7 – Eletroímãs atuando sobre um condutor ferromagnético m .

A partir da energia associada ao campo magnético encontra-se a força estática magnética atuante sobre o elemento ferromagnético m , conforme a equação (2.36).

$$F_A = \frac{B \cdot \phi}{2 \cdot \mu_0} = \frac{\phi^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot S}, \quad (2.36)$$

A força atração estática é dada pela equação (2.37), de acordo com a lei de Ampère para o fluxo magnético constante e independente do material [67], sendo a relutância total igual à relutância do entreferro.

$$F_A = \frac{\mu_0 \cdot S}{2} \cdot \left(\frac{N \cdot i}{2 \cdot x} \right)^2 = \frac{1}{8} \cdot \frac{(N \cdot i)^2}{\mathcal{R}_x \cdot x}. \quad (2.37)$$

Em (2.37) a força de atração estática é escrita em função da corrente i aplicada as N bobinas de um eletroímã com área do pólo S , da relutância do entreferro \mathcal{R}_x e do comprimento do entreferro x . Contudo, em dispositivos reais a permeabilidade absoluta dos materiais ferromagnéticos varia com a densidade de fluxo, o que denota o comportamento não linear da força estática.

Por outro lado, a equação (2.37) pode ser utilizada para estimar a magnitude força estática de atração, sendo que, para obtenção de resultados precisos recorre-se ao uso de ferramentas de simulação computacional, como discutido em [35]. Vale ressaltar que essa força estática contribui para o aumento das variações do entreferro, principalmente quando os elementos rotativos e/ou entreferro não são uniformes.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as propostas analíticas mais relevantes para a construção de um dispositivo de frenagem por ação das correntes induzidas. Neste dispositivo a força de frenagem é função das correntes induzidas que surgem em um disco condutor a partir do seu movimento em meio a um campo magnético constante. Tal dispositivo dispensa os elementos de contato existentes nos freios convencionais. Entretanto, devido à quantidade e a ordem das variáveis envolvidas no projeto do freio eletromagnético tornou-se impraticável realizar cálculos precisos a partir dos processos de analíticos tradicionais. Esse é o principal motivo pelo qual consideração com o objetivo de simplificar os cálculos foram feitas nas propostas aqui apresentadas.

Optou-se por dar ênfase às considerações e aproximações analíticas sugeridas por seus autores, apesar de não serem recentes as propostas envolvendo métodos numéricos [54] com auxílio de programas de simulação computacional [35,36,37,46,48,55]. Dentre as propostas analíticas, são comuns as considerações para maximizar a força de frenagem, a importância do uso de materiais de alta condutividade, do emprego de pólos magnéticos largos para elevar a área de circulação das correntes induzidas e entreferro de dimensões reduzidas. Estas considerações, adotadas nas propostas analíticas, podem ser comprovadas através de ferramentas de simulações por elementos finitos [17, 56], o que não será abordado neste trabalho. Como foi visto, nenhuma das propostas desenvolveu um modelo matemático geral para a frenagem por ACI, capaz de contemplar materiais distintos, nem tão pouco descrever a operação em todas as faixas de velocidade e conjugado de máquinas elétricas industriais. As maiores limitações nas soluções propostas neste capítulo decorrem da dificuldade de se obter analiticamente o caminho das correntes induzidas no disco, da imprevisibilidade do efeito da dispersão do campo magnético no entreferro e sua distorção devido ao campo criado pelas correntes induzidas. Entretanto, as equações e aproximações analíticas aqui apresentadas, podem ser utilizadas para o projeto de um dispositivo de frenagem por ação de correntes induzidas, como será discutido no próximo capítulo.

Capítulo III

PROJETO DO FREIO ELETROMAGNÉTICO POR AÇÃO DE CORRENTES INDUZIDAS

Este capítulo apresenta o projeto de um freio eletromagnético por ação de correntes induzidas (FEACI) para atender as condições de carga mecânica em ensaio de motores de indução trifásicos (MIT) de 10 hp, com a possibilidade de variação do conjugado de carga e potência entre 0% e 100% do nominal do motor. Inicialmente são apresentados requisitos para o projeto e em seguida, é definida a forma construtiva do dispositivo de carga.

O método de projeto utilizado segue a proposta de Wouterse, em [16], para a determinação do número de bobinas magnéticas, além de ser feito um comparativo entre as propostas mencionadas no capítulo anterior. Também são feitas considerações adicionais além do descritivo das partes que continuam o FEACI construído a partir deste trabalho. Finalmente, é apresentado o método indireto para obtenção da curva de corrente *versus* conjugado desenvolvido pelo FEACI com MIT de 10 hp, 4 pólos em 60Hz.

3.1 METODOLOGIA DE PROJETO

O primeiro passo para a construção do FEACI foi escolher a disposição física das bobinas do circuito de campo em relação à superfície condutora de armadura. A figura 3.1 mostra três arranjos empregados em dispositivos de frenagem rotativos, por ação de correntes induzidas.

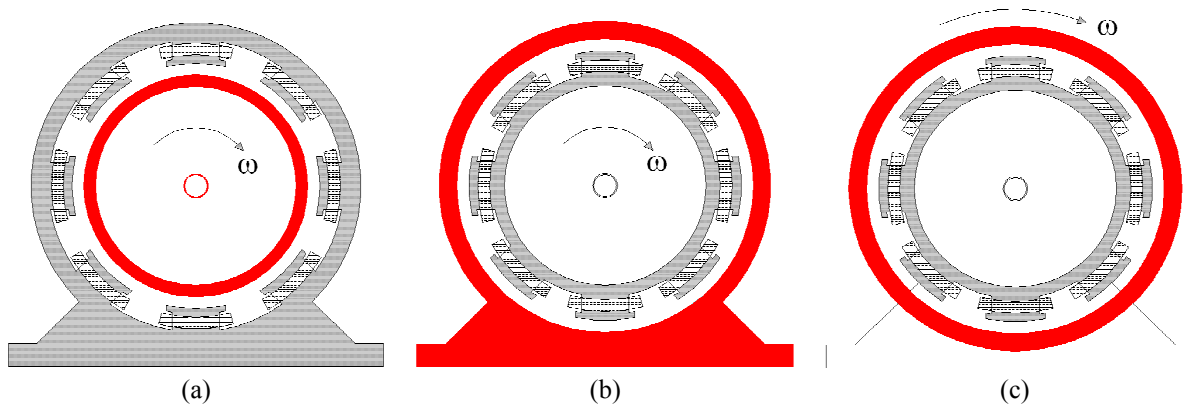


Figura 3.1 – Arranjos para o circuito de campo e armadura aplicado a transferência de conjugado por ACI.

Na figura 3.1 (a) o circuito de campo é fixo e toda a energia mecânica da máquina primária é dissipada no rotor, localizado internamente, o que dificulta a troca de calor com o

meio. Na figura 3.1 (b) a armadura é fixa e externa, o que facilita a troca de calor com o meio, por outro lado, o rotor necessita de comutadores para promover a alimentação do circuito de campo. Em (c), semelhante ao primeiro arranjo, o circuito de campo é fixo e o rotor gira, com a diferença de possuir um melhor desempenho na troca de calor.

Devido à dificuldade em construir um protótipo como o rotor cilíndrico e externo ao circuito de campo, optou-se pelo arranjo proposto em [16], que consiste de um disco condutor girando perpendicularmente as linhas de campo de um circuito magnético, como ilustra a figura 3.2.

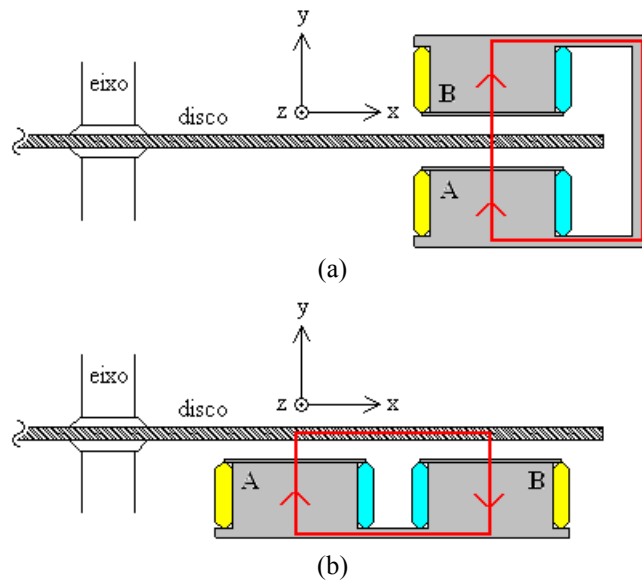


Figura 3.2 – Par de bobinas em relação ao disco para (a) entreferro fixo e (b) ajustável.

O circuito magnético da figura 3.2(a) apresenta maior comprimento do caminho magnético e limitações para a variação do entreferro, o que não acontece em (b). Sendo assim, o circuito magnético utilizado neste trabalho seguirá o modelo apresentado em (b), onde não há deslocamento relativo entre o par de eletroímãs. Entretanto, para minimizar o fluxo disperso e a componente de força no eixo y , se faz necessário adicionar um segundo par de eletroímãs, simétrico ao par AB em relação ao disco condutor.

3.1.1 Dimensionamento do disco

O conjugado de carga T , imposto ao MIT, é determinado pelo produto da força F de oposição ao movimento pela distância de ação R desta força até o eixo rotação, conforme a equação (3.1).

$$T = F \cdot R \quad (3.1)$$

Para alcançar um dado conjugado com a mínima força, é necessário um raio máximo. Esse raio deve ser limitado pelo momento de inércia máximo J_M , para uma determinada espessura do disco, permitido para a partida direta do motor. Sendo ρ a densidade do disco de espessura d , tem-se que o raio máximo é calculado pela equação (3.2).

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{2 \cdot J_M}{\pi \cdot \rho \cdot d}} \quad (3.2)$$

Conforme a NBR 7094, o momento de inércia máximo J_M na condição de partida direta de motores de 10cv, 4 pólos, é de $1,37\text{kg}\cdot\text{m}^2$. Para a construção do disco foi empregado o aço de uso geral 1020¹. Devido à disponibilidade de chapas de aço 1020 de espessura 5/16 polegada e sendo $7900\text{kg}/\text{m}^3$ a densidade aproximada² deste material, o raio máximo calculado por (3.2) é de 34,3cm. Entretanto, será adotado o raio do disco igual a 30cm, devido ao momento de inércia adicional causado pelo rotor do motor, acopladores e eixo entre outras partes girantes. Esse aço possui baixo conteúdo de carbono (extra-doce) e pode ser usado em substituição ao ferro por apresentar um custo menor com resultados satisfatórios.

Vale lembrar que outros materiais poderiam ser utilizados na construção do rotor, como, por exemplo, alumínio ou cobre. Comparado com o aço 1020, o alumínio apresenta a vantagem de ser mais leve e possuir maior condutibilidade elétrica, por outro lado, o alumínio apresenta maior dilatação térmica e limitações quanto à fixação no eixo. Já o cobre tem um custo por kg maior que o aço 1020, além de maior densidade. Como alternativa, um disco de aço 1020, recoberto com lâminas de cobre, proporciona um elevado conjugado [43], por apresentar elevada permeabilidade magnética (aço) e elevada condutibilidade elétrica (cobre), porém essa alternativa foi descartada dada à indisponibilidade de material.

3.1.2 Densidade de fluxo magnético

Como dito no capítulo anterior, a potência mecânica desenvolvida pelo motor é convertida em perdas por efeito Joule no disco. Conforme [19, 20, 43, 57], a potência dissipada no disco é calculada pela equação (3.3).

¹ Possui 0,20 % de carbono, de acordo com a norma de codificação de aços da SAE (*Society of Automotive Engineers*). Sendo que a composição média do aço 1020 apresenta índices de 0.18% até 0.23% de carbono, 0.30% até 0.60% de Manganês, no máximo de 0.04% de fósforo e no máximo de 0.05% enxofre.

² A densidade do aço 1020, na temperatura de 25°C, está compreendida entre $7,7\text{g}/\text{cm}^3$ até $8.03\text{g}/\text{cm}^3$.

$$P_j = \frac{1}{\sigma} \cdot \iiint |\vec{J}|^2 \cdot dvol = \sigma \cdot \left(B \cdot R \cdot \frac{d\theta}{dt} \right)^2 \cdot vol. \quad (3.3)$$

Para um campo magnético constante, a potência desenvolvida pelo motor P_{mec} é dada pelo produto da força de frenagem pela velocidade tangencial v , sendo que a força de frenagem, segundo a proposta de Smythe, é calculada pela equação (3.4).

$$F(v, B) = \frac{P_{mec}}{v} = \sigma \cdot v \cdot B^2 \cdot c \cdot S \cdot d, \quad (3.4)$$

Entre o centro do pólo de diâmetro D e a borda do disco de raio r , é adotada uma distância igual ao diâmetro do pólo, como mostra a figura 3.3, o que resulta em um raio efetivo R de 22cm. A localização do pólo, em relação ao centro do disco, permite um maior conjugado, mantendo as linhas de fluxo perpendicular à superfície condutora.

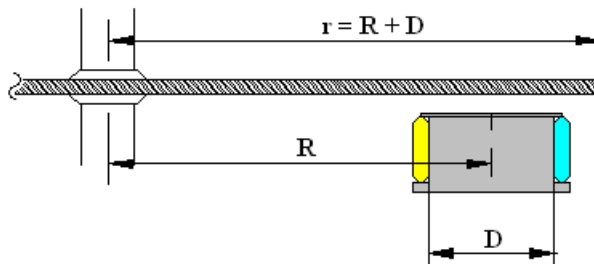


Figura 3.3 – Localização do pólo em relação ao eixo do disco.

A velocidade tangencial do disco v sob o centro do pólo é calculada pela equação (3.5), em função da velocidade angular ω e do raio efetivo R . A variação de velocidade de rotação está compreendida entre 1760rpm e 1800rpm, e sob o pólo magnético, correspondem a 40,5m/s e 41,5m/s, respectivamente.

$$v = \omega \cdot R \quad (3.5)$$

A densidade de fluxo magnético B é calculada admitindo o conjugado nominal T_{NOM} com 15% de sobrecarga, fator de eficiência geométrico c , núcleos de ferro com 3 polegadas de diâmetro e área S , velocidade angular nominal ω e condutividade do disco σ_{Fe} .

A partir da equação (3.4), a densidade de fluxo magnético B no entreferro, para a velocidade tangencial de 40,5m/s, é calculada pela equação (3.6) e resulta em 0,154 Tesla.

$$B_0 = \sqrt{\frac{1.15 \cdot T_{NOM}}{c \cdot S \cdot d \cdot R^2 \cdot \omega \cdot \sigma_{Fe}}}, \quad (3.6)$$

Para efeito de projeto e considerando as limitações construtivas, a distância mínima entre a superfície do pólo e a superfície do disco é adotada em 0,5cm. Além disso, dadas as imperfeições na superfície do disco, como variação de sua espessura e deformações, é de grande valia a possibilidade de ajuste experimental do entreferro.

3.1.3 Bobinas de campo

A força magnetomotriz NI é calculada pela equação (3.7) de acordo com a lei de Ampère, considerando o campo magnético no entreferro contínuo e uniforme de comprimento x , resultando em $1467 Ae$.

$$NI = \frac{2 \cdot x}{\mu_0} \cdot B_0. \quad (3.7)$$

Para tanto, foram confeccionadas duas bobinas com 900 espiras cada, sendo esse número subdividido em 6 grupos de enrolamentos de modo a possibilitar várias combinações de NI , como mostra a figura 3.4. Foi adotado o fio 21AWG, cuja capacidade de condução máxima de corrente contínua de 1,2A na temperatura ambiente de 25°C.

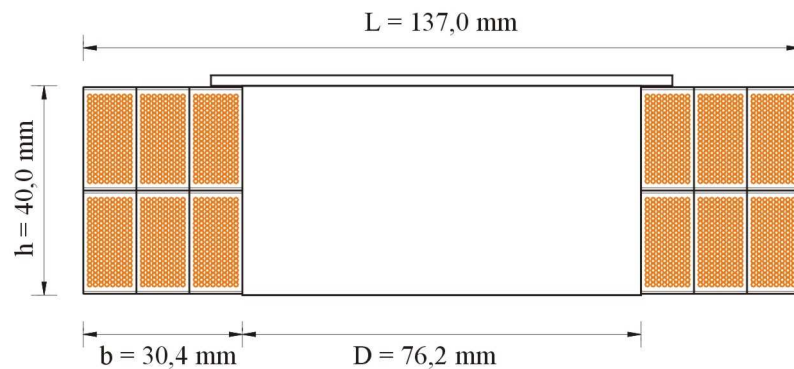


Figura 3.4 – Vista lateral da bobina de múltiplos grupos de enrolamentos.

A partir das combinações série e paralelo, optou-se pela utilização de todas as bobinas em série, ou seja, o maior número de voltas com menor corrente elétrica, sendo dois conjuntos de 900 espiras com corrente de 0,82A por conjunto. Graças à elevada indutância da associação série, aproximadamente 150mH, a corrente elétrica nominal é contínua, com ondulação inferior a 15%, mesmo quando fornecida por uma ponte retificadora sem filtro. Para reduzir o número de terminais disponível e o volume, bobinas foram construídas com dois terminais, para 900 espiras de fio 21AWG, conforme ilustra a figura 3.5.

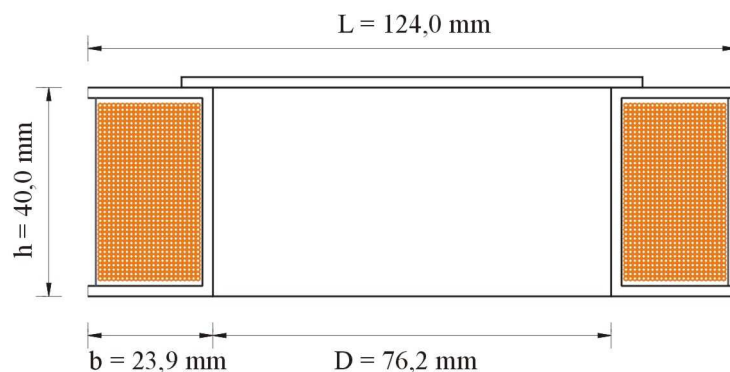


Figura 3.5 – Vista lateral da bobina definitiva.

Os enrolamentos foram dispostos em um suporte adequado, oferecendo a possibilidade de substituições do mesmo em caso de eventual dano ao isolamento. As bobinas foram fixadas por meio de núcleo metálico, feitos em tarugos maciços de ferro fundido 40mm de altura por 76,2cm de diâmetro. Como a corrente aplicada às bobinas é unidirecional não há necessidade de núcleos ferromagnéticos laminados.

3.1.4 Dados de projeto

A partir da definição da estrutura do dispositivo de frenagem por Ação de Correntes Induzidas (ACI), da disponibilidade de material e dos resultados obtidos em 3.1.1 até 3.1.3, foram estabelecidas as grandezas fundamentais envolvidas nesse projeto, sendo estas apresentadas na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Dados do projeto.

Raio do disco, r (cm)	30,0
Raio efetivo do disco, R (cm)	22,0
Espessura do disco (placa 5/16 pol), d (cm)	0,8
Diâmetro do núcleo (tarugos de 3 pol.), D (cm)	7,6
Área da base do núcleo, S (cm ²)	181,5
Altura do núcleo, h (cm)	4,0
Entreferro médio, $2x$ (cm)	1,0
Fator de eficiência geométrica, c .	0,45
Condutividade do Aço 1020 aprox., $\sigma_{Fe@100^{\circ}C}$ ($\Omega^{-1}m^{-1}$)	$5,8 \cdot 10^6$
Resistividade do Aço 1020 aprox., $\rho_{Fe@100^{\circ}C}$ (Ωm)	$1,7 \cdot 10^{-7}$
Velocidade angular nominal, ω_N (rad/s)	184,3
Velocidade tangencial sob o pólo, v (m/s)	40,5
Conjugado nominal, T_{NOM} (N.m)	40,1
Conjugado máximo, $1.15T_{NOM}$ (N.m)	46,6
Densidade de fluxo magnético no entreferro, B (T)	0,154
Força de frenagem nominal, F_B (N)	184,0
Força magnetomotriz requerida, NI (A-espiras)	1467,0
Número de espiras por bobina, n (espiras)	900
Fio adotado para as bobinas (AWG)	21
Corrente contínua máxima por bobina, $I_{Bmax, 21AWG}$ (A)	1,20
Corrente contínua nominal por bobina, I_B (A)	0,82

A partir das medidas de potência elétrica ativa e da velocidade no eixo do motor, é possível localizar o rendimento nas curvas características do MIT fornecidas pelo fabricante. De posse da potência ativa, da velocidade de rotação, e dos valores de rendimento, é calculado a potência mecânica e o conjugado desenvolvido.

Com a utilização de apenas um par de bobinas, alimentadas pela corrente máxima de 1,2A, o FEACI fez com que o MIT de alto rendimento desenvolvesse a potência ativa média³ de 1,37kW. A figura 3.6 mostra esse ponto de operação, onde se conclui que a aplicação da corrente máxima resulta em uma potência muito abaixo da nominal de 7,46kW.

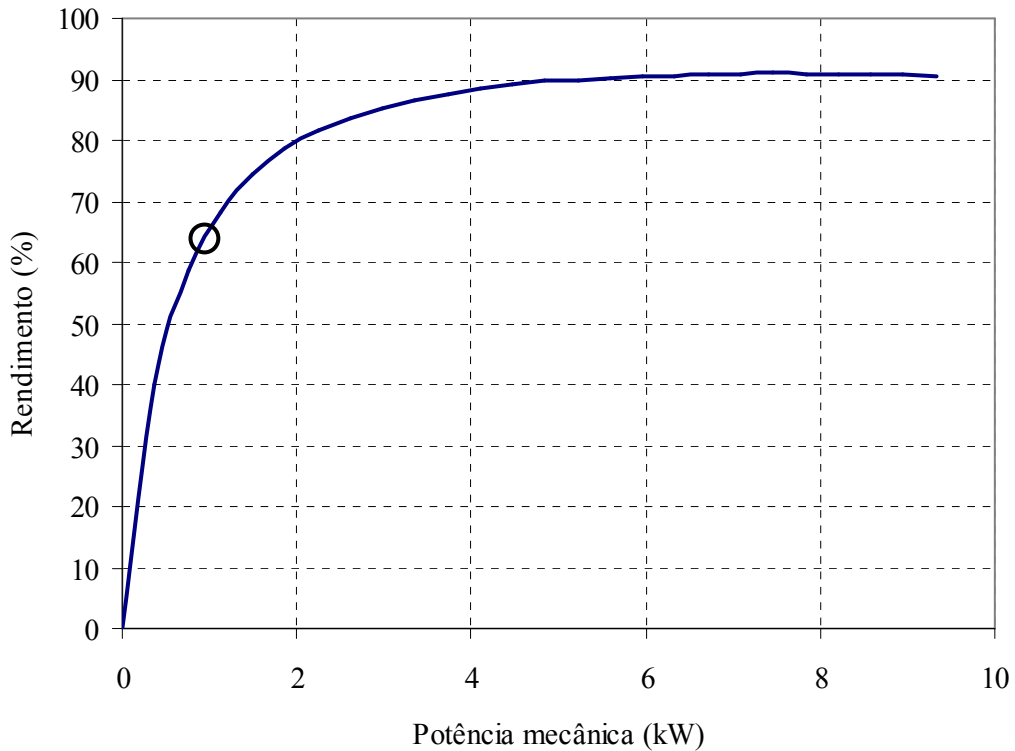


Figura 3.6 – Ponto de operação do MIT para aplicação de 1,2A no FEACI.

Para alcançar o conjugado nominal de 40N.m é necessário recorrer a modificações nos dados iniciais do projeto. Como mencionado por [22, 23, 27, 28], o conjugado de frenagem depende da intensidade do campo, da distância entre os pólos e da superfície do disco e do número de pólos. A intensidade do campo magnético é limitada pela capacidade de corrente das bobinas e pelo entreferro. Por outro lado, não há vantagens significativas para a modificação do entreferro com a finalidade de variar dinamicamente o conjugado de carga. Sendo assim, a adição de pólos é a medida adotada para obtenção do conjugado máximo, onde a variação do conjugado de frenagem é obtida pelo ajuste da corrente de campo. O número de pólos para o entreferro mínimo e campo magnético constante será encontrado a seguir.

³ Com desvio padrão das medidas de potência ativa de 0,034 com MIT operando na estabilidade térmica com tensão de alimentação ($380V \pm 2V$) e frequência nominal (60Hz).

3.2 DETERMINAÇÃO DO NÚMERO DE PÓLOS

O conjugado de frenagem para um disco condutor, girando sob um campo magnético invariável no tempo, é representado pelos modelos analíticos de Schieber, Smythe e Wouterse, conforme mostra a figura 3.7. Acima de 10m/s a curva (3) alcança o conjugado máximo, e a partir desse ponto, inicia o declínio em sua magnitude. Enquanto isso as curvas (1) e (2) crescem com inclinação constante.

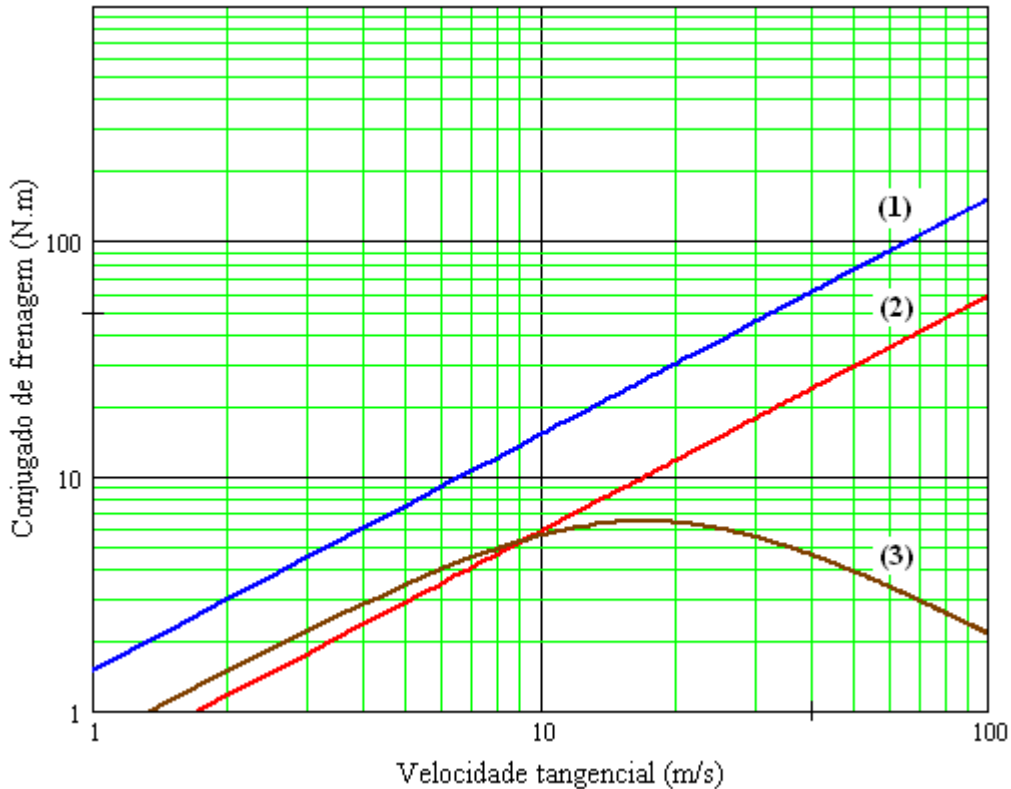


Figura 3.7 – Modelos de Schieber (1), Smythe(3) e Wouterse (3).

O conjugado calculado para a potência de 1,37kW, obtida no item anterior, é de 4,56 N.m, a partir de um par de bobinas do freio. Este valor de conjugado está aquém do conjugado máximo alcançado pelo motor na operação nominal. Sendo assim, o modelo analítico de Wouterse é o que mais se aproxima do conjugado calculado, o que resultou na escolha deste modelo para calcular o número de pólos necessários para alcançar o conjugado de frenagem de 40N.m. A figura 3.8 mostra a simulação do conjugado de frenagem em função da velocidade, para um par de pólos e para um conjunto de oito pares de pólos a partir da proposta de Wouterse, descrita pelas equações (2.29), (2.30) e (2.31). É observado que um conjugado superior a 40N.m para velocidades imediatamente inferiores a 1800 rpm que é a condição de operação em plena carga dos MIT de 10hp destinados ao ensaio.

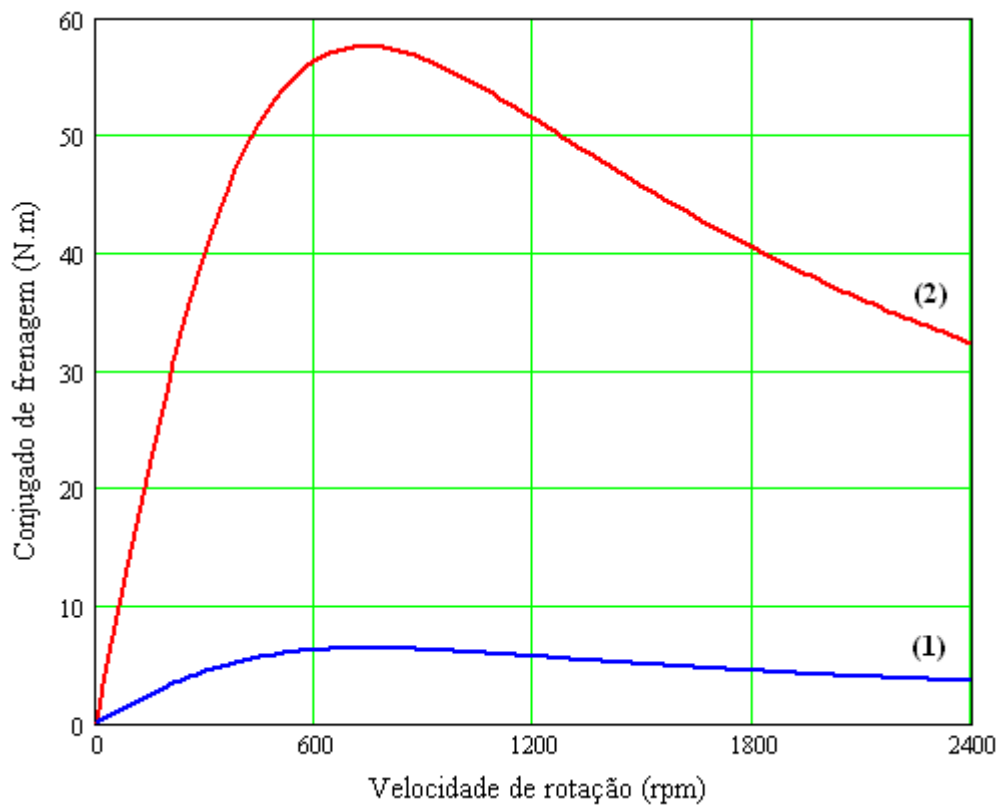


Figura 3.8 – Curva de carga para um par de pólos (1) e para oito pares de pólos (2).

Como dito no capítulo anterior, as correntes induzidas no disco dependem da geometria do disco metálico e da forma do pólo magnético [22, 23]. Por outro lado, as não linearidades envolvidas e as restrições dos modelos fazem com que grande parte das pesquisas sejam direcionadas para a análise de dispositivos de frenagem comerciais e não para a definição de uma metodologia de projeto. Tal fato é bem ilustrado no recente trabalho de [31], onde propõe funções que os descrevam em toda a faixa de operação, a partir de resultados experimentais. Fica evidente que não há um método geral para encontrar uma solução analítica para o conjugado de frenagem por ação de correntes induzidas [22, 23]. Ou seja, para a descrição exata da curva de conjugado de frenagem em função da velocidade são necessários equipamentos de medida específicos, só assim é possível ajustar experimentalmente a curva de conjugado por velocidade, o que não é o objetivo do presente trabalho.

3.3 O PROTÓTIPO

O FEACI construído neste trabalho é ilustrado pela figura 3.9, sendo dividido em duas partes principais:

- a) Rotor: disco condutor (1), eixo (2), acopladores (3), unidades de rolamento (4).
- b) Estator: duas laterais planas (5), oito pares de núcleos ferromagnéticos (6), parafusos de ajuste do entreferro (7).

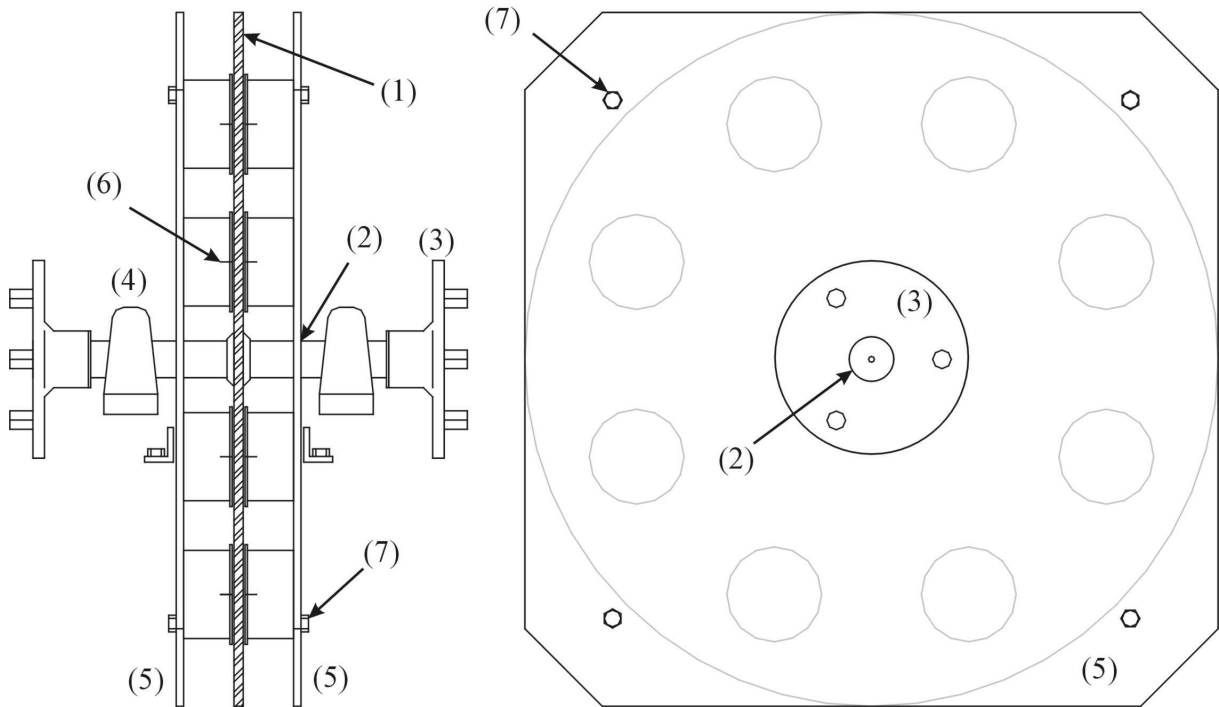


Figura 3.9 – Dispositivo físico construído.

O rotor é responsável por gerar e transferir o esforço de frenagem ao motor. Já o estator possui a função de fornecer o fluxo magnético necessário para induzir correntes no disco do rotor. A seguir as partes principais do FEACI serão descritas.

3.3.1 O rotor

O rotor é composto por um disco condutor, um eixo, dois acopladores, e duas unidades de rolamento. O disco condutor é o elemento ativo do FEACI, construído em aço 1020, nele ocorre a circulação de correntes induzidas e, conseqüentemente, a dissipação da energia mecânica do motor em calor. O eixo e os acoplamentos são responsáveis pela transferência dos esforços resistentes ao motor durante o procedimento de ensaio com carga. O eixo é solidário ao disco por meio de engaste e solda. Nas extremidades do eixo são fixados os acopladores. Esses elementos devem suportar os esforços de torção sem apresentar folgas e sem sofrerem danos. A transferência mecânica ocorre através de um acoplamento flexível de fácil substituição e capaz de suportar desvios axiais entre o eixo do motor e do FEACI.

A construção do rotor, apesar de visualmente simples, demandou um considerável esforço, principalmente pelas dificuldades encontradas para cortar o disco de forma adequada e na fixação do disco ao eixo. As deformações causadas pelo processo de corte foram minimizadas com o emprego de corte a *laser*, acompanhado de correções na superfície. As oscilações causadas pela falta de balanceamento do disco foram minimizadas pela adição de um contrapeso. A tabela 3.2 apresenta os principais dados construtivos do rotor.

Tabela 3.2: Dados construtivos do rotor.

Disco	Diâmetro, $2r$ (mm)	600 mm
	Espessura média, d (mm)	7,6 mm
	Material do disco	Aço 1020
	Massa do disco, m_D (kg)	17,9
	Momento de inércia (kg.m^2)	0,81
	Desvio padrão das medidas de espessura	0,3
Eixo	Diâmetro do eixo (mm)	38 mm
	Comprimento do eixo (mm)	350 mm
	Material do eixo	Aço inox
	Massa (kg)	3,4
Acoplador	Material	Aço 1020
	Massa (2 unidades), (kg)	4,3
Total	Massa total do rotor, m_R (kg)	26,7
	Momento de inércia do rotor (kg.m^2)	0,86

Finalmente, a sustentação do rotor é realizada por duas unidades de rolamento de esferas do tipo pedestal, ROLMAX da série NP, fabricado em aço inox e indicada para serviços normais. Cada unidade é composta por um mancal monobloco cilíndrico completo, de ferro fundido, montado com rolamento blindado autocompensador de uma carreira de esferas, o que possibilita a correção dos erros de alinhamento durante a montagem do freio. Uma outra vantagem é que mesmo os rolamentos sendo completamente vedados, após montados, admitem lubrificação por meio de furo no mancal além de fácil substituição.

3.3.2 O estator

Consiste de duas placas quadradas e planas, conjunto de núcleos e bobinas. Cada hemisfério contém oito bobinas fixadas externamente por parafusos. O estator é a parte fixa que tem o objetivo de alojar as bobinas de campo e suportar as reações de frenagem. Além da facilidade de construção do estator plano, é agregado o maior desempenho na refrigeração do

disco, graças às aberturas laterais. A tabela 3.3 mostra os principais dados construtivos do estator.

Tabela 3.3: Dados construtivos do estator.

Laterais	Comprimento e largura da chapa	600 mm
	Espessura da chapa	6,4 mm
	Material	Aço 1020
Núcleos	Quantidade (por hemisfério)	8
	Diâmetro (mm)	38 mm
	Altura (mm)	350 mm
	Material	Ferro
Bobina	Material	Cobre
	Diâmetro externo médio (mm)	124
Total	Massa total do estator (kg)	76,8

Em cada um dos 4 cantos do estator é utilizado um conjunto de quatro porcas e um parafuso de 13cm por 0,9cm de diâmetro. Através da regulação de cada conjunto é possível dividir igualmente o entreferro em relação ao disco. Além disso, estes parafusos são capazes de suportar a compressão máxima imposta pelas bobinas de campo.

O ajuste do entreferro busca evitar a fricção do disco com as superfícies dos núcleos, mantendo o menor espaço entre estes. Vale ressaltar, que quanto maior o entreferro maior é a intensidade de corrente por espira necessária para manter a mesma densidade de fluxo. Por outro lado, as deformações do disco, e a variação de sua espessura, além das vibrações em velocidade nominal, limitam o entreferro mínimo a 5,5mm, entre a superfície do núcleo e o disco.

3.4 ARRANJO DAS BOBINAS

Todas as 16 bobinas apresentam o mesmo sentido de enrolamento e cada par de bobinas (n, n') encontra-se alinhado no eixo axial. Diversos arranjos foram ensaiados para a verificação de qual deles apresentava a melhor relação entre a força de frenagem e a corrente contínua necessária. Mesmo assim, os terminais de cada grupo são disponibilizados, de modo que seja possível interliga-los de outros modos. Para a realização dos ensaios deste trabalho, o circuito elétrico de campo foi dividido em quatro grupos, sendo cada grupo composto por quatro bobinas ligadas em série, como mostra a figura 3.10. Os quatro grupos são ligados em paralelo, com os terminais comuns (1, 1', 4, 4') e (2, 2', 3, 3').

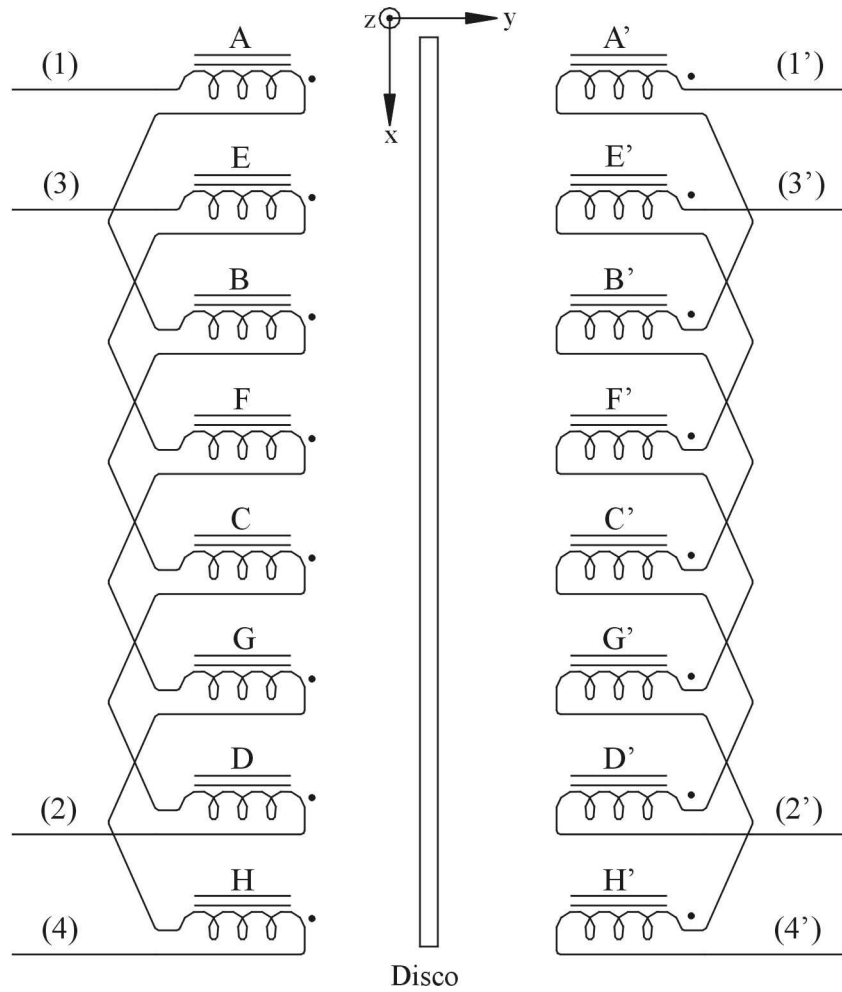


Figura 3.10 – Diagrama elétrico das bobinas.

Para o arranjo elétrico proposto na figura 3.10, foram realizados ensaios para determinação do maior conjugado de frenagem, em função do sentido do campo magnético aplicado por par de bobinas. Dentre as configurações distintas, há duas possibilidades para o sentido do campo magnético. Na figura 3.11(a), os pares de bobinas mantêm um mesmo sentido de campo magnético no entreferro e em (b) os campos magnéticos são invertidos em cada par de bobinas vizinhas.

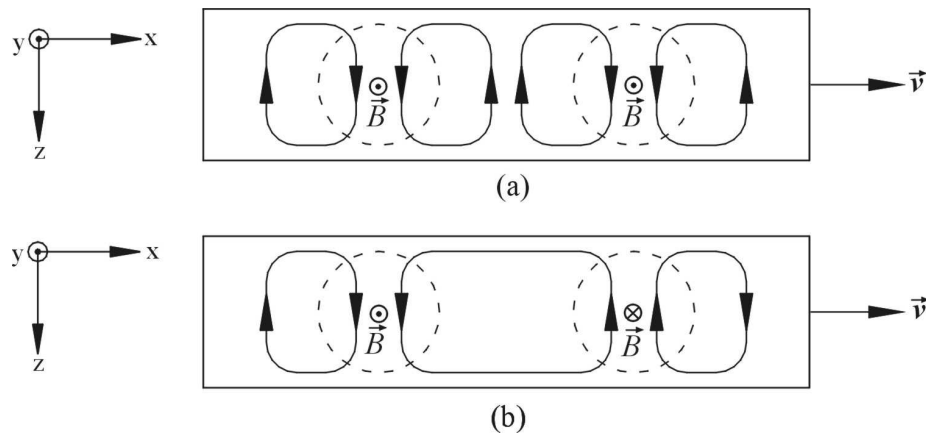


Figura 3.11 – Correntes induzidas por campos (a) homopolares e (b) heteropolares.

Experimentalmente, constatou-se a diminuição da força de frenagem no arranjo da figura 3.11(a), o que é justificável pelo enfraquecimento do campo sob o pólo, causado pelas correntes que circulam entre os pólos. Desse modo, o campo magnético com alternância dos pólos foi adotado nesta proposta, sendo o caminho médio de circulação das correntes induzidas mostradas na figura 3.12.

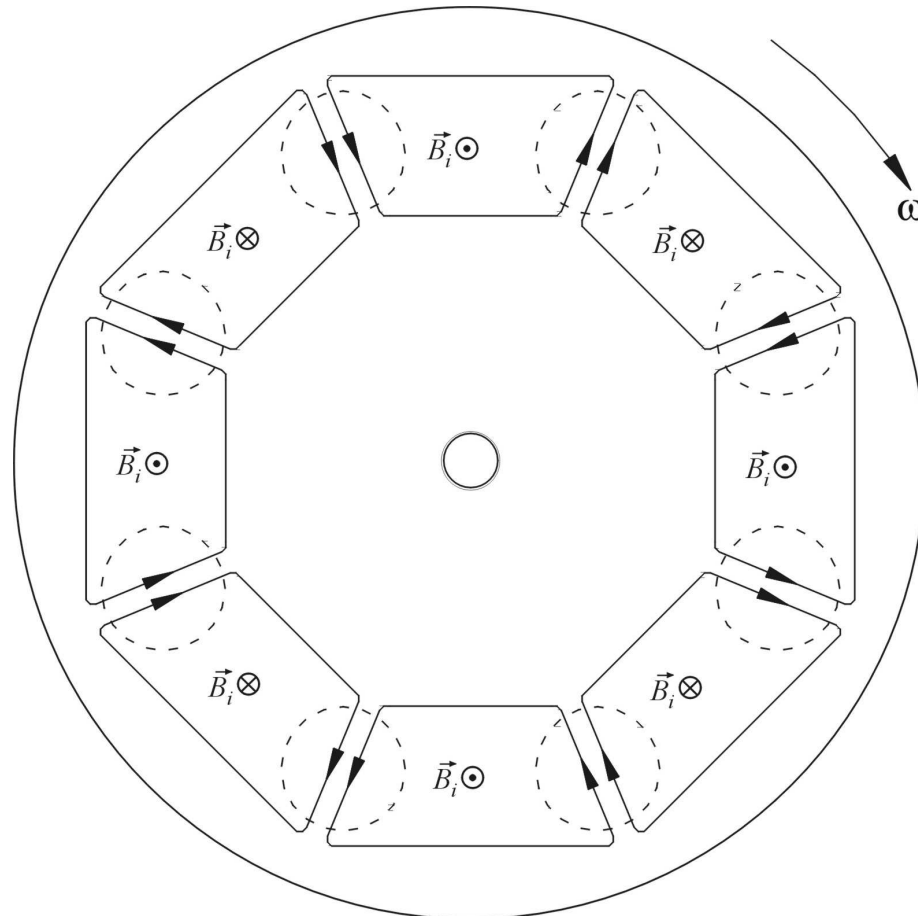


Figura 3.12 – Caminho médio adotado para a distribuição das correntes induzidas na superfície do disco.

Cada um dos grupos de bobinas pode ser descrito como uma impedância Z , composta por uma parcela resistiva R e uma parcela indutiva L , conforme a equação (3.8).

$$\dot{Z} = R_{eq} + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_{eq}. \quad (3.8)$$

A tabela 3.4 apresenta as medidas de resistência e indutância, com temperatura ambiente de 25°C, a partir dos quatro pares de terminais mostrados na figura 3.10.

Tabela 3.4: Resistência e indutância das bobinas do FEACI.

Terminais (1, 2)				Terminais (1', 2')			
Bobina	R ⁽¹⁾ (Ω)	L ⁽²⁾ (mH)	L ⁽³⁾ (mH)	Bobina	R ⁽¹⁾ (Ω)	L ⁽²⁾ (mH)	L ⁽³⁾ (mH)
A	11,9	78,1	144,7	A'	13,6	99,2	176,7
B	13,4	96,3	173,6	B'	12,2	80,6	146,4
C	12,0	77,6	145,2	C'	12,1	78,7	145,0
D	11,9	78,8	145,3	D'	12,1	79,6	146,7

Terminais (3, 4)				Terminais (3', 4')			
Bobina	$R^{(1)}$ (Ω)	$L^{(2)}$ (mH)	$L^{(3)}$ (mH)	Bobina	$R^{(1)}$ (Ω)	$L^{(2)}$ (mH)	$L^{(3)}$ (mH)
E	12,1	79,8	147,0	E'	12,2	79,4	144,5
F	12,2	81,3	147,8	F'	12,0	79,8	145,7
G	12,2	80,2	146,2	G'	12,0	78,4	146,8
H	12,0	79,5	144,6	H'	12,1	79,8	146,6

(1) em 25°C. (2) Medidas sem o núcleo, 120Hz em 25°C. (3) Medidas com o núcleo, 120Hz em 25°C.

A figura 3.13 apresenta o esquema de ligação das bobinas de campo, com a disponibilidade de dois terminais e indicação do sentido de enrolamento.

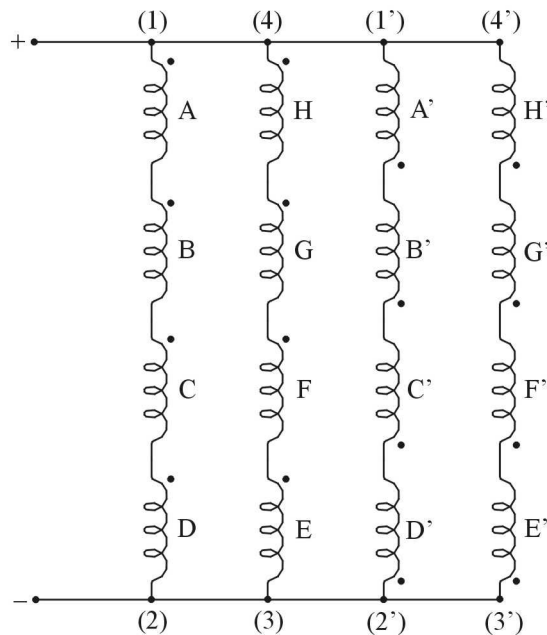


Figura 3.13: Esquema elétrico de ligação das bobinas.

Após a definição dos grupos de bobinas, os mesmos apresentam medidas de resistência e indutância de acordo com a tabela 3.5.

Tabela 3.5: Resistência e indutância dos grupos de bobinas.

Terminais	$R^{(1)}$ (Ω)	$L^{(2)}$ (mH)	$L^{(3)}$ (mH)
(1, 2)	49,1	930,0	445,8
(3, 4)	48,4	882,0	426,3
(1', 2')	49,8	936,0	455,3
(3', 4')	48,0	901,0	437,5

(2) em 25°C. (2) 120Hz em 25°C. (3) 1kHz em 25°C

3.4.1 Fonte de alimentação

Para alcançar o conjugado de frenagem nominal, as bobinas do FEACI requisitam uma potência média de 200W em corrente contínua. Tal característica constitui uma grande vantagem, dada a simplicidade de construção de uma fonte para este fim. Dentre diversas

possibilidades para alimentação do circuito de campo, fez-se opção pela topologia mostrada na figura 3.14.

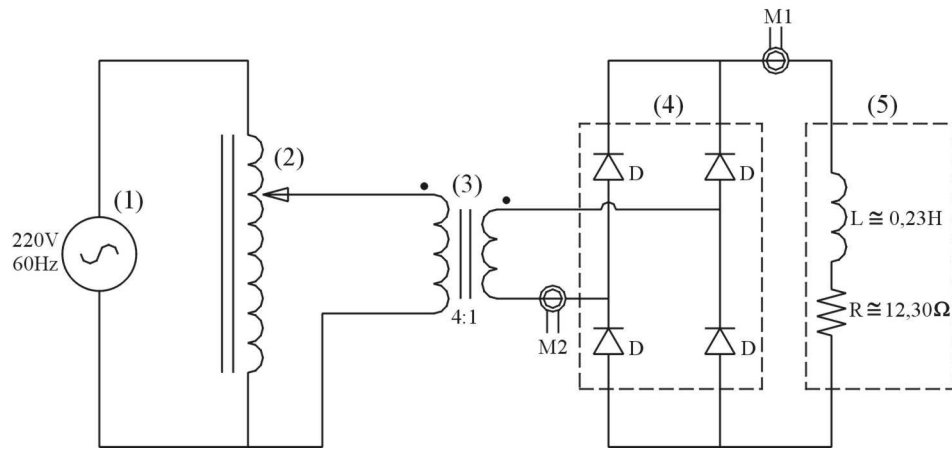


Figura 3.14 – Circuito de alimentação das bobinas de campo: (1) rede elétrica, (2) autotransformador *varivolt*, (3) transformador abaixador, (4) retificador ponte completa e (5) impedância equivalente das bobinas de campo.

A fonte é alimentada a partir da rede elétrica, sendo necessário um autotransformador para ajustar a intensidade da corrente que é medida em M1 e M2. Desse modo, o ajuste do autotransformador (*varivolt*) altera a intensidade da corrente elétrica nas bobinas de campo, modificando o campo magnético e, conseqüentemente, a intensidade da força de frenagem. É utilizado um transformador para isolar as bobinas de campo da rede elétrica, com relação de transformação 4:1 dada à disponibilidade no laboratório. Através de um retificador ponte completa, com diodos IN5402, é obtida a corrente contínua necessária para manter o campo magnético no entreferro.

A figura 3.15 mostra a forma de onda medida entre os terminais do FEACI para a operação nominal do motor de 10cv, adquiridas com osciloscópio digital.

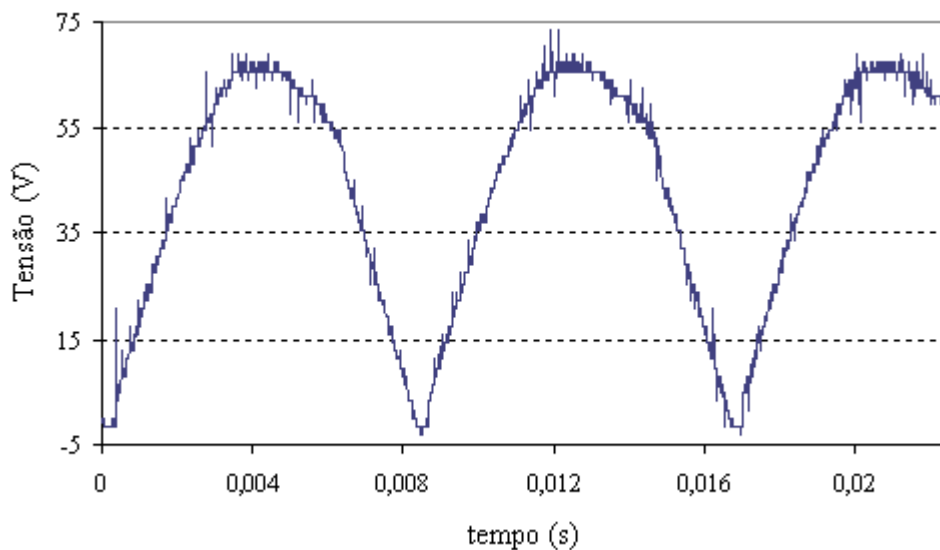


Figura 3.15 – Tensão aplicada às bobinas do FEACI.

A corrente contínua necessária para a operação do MIT na potência nominal é mostrada na figura 3.16. Nessa situação a ondulação de corrente é inferior a 15%.

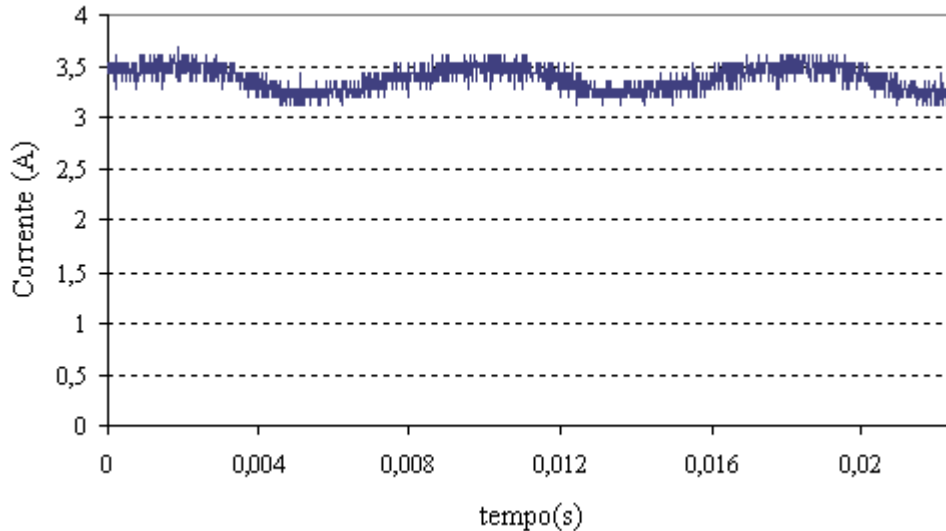


Figura 3.16 – Corrente total medida nas bobinas do FEACI.

Para ensaios com duração superior a 30 minutos, com carga máxima, a energia dissipada no disco modifica o valor da condutibilidade elétrica do aço o que provoca a diminuição de 20% da potência ativa desenvolvida pelo motor. Essa redução implica em um menor valor do conjugado de frenagem, como mostrado em [28, 46]. Além disso, a energia térmica irradiada pelo disco, no decorrer dos ensaios, leva a resistência equivalente da associação de bobinas de $12,3\Omega$ até $16,2\Omega$, e a temperatura interna do núcleo das bobinas de 30°C até 100°C , respectivamente. Para reduzir o efeito térmico, foram instalados dois ventiladores, promovendo um fluxo de ar no entreferro com vazão de $0,4\text{m}^3/\text{s}$, o que reduziu de 210°C para 130°C a temperatura do disco.

3.5 CURVA DE CONJUGADO PARA OPERAÇÃO NOMINAL

Além do freio e da fonte de alimentação, é necessário definir o procedimento para o tratamento das medidas de elétricas, em função da corrente aplicada. Os motores, aqui utilizados, possuem um conjunto de n pontos de operação, que são ordenados a partir dos valores crescentes de potência mecânica, e representados pelo conjunto K , conforme (3.9).

$$K = \{k_1; k_2; \dots; k_n\}, \quad (3.9)$$

Cada ponto de operação k é composto por um valor de potência mecânica P_{mec} , rendimento η , corrente de linha I_L , fator de potência fp e velocidade de rotação ω . Os dados

de K representam os pontos das curvas características dos motores, a partir dos ensaios realizados por seus fabricantes. O conjunto K pode ser utilizado para estimar o conjugado T do motor, desde que seus valores k sejam provenientes de medidas confiáveis. O conjunto K também pode ser obtido por simulação computacional.

A partir de uma determinada grandeza, obtida experimentalmente, é definido o conjunto de pontos de operação M para cada um dos motores, representado por (3.10).

$$M = \{m_1; m_2; \dots; m_i\}. \quad (3.10)$$

Neste trabalho, cada um dos m pontos de M é formado pela corrente i_B aplicada ao FEACI e pela potência elétrica ativa P_A desenvolvida pelo motor, e representando por (3.11).

$$M = \left\{ \left[i_{B,1} \quad P_{A,1} \right]; \left[i_{B,2} \quad P_{A,2} \right]; \dots; \left[i_{B,n} \quad P_{A,n} \right] \right\}. \quad (3.11)$$

De posse de K e de M para um mesmo motor e admitindo condições idênticas de tensão e frequência, é possível obter uma relação entre K e M , de modo que as medidas não realizadas possam ser calculadas por interpolação.

Como exemplo, a figura 3.17 mostra as curvas de potencia ativa, medida nos motores, para a região de velocidades compreendida entre 1800 até 1760rpm, alimentados com tensão e frequência nominal, em função da corrente aplicada ao FEACI.

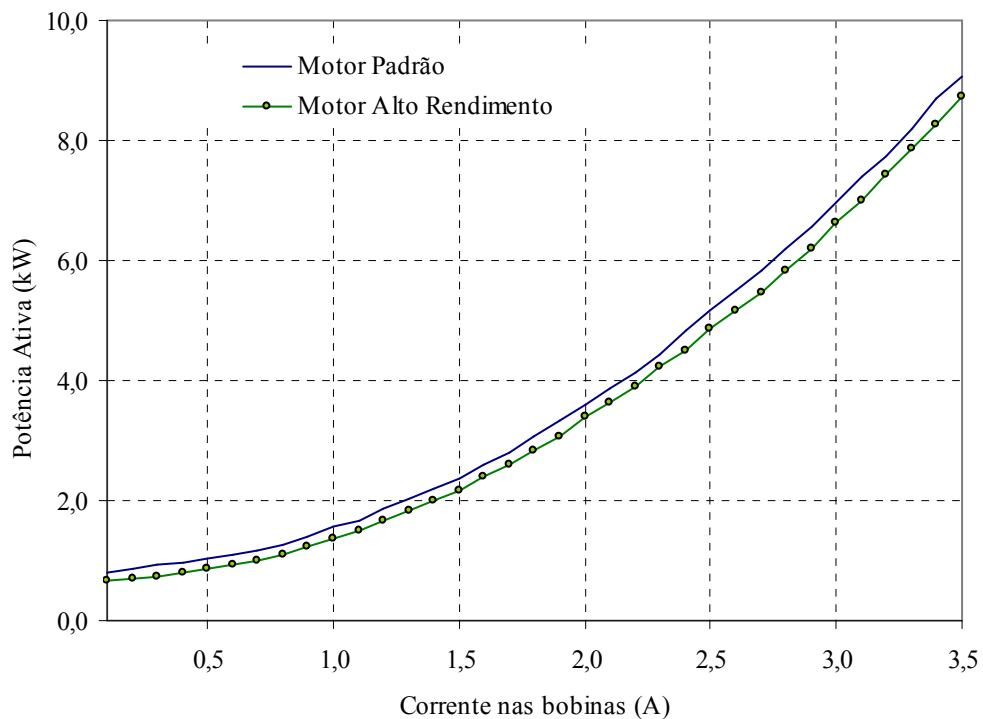


Figura 3.17 – Potência ativa em função da corrente aplicada ao FEACI.

A partir da interpolação realizada entre K e M , é calculado um conjunto de pontos K^* , indicado em (3.12), formado pela corrente aplicada e pelo conjugado desenvolvido por cada um dos motores.

$$K^* = \left\{ \left[i_{B,1} \quad T_1 \right]; \left[i_{B,2} \quad T_2 \right]; \dots; \left[i_{B,m} \quad T_m \right] \right\}. \quad (3.12)$$

A partir de K^* , pode ser gerada uma curva de conjugado em função da corrente de campo, para uma determinada faixa de velocidades. Também pode ser definido um polinômio de segunda ordem para o conjugado, dado por (3.13).

$$T(i_B) = a \cdot i_B^2 + b \cdot i_B + c. \quad (3.13)$$

A figura 3.18 mostra o conjugado estimado para dois motores distintos, operando na mesmo intervalo de velocidade. Como é possível perceber, há uma grande proximidade entre o conjugado para cada um dos motores, o que possibilita a definição de um polinômio de conjugado a partir da média entre as duas curvas, em função da corrente de excitação das bobinas do freio eletromagnético.

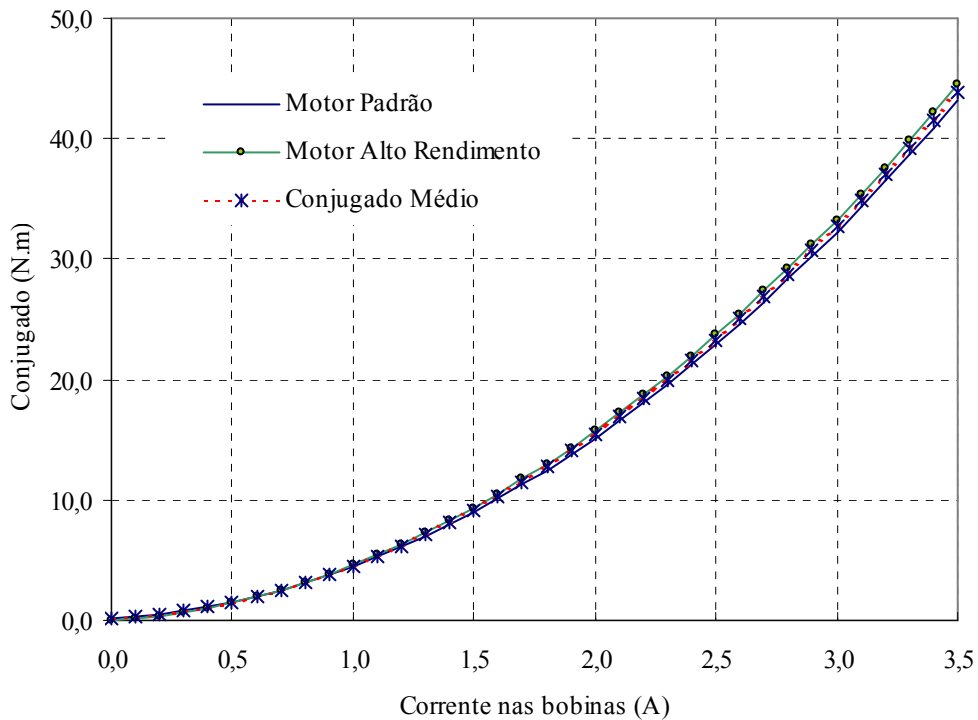


Figura 3.18 – Curvas calculadas para o conjugado em função da corrente aplicada ao FEACI

O polinômio $T(i_B)$, obtido por esse método, só é válido para a faixa de velocidades na qual foram obtidos os valores de K^* . Não é possível, por exemplo, empregar o polinômio obtido na faixa de operação nominal para um dado motor, para calcular o conjugado em uma

velocidade de rotação diferente do intervalo adotado nas medidas. Fora da faixa de velocidades compreendida entre 1760rpm e 1800rpm, como mostra a figura 3.19 para ambos os motores, é necessário calcular o novo polinômio em função da corrente contínua aplicada às bobinas de campo do freio.

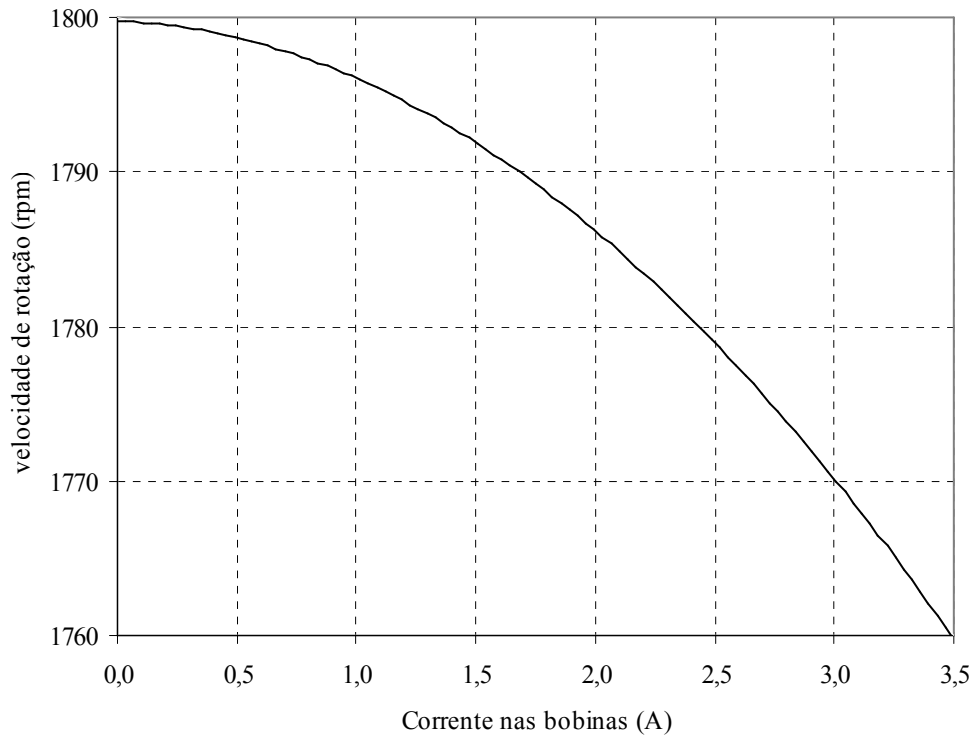


Figura 3.19 – Velocidade de rotação média em função da corrente aplicada ao FEACI.

Como dito anteriormente, a força de frenagem depende da densidade de fluxo magnético e da velocidade de rotação, desconsiderando os fatores construtivos. A densidade de fluxo magnético é uma função da corrente i_B aplicada ao grupo de bobinas do freio, e dessa forma, a corrente pode substituir a densidade de fluxo B . A partir da corrente i_B , o polinômio $T(i_B)$ é útil para calcular o conjugado sem a influência da velocidade de rotação. O conjugado calculado por esse método é empregado no comparativo realizado no capítulo V.

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi apresentado o desenvolvimento de um dispositivo de frenagem por ação das correntes induzidas, capaz de representar cargas mecânicas quando acoplado a um motor de indução trifásico. Inicialmente, é efetuado o cálculo da densidade de fluxo magnético necessário para alcançar o conjugado nominal, realizado no item 3.1.2, obtendo o mesmo

resultado que a proposta de Smythe e Schieber. Essas propostas foram avaliadas por apresentarem, praticamente, o mesmo resultado alcançado pelas equações clássicas para a força eletromagnética, segundo a equação de Lorentz.

Entretanto, o resultado da força obtida experimentalmente ficou muito aquém do calculado, conforme foi comentado no item 3.1.4, mostrando que as soluções analíticas devem ser melhoradas conforme as considerações apresentadas no capítulo anterior. Dessa forma, é justificado o fato de alguns modelos incorporarem aproximações adotadas a partir de resultados experimentais. Para alcançar o conjugado necessário foi adotado o modelo proposto por Wouterse, e a partir dele, foi determinado o número de pólos magnéticos. Como o objetivo deste trabalho é a realização de ensaios com motores indução trifásicos a partir de dispositivo de carga ajustável, não foram realizadas considerações sobre métodos numéricos para o projeto de tal dispositivo.

A construção do protótipo foi dificultada pela falta de ferramental adequado e equipamentos de ajuste e calibração. Mesmo assim, a operação do protótipo se mostrou satisfatória, alcançando o nível de potência ativa nominal dos motores, até a primeira hora de funcionamento, com elevação significativa da temperatura do disco, enquanto as bobinas aproximavam-se do limite térmico do seu isolante. Essa limitação foi plenamente solucionada com o emprego de ventilação forçada interna ao dispositivo.

Do ponto de vista mecânico, uma grande vantagem do FEACI é a inexistência de contatos para a transferência do conjugado de carga, o que implica na maior vida útil das partes móveis. Dessa forma, não há remoção de material durante as operações de frenagem, o que elimina a necessidade de manutenção das superfícies, além de propiciar o uso de metais sem tratamento contra desgastes por fricção. Por outro lado, o elevado momento de inércia oferecido pelo disco faz com que a corrente máxima de partida direta dos motores tenha uma maior duração. No âmbito elétrico, o FEACI mostra a vantagem de requisitar uma reduzida potência para impor carga nominal aos motores, como foi mostrado nos itens 3.4.1 e 3.4.2.

Capítulo IV

BANCADA DE ENSAIOS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Neste capítulo, serão apresentados os principais componentes que constituem a bancada de ensaios de motores de indução do Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes Industriais (LAMOTRIZ).

4.1 A BANCADA

A bancada de ensaios é composta por equipamentos de acionamento, de medidas e controle, dois Motores de Indução Trifásica (MIT) e pelo dispositivo de carga apresentado no capítulo anterior, como mostra o diagrama da figura 4.1.

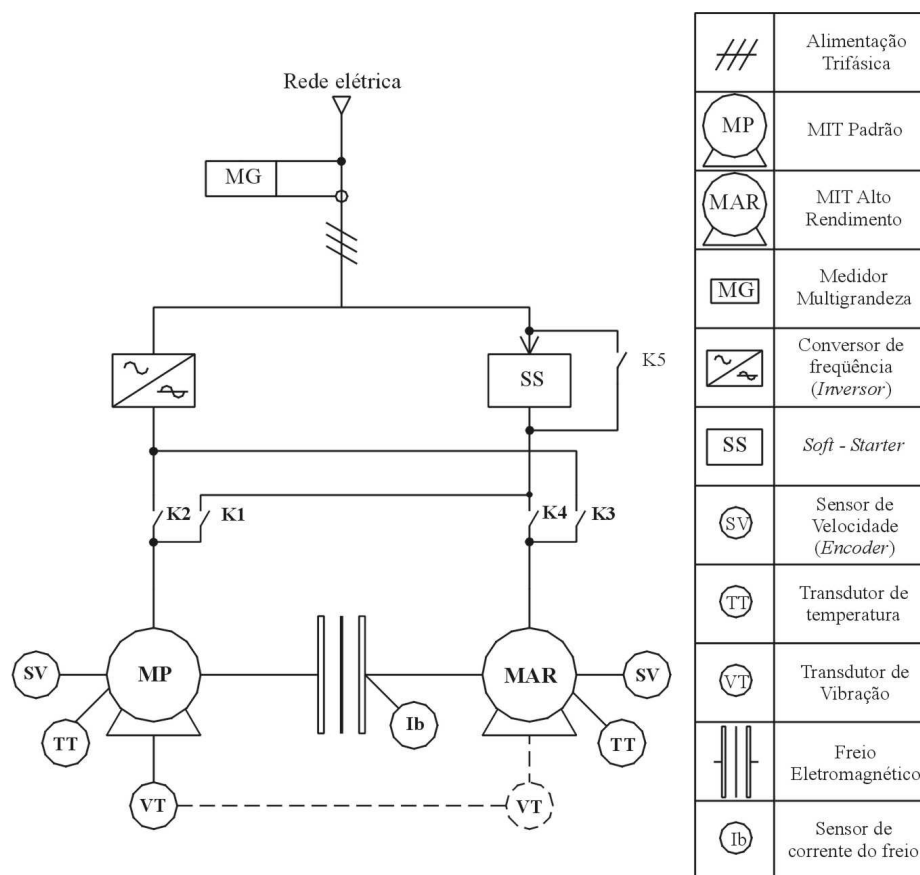


Figura 4.1 – Diagrama da bancada de ensaios de motores.

Os equipamentos de medição como transdutores de velocidade, temperatura e corrente elétrica são gerenciados por um Controlador Lógico Programável (CLP), que está

localizado no Quadro de Automação (QA), como mostrado na figura 4.2(a). Além disso, o CLP possui a função de comandar os dispositivos de alimentação dos motores que estão localizados no Quadro de Controle (QC), mostrados na figura 4.2(b).

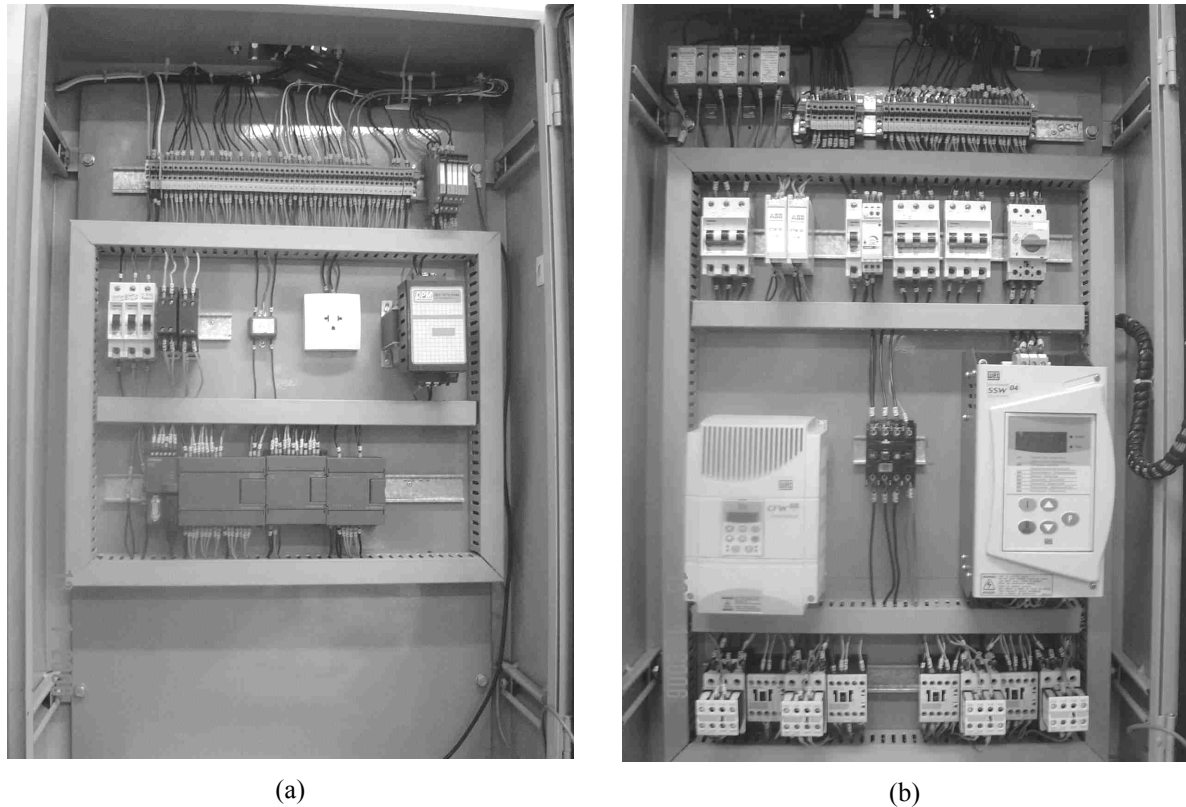


Figura 4.2 – Quadros de (a) Automação e (b) Controle.

Os dispositivos do quadro de controle são responsáveis pela alimentação de dois motores industriais, de mesma velocidade e capacidade de conjugado, onde cada motor pode ser alimentado pela rede elétrica ou por meio de um conversor de frequência. Um dos motores é projeto padrão¹, largamente difundido no setor industrial, o segundo motor apresenta construção melhorada para alcançar um maior rendimento.

Com a intenção de avaliar o comportamento dos motores para diversos níveis de conjugado, foi desenvolvido um freio eletromagnético para atuar como carga mecânica, o qual foi apresentado no capítulo anterior. A variação da carga é conseguida através de uma fonte ajustável de corrente contínua, que alimenta as bobinas de campo do Freio eletromagnético (FEACI), que por sua vez fornece a força de frenagem necessária para alcançar o conjugado nominal na operação dos motores.

¹ Denominação adotada pela NBR 7094/2003, que estabelece os índices mínimos para duas categorias de motores, uma denominada linha padrão e outra denominada linha de alto rendimento.

A figura 4.3 mostra os MIT padrão, o FEACI e o MIT de alto rendimento, respectivamente. Os motores são montados sobre uma base móvel, o que facilita o acoplamento ao freio. Abaixo do FEACI foram instalados dois ventiladores, com vazão de 400l/s, para elevar a troca de calor do disco e, com isso, estabilizar a temperatura do mesmo.

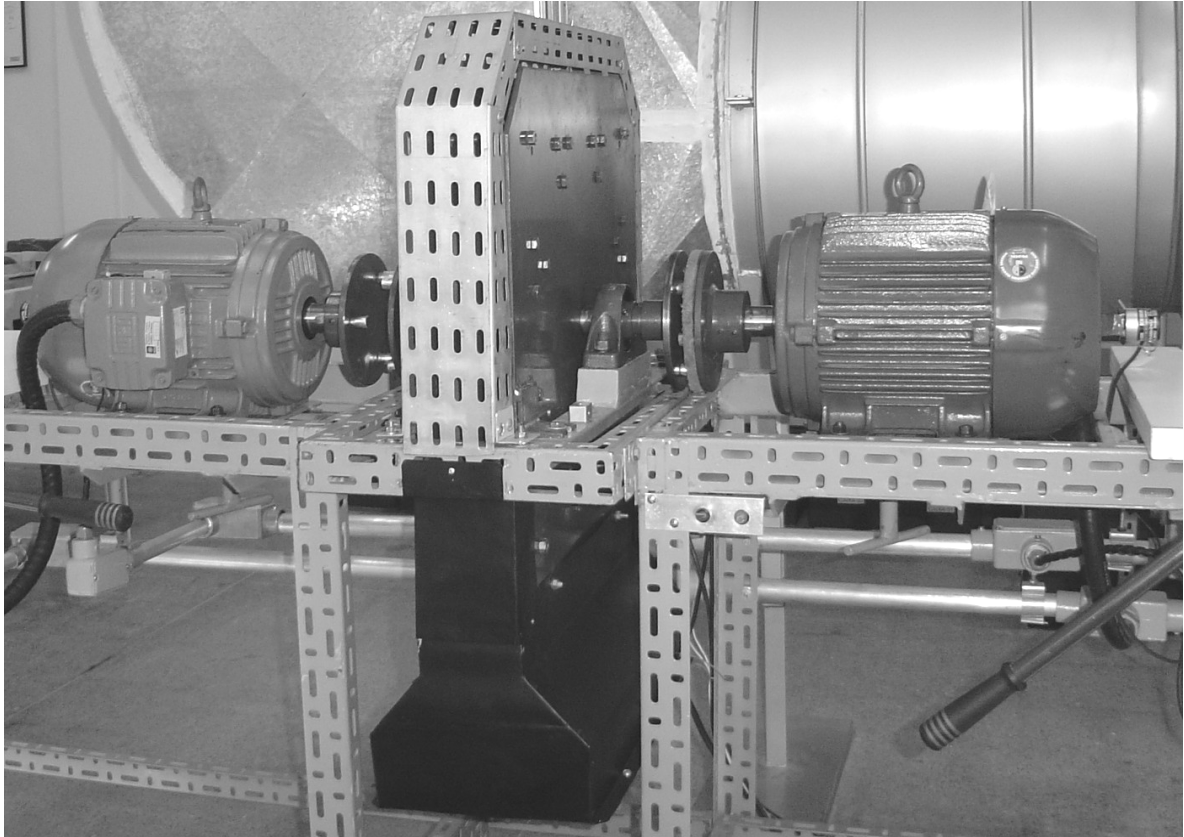


Figura 4.3 – Motores e FEACI

A operação dos motores promove uma larga variação (entre a operação em vazio e a plena carga) da magnitude da potência demandada e, conseqüentemente, no consumo de energia elétrica. Para comparar a eficiência elétrica, é necessário aferir com precisão as tensões e correntes de alimentação destes motores. Para tanto, uma central de múltiplas medidas, foi adotada para a aquisição e envio dos dados elétricos da bancada para um *software* de supervisão dedicado. Estas medidas são complementadas por outras provenientes do CPL, e assim, que compõem uma base de dados gerenciada pelo programa de supervisão. A seguir serão apresentados os dispositivos utilizados na bancada de ensaios de motores.

4.2 EQUIPAMENTOS DE POTÊNCIA

Os motores de indução trifásicos são apresentados a seguir com suas características básicas e dados de projeto fornecido por seu fabricante. Também são

apresentados os equipamentos de acionamento eletrônico e de alimentação da bancada de ensaios.

4.2.1 Motores

Os motores de indução trifásicos utilizados possuem projetos diferenciados, sendo um de alto rendimento e outro de projeto padrão, fabricados pela WEG Indústrias SA. Ambos os motores são do tipo gaiola de esquilo e apresentam especificações normalizadas pela NBR 7094. A tabela 4.1 apresenta dos dados mais significativos para a especificação dos MIT, fornecidos por seu fabricante.

Tabela 4.1: Dados dos motores.

Especificações	Motor Padrão W21	Motor Alto Rendimento
Potência Nominal (hp/kW)	10/ 7,5	10/ 7,5
Rotação nominal (rpm) em 60Hz	1760	1760
Número de pólos	4	4
Tensão de linha nominal $\Delta Y(V)$	380/ 660	380/ 660
Corrente nominal em 380/660V (A)	15,40 /8,87	15,30 /8,80
Corrente com rotor bloqueado I_p/I_n	8,0	7,8
Corrente a vazio (A)	8,11/ 4,67	7,24/ 4,17
Conjugado nominal C_N (N.m)	41	41
Conjugado rotor bloqueado ($\%C_N$)	220	260
Conjugado máximo ($\%C_N$)	300	310
Rendimento em % da potência nominal (NBR 5383-128, IEEE 112).	50	86,0
	75	88,0
	100	89,0
Fator de Potência em % da potência nominal.	50	0,66
	75	0,77
	100	0,83
Fator de Serviço (FS)	1,15	1,15
Tempo com rotor bloqueado (s)	7	12
Peso aproximado (kg)	61	64
Grau de Proteção (NBR-6146)	IP55	IP55
Categoria (NBR-7094)	N	N
Regime de Serviço	S1	S1
Classe de Isolação (NBR-7094)	F	F
Carcça (NBR 5432 e IEC 72)	132S	132S

Tipicamente, o rendimento mínimo aceitável para o motor de alto rendimento acima é de 87,5% conforme a NBR 7094. Os motores, aqui utilizados, são novos e apresentam rendimento determinado através do método de separação das perdas conforme indicado na NBR 5383, sendo que este ensaio é aplicado segundo o método B da norma IEEE

112. A tabela 4.2 apresenta os dados complementares de projeto e ensaios dos motores fornecidos por seu fabricante.

Tabela 4.2: Dados de projeto dos MIT.

Dados de projeto	Motor Standard W21	Motor Alto Rendimento
Tensão de ensaio(V)	380	380
Resistência por fase do estator, R_S (Ω).	1,89	1,653
Resistência por fase do rotor ⁽²⁾ , R_R (Ω).	1,07	1,013
Reatância por fase do estator ⁽¹⁾ , X_S (Ω).	3,58	3,323
Reatância por fase do rotor ⁽¹⁾⁽²⁾ , X_R (Ω).	3,44	3,493
Reatância de magnetização, X_M (Ω).	89,6	91,29
Momento de inércia do rotor (kgm^2)	0,046522	0,0542
Comprimento do pacote (mm)	120	140
Espiras	26	24
Diâmetro do fio (mm)	3 x 0.80	3 x 0.85
Camada	Única	Única
Ligação	Série	Série
Passo (mm)	1:10:12:14:16	1:10:12:14:16
Inclinação (mm)	10,0	10,0
Anel Curto (da x ba) (mm)	14,0 x 24,0	14,0 x 24,0
Material da chapa	Aço 1006	USICORE
Entreferro (mm)	0,60	0,60

⁽¹⁾ Medida em 60 Hz. ⁽²⁾ Referida ao estator.

A figura 4.4 apresenta as dimensões físicas dos motores de acordo com as normas NBR 5432 e IEC 72 para carcaças 132S.

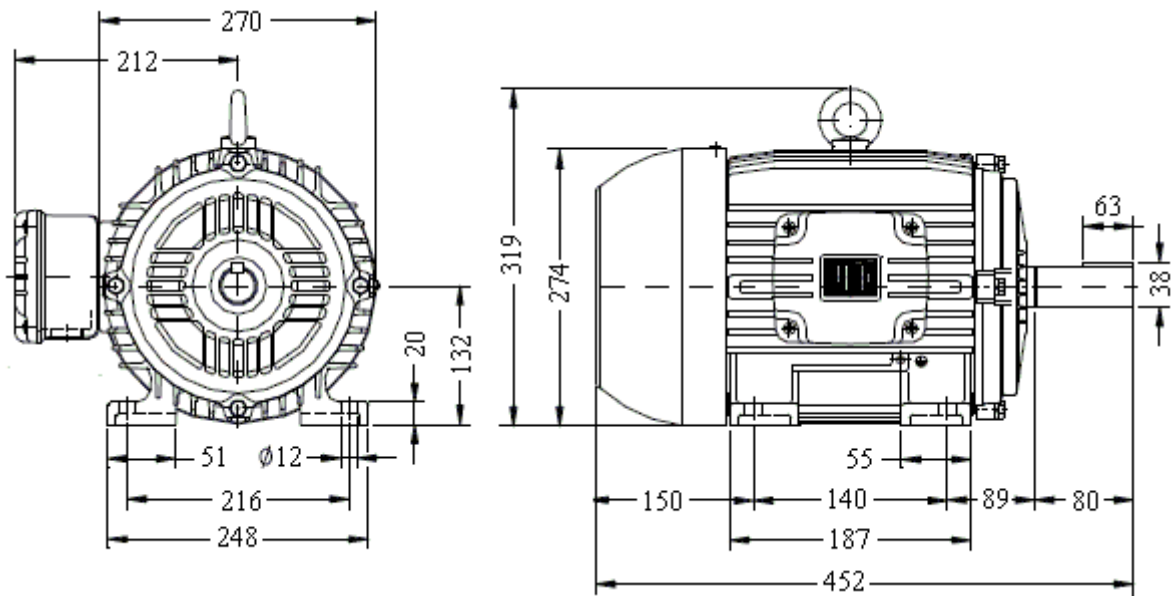


Figura 4.4 – Dimensões dos motores (em mm).

4.2.2 Partida suave

A entrada em operação dos motores em modo suave é realizada por um *soft-starter*, modelo SSW04 fabricado pela WEG Indústrias SA, com capacidade para acionar motores de indução trifásicos de 10hp. A figura 4.5 mostra o diagrama simplificado deste acionador.

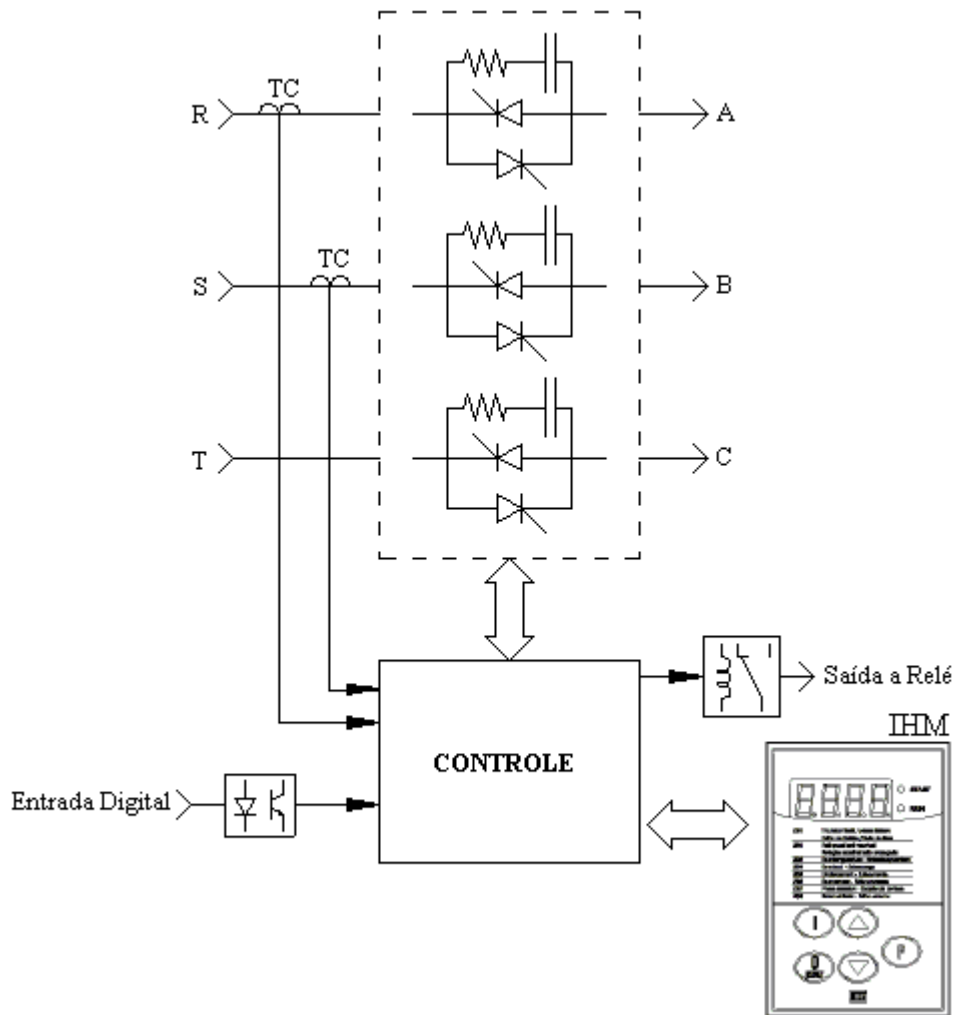


Figura 4.5 – Diagrama do *soft-starter*.

A variação da tensão sobre a carga é realizada por tiristores, de acordo com o tempo de aceleração definido pelo usuário. A programação é realizada por uma interface local IHM incorporada ou através de comunicação serial RS232/485, utilizando protocolo aberto compatível com os o protocolo do CLP utilizado.

A grande vantagem do acionamento eletrônico, do tipo *soft -starter*, é a redução considerável dos esforços de corrente exigidos na partida do motor, como ilustra a figura 4.6.

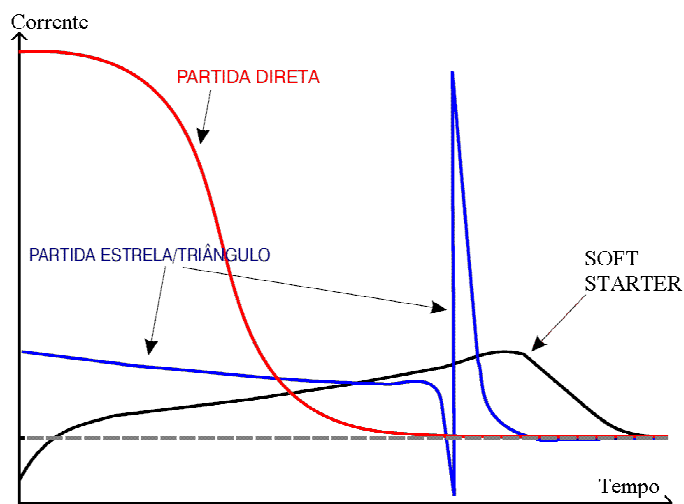


Figura 4.6 – Comportamento da corrente de partida do MIT para acionamento com *soft starter*.

Além disso, esse acionador eletrônico possui diversos tipos de proteções incorporadas, como: sobrecorrente na saída, falta de fase na alimentação, falta de fase no motor, falha nos tiristores, temperatura excessiva, erro de programação, erro da interface serial, entre outros.

4.2.3 Conversor de frequência

Uma outra possibilidade para o acionamento dos motores é realizada com um conversor de frequência. Para tanto, foi escolhido um conversor para motores elétricos de 10hp, modelo CFW08®, fabricado pela WEG Indústrias SA. Esse conversor possui controle V/F (escalar) linear e quadrático, além do controle vetorial sem a necessidade de sensor de velocidade, ambos programáveis. O controle é executado em um processador digital de sinais (DSP) 16 bits, empregando modulação PWM senoidal entre outras funções. A etapa de potência é constituída por de módulos IGBT, que operam com frequência de comutação de 5kHz, corrente nominal de saída de 16A em 380 V /480 V.

O conversor possui uma entrada analógica configurada para tensão ou corrente, além de 4 entradas digitais isoladas. Essa entrada foi configurada para a referência da frequência da tensão de saída, com resolução de 0,01Hz, para frequências até 100 Hz.

A programação e comunicação deste conversor são realizadas por uma interface padrão HMI CFW08 RP ou pela entrada serial RS-232. Além das possibilidades de controle inerentes a este conversor, o mesmo adiciona a vantagem de possuir um rendimento superior a

95% e incluir diversos tipos de proteções internas. A figura 4.7 ilustra o digrama simplificado do conversor CFW 08.

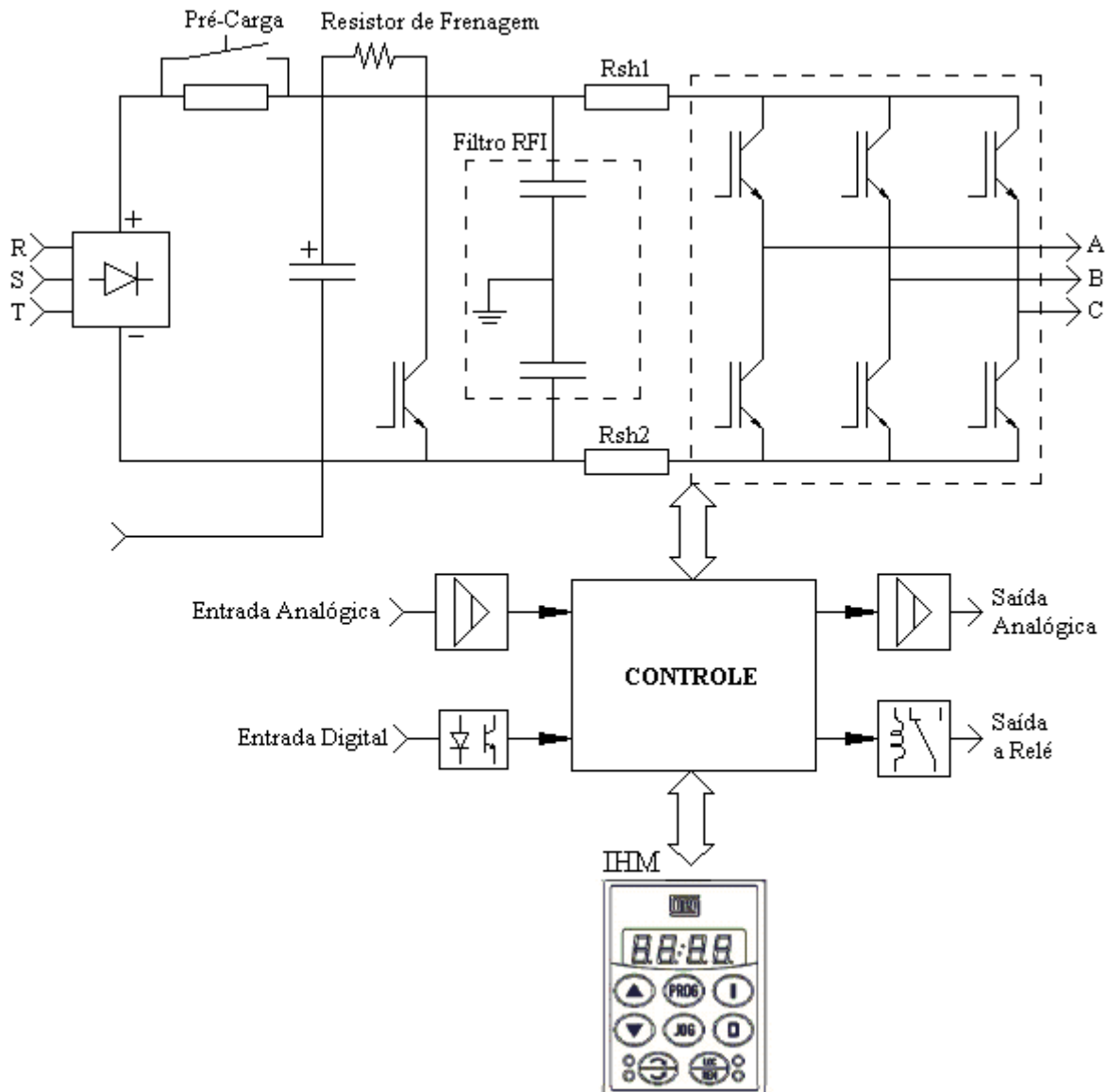


Figura 4.7 – Conversor de frequência (inversor).

4.3 EQUIPAMENTOS DE CONTROLE E MEDIÇÃO

4.3.1 Controle

O controle da operação dos motores é realizado por meio de um Controlador Lógico Programável (CLP) SIMATIC S7-200 SIEMENS. Esse CPL (CPU 224 - Memória de programa 8kbyte / Memória de dados 5 kbyte) foi escolhido por oferecer excelente velocidade de comunicação, boa relação custo/benefício, modularidade, completo conjunto de instruções, protocolo de comunicação RS 485 e *software* de programação dedicado.

Em função da necessidade de um maior número de entradas e saídas, fez-se opção pelos módulos de expansão de entradas digitais integradas 14 x 24 V_{CC}, modelo EM 231, e saídas digitais integradas a transistor, modelo EM221, como ilustra a figura 4.8. Entretanto, o CLP oferece a possibilidade de um limite de 168 entradas e saídas, dispostas em até 7 módulos.

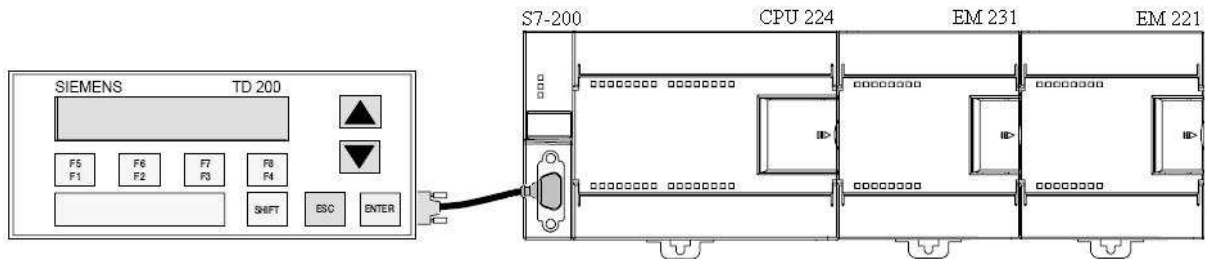


Figura 4.8 – CLP com módulos de expansão e interface para usuário.

O acesso ao programa e aos parâmetros de ajuste é realizado pela interface TD200 ou pela portas de comunicação. Vale ressaltar que as entradas analógicas são destinadas a leitura da tensão monofásica (com transdutor de tensão ETM 50 fabricado pela ABB), leituras de temperatura e leitura da corrente da fonte de alimentação do FEACI (com transdutor de corrente ETM 50). Além disso, são empregadas entradas digitais para a leitura de velocidade, através de transdutores que serão descritos a seguir.

4.3.2 Transdutor de velocidade

A velocidade de rotação do eixo do motor é medida por meio de um transdutor de velocidade (*encoder*) de rotor incremental, fabricado pela IFM Electronic, Linha Efactor 400, (modelo RB6044) de eixo sólido, com possibilidade de alimentação em tensão contínua na faixa de 10V até 30V_{cc}.

O *encoder* é acoplado ao eixo do motor e protegido contra sobrecargas mecânicas graças ao acoplamento utilizado. Dada a flexibilidade do acoplamento, o mesmo é tolerante a pequenos desvios axiais entre o eixo do motor e do encoder. Este transdutor apresenta resolução de 50 pulsos por volta, ou seja, uma volta é decomposta em ângulos de 7,2°. A figura 4.9(a) mostra o *encoder* e o diagrama de pulsos em (b), com a indicação de mesma largura para o pulso alto e para o pulso baixo. A medida da velocidade de rotação é calculada pela contagem, realizada pelo CPL, de uma quantidade pré-definida de pulsos.

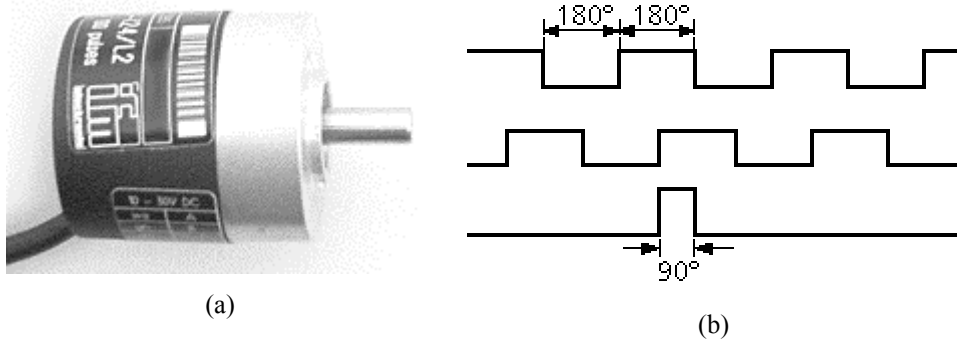


Figura 4.9 – (a) transdutor de velocidade (*encoder*) e (b) diagrama de pulsos.

4.3.3 Transdutor de temperatura

As medidas de temperatura do motor são realizadas a partir de um termistor, PT-100, com o bulbo em contato com as lâminas do estator. O sinal do sensor é convertido para um valor de corrente na faixa de 4 à 20mA por um transmissor de temperatura MTT-101 MARKARE, localizado no interior do quadro de automação, e em seguida enviado para o CLP através de uma porta de entrada analógica. O transmissor MTT-101 apresenta desvio de 0,5% na faixa de 0°C até 600°C, possui proteção contra inversão de polaridade e pode ser alimentado de 12V_{CC} à 36V_{CC}.

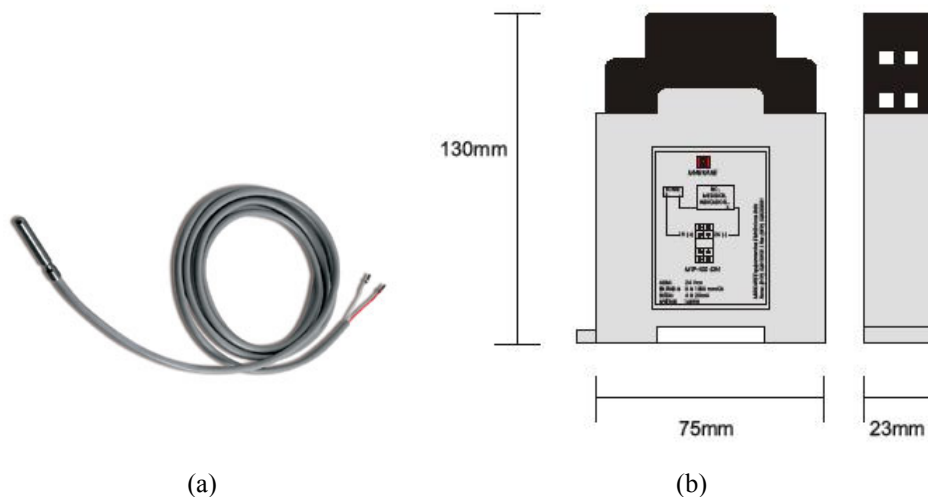


Figura 4.10 – (a) Transdutor de temperatura PT 100 e (b) transmissor MTT 101.

4.3.4 Transdutor de vibração

De forma a mensurar a vibração da bancada, é instalado um aparelho de diagnóstico de oscilações da marca IFM Electronic, modelo VE1001. Este dispositivo consiste de um acelerômetro micro-mecânico que, a partir do princípio de medição capacitiva,

efetua medições apenas no eixo vertical, numa faixa de frequência de 3 a 6000 Hz. Os sinais são enviados via RS 232 diretamente para um *software* dedicado instalado no servidor de aplicações. Sua alimentação é feita a partir de tensões contínuas de 10 a 32 V.

4.3.5 Central de múltiplas medidas

A alimentação da bancada é monitorada por uma central digital capaz de realizar múltiplas medidas simultaneamente. Esse equipamento, mostrado na figura 4.11, consiste de um modelo Power Logic PM850, produzida pela Schneider Electric para tensões de 600VAC e correntes máximas de 5A. Esse equipamento, fornece ao usuário a visualização de múltiplas medidas, possibilidade de armazenar dados em uma memória de 800 kbytes, além da captura forma de onda. Os dados medidos podem ser adquiridos por meio de uma porta de comunicação RS 485 e apresentados graficamente através do programa SMS (System Manager™ Software), também desenvolvido pela Schneider Electric.



Figura 4.11 – Central de múltiplas medidas PM850.

As formas de onda das tensões e correntes nas três fases (com desvios máximos de 0.1%) podem ser facilmente visualizadas, além de outros dados elétricos como: potência ativa, reativa e aparente; fator de potência, energia consumida e medidas de Harmônicos até 63° ordem. Para a correta adequação aos níveis de corrente elétrica da bancada, foram adicionados três transformadores de corrente, modelo 4NF0112 – 2BC20 Siemens, para a corrente nominal de primário em 50A corrente de secundário 5A, com classe de exatidão 3%².

² De acordo com a NBR6821 e NBR 6856.

4.3.6 Equipamentos de proteção

Além das proteções internas aos equipamentos, são utilizados disjuntores termomagnéticos Siemens da linha 5SX, curva B, monofásicos e trifásicos, para correntes de 40A, 25A, 10A, 4A e 2A. Também é utilizado um relé de supervisão, modelo 3UG05 Siemens e relés de sobrecarga com contactores Sirius. Para os motores é empregado um disjuntor motor MOELLER PKZMC para corrente de 16A em 380V.

4.4 EQUIPAMENTOS AUXILIARES

4.4.1 Osciloscópio

As medidas elétricas podem, eventualmente, serem realizadas com auxílio de um osciloscópio TDS 2024 Tektronix de 100Mhz com pontas de prova de corrente CA/CC A622. Além das funções padrões, é utilizado o aplicativo TPS2PWR1 que amplia os recursos de medição de potência.

4.4.2 Multímetro

Para as medidas de corrente e tensão na fonte do FEACI, são utilizados dois multímetro digital de bancada, modelo MDM-8146 Minipa, com precisão de medidas de corrente contínua de $\pm 0.5\%$ em 20A (resolução de 1mA) e $\pm 0.05\%$ em medidas de tensão contínua para a faixa de $200V_{DC}$ (100mV).

4.5 AUTOMAÇÃO

O CLP é ligado através de uma rede digital de modo que todas as informações fiquem disponíveis em um computador (estação de trabalho), de onde também é possível parametrizar todo o sistema.

O Sistema é composto pelos seguintes subsistemas funcionando de forma integrada: Estações de trabalho (operação); controlador programável (CLP); conversores de acionamento e alimentação; medidores de múltiplas grandezas elétricas. A rede utiliza o protocolo de comunicação MODBUS – RTU, que por motivos operacionais foram separadas em três, tendo como mestre das redes o aplicativo de supervisão. A rede de medidores de múltiplas grandezas elétricas (PM-850) pode ser também monitorada e parametrizada pelo

programa específico do fabricante (SMS 1500 da Schneider Electric) para garantir melhor desempenho na aquisição de formas de ondas. A figura 4.12 ilustra a parte da rede de automação que contém a bancada de ensaios de motores.

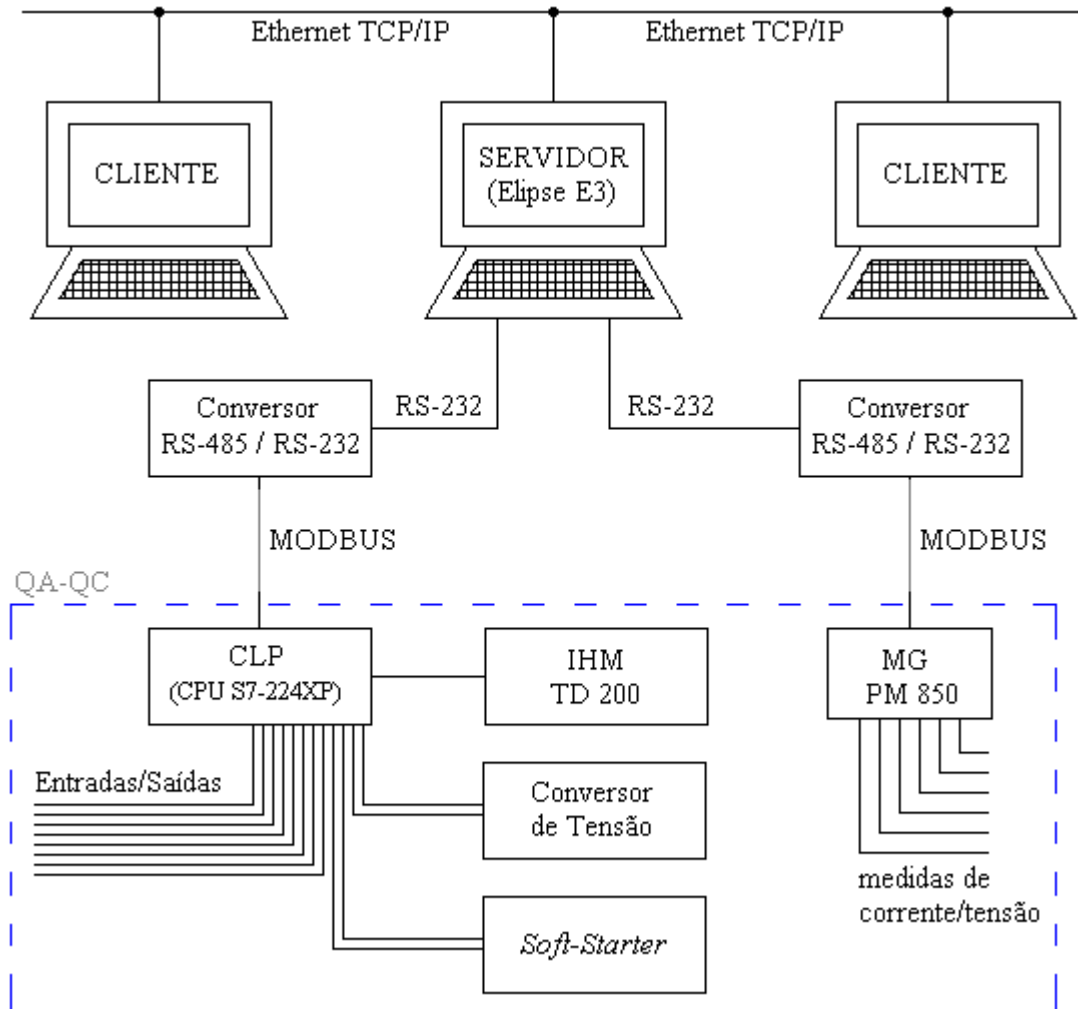


Figura 4.12 – Diagrama simplificado da rede de automação

A CPU S7 224 XP é responsável pelas medidas de temperatura, velocidade de rotação, tensão no inversor, corrente da fonte de alimentação do FEACI. Este CPU também controla o acionamento em partida suave eletrônica e a frequência do conversor de tensão, tanto no modo local quanto no modo remoto. Uma das vantagens desta proposta, é que o CLP é capaz de realizar suas tarefas de controle mesmo que a interligação com o restante do sistema seja interrompida.

4.5.1 Estação de trabalho

O sistema de supervisão é responsável pela comunicação do operador com as etapas do sistema de automação das bancadas. Através dele o usuário pode acompanhar o funcionamento de todas as bancadas, suprindo todas as necessidades de coleta de dados, geração de relatórios e gráficos.

Foram instalados seis computadores, dos quais um desempenha a função de servidor das aplicações. O servidor é estação principal de operação do laboratório, sendo utilizado para a supervisão e parametrização dos Sistemas de Controle das bancadas (processos) e das redes de medição e conversores. No servidor foi instalado um *software* de supervisão tipo SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) e implementado um aplicativo de supervisão totalmente gráfico e com telas intuitivas. Através desse *software* são realizadas a monitoração e parametrização de todo o sistema. A operação sistema também pode ser realizada pelos demais estações de trabalho, denominadas estações cliente.

Caso se verifique a necessidade de expansão do sistema, existe a possibilidade de adição de novas estações conectadas através da rede corporativa, contudo, em cada estação que for utilizada para operação simultânea, será necessária a aquisição de uma licença cliente.

4.5.1.1 Programa do controlador

As estações de trabalho os possuem programa STEP-7 MICROWIN da Siemens, necessário para a elaboração dos aplicativos para o CLP, além de atualização, monitoração e diagnósticos do mesmo. Através desse programa, as estações são capazes de efetuar atualizações nos aplicativos do CLP, monitorar entradas e saídas e efetuar sua programação em tempo real.

4.5.1.2 Programa de supervisão

O programa SCADA adotado é o E3 desenvolvido pela empresa Elipse, com licenças para o desenvolvimento de aplicativos e disponibilidade de dados em servidor. Esse programa é voltado para aplicações distribuídas em rede ou Internet com arquitetura cliente-servidor, acesso a banco de dados. Outra vantagem desse programa reside nos recursos de comunicação, que permitem conexão com diversos fabricantes de CLP, como o padrão MODBUS RTU utilizado nesta aplicação. A figura 4.13 mostra a tela principal de acesso à bancada de teste de motores.

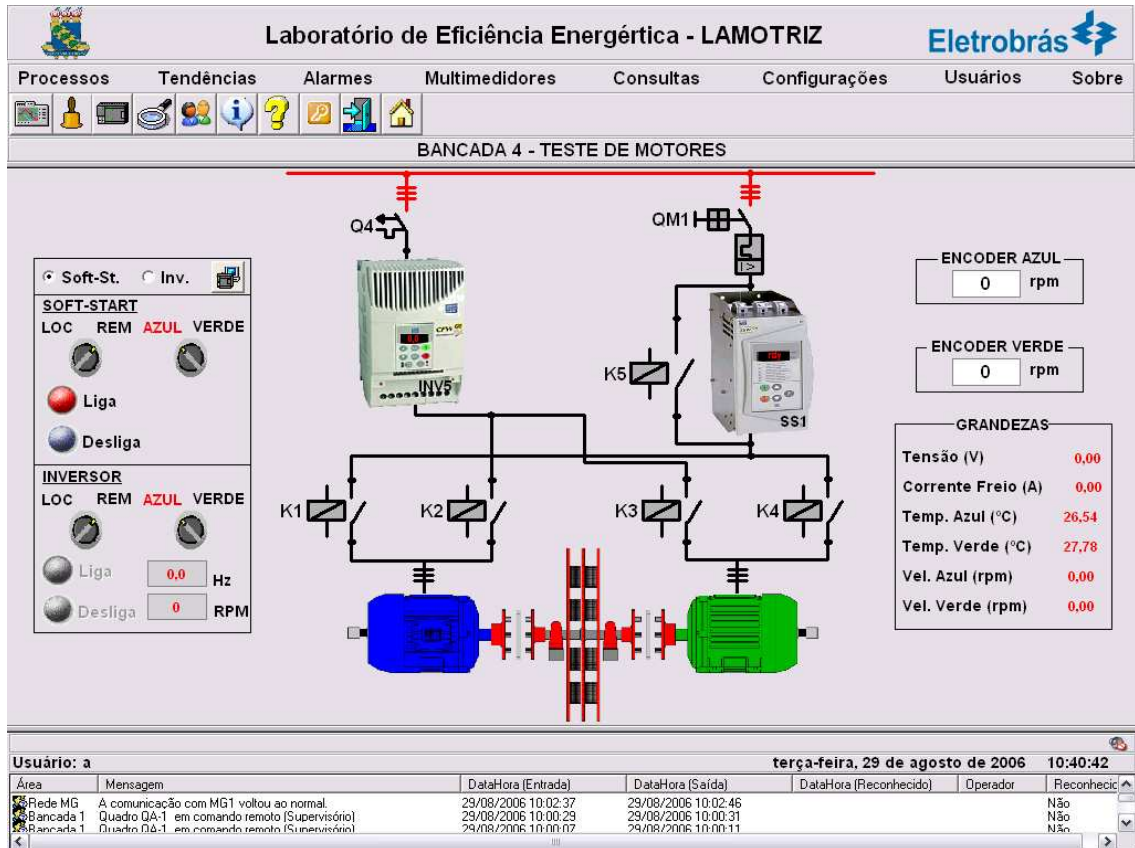


Figura 4.13 – Tela principal de supervisão da bancada de motores

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi realizada a descrição da bancada de ensaio de motores de indução trifásicos de modo a familiarizar os usuários do LAMOTRIZ com os equipamentos utilizados para a realização de experimentos neste laboratório.

No próximo capítulo serão efetuados ensaios e medidas com os motores de indução, utilizando os equipamentos aqui apresentados.

CAPÍTULO V

SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentadas as medidas elétricas realizadas com dois motores de indução trifásicos, sob condições de carga mecânica constante. Os ensaios realizados têm como foco a operação em regime permanente para diversas intensidades de carga mecânica, impostas aos dois motores apresentados no capítulo anterior.

Nesta proposta, a carga mecânica é calculada indiretamente, através das medidas de potência ativa requerida e dos dados das curvas características fornecidas pelo fabricante dos motores. Para tanto, a carga mecânica será imposta pelo Freio Eletromagnético por Ação de Correntes Induzidas (FEACI), descrito no terceiro capítulo. Também serão avaliados os resultados obtidos através de dois modelos matemáticos clássicos para MIT.

Inicialmente, será feita uma avaliação das perdas por atrito introduzidas pelo FEACI, no ensaio a vazio dos MIT, para que as mesmas possam ser utilizadas nas simulações computacionais. Logo após, serão apresentados, sucintamente, os dois modelos matemáticos adotados para a comparação com os dados medidos, que serão mostrados em seguida. Mesmo com a ausência de medidas diretas de conjugado, os dados de simulação serão utilizados para calcular o conjugado de carga em função da corrente de campo no freio. E finalmente, a comparação entre resultados medidos e simulados mostrará a maior eficiência dos motores de alto rendimento quando diante dos motores de projeto padrão.

5.1 ENSAIO EM VAZIO

As perdas a vazio são encontradas a partir do ensaio dos motores sem a adição de carga mecânica. Para efeito de comparação, foram realizados dois ensaios para cada motor, sendo um com o eixo livre e outro com o motor acoplado ao disco. Os dados dos ensaios em vazio são mostrados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Ensaio em vazio

	FEACI	P_A(W)	fp	I_L (A)	V_L (V)
Motor Padrão	Não	618	0,12	7,72	376
Motor Padrão	Sim	826	0,16	7,81	377
MIT Alto rendimento	Não	472	0,10	7,21	377
MIT Alto rendimento	Sim	663	0,14	7,25	377

A estrutura que compõe o freio não deve oferecer resistência de carga quando não existirem correntes aplicadas às bobinas de campo, entretanto no dispositivo real esse comportamento não é alcançado devido a presença do atrito de rolamento. A partir da tabela 5.1, determina-se 200W de potência média necessária para vencer o atrito do FEACI. A potência dissipada por efeito Joule nos estator dos MIT, sem a presença do disco de freio, é dada por (5.1).

$$P_{JS} = I_0^2 \cdot R_S, \quad (5.1)$$

O balanço de potência do motor, é representado pela equação (5.2), sendo a potência ativa (P_A) igual à soma das perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator (P_{JS}), perdas por atrito e ventilação (P_{rot}), perdas no núcleo (P_{Fe}) e perdas adicionais ($P_{ad.}$).

$$P_A = P_{JS} + P_{rot.} + P_{núcleo} + P_{ad.} \quad (5.2)$$

A partir da resistência equivalente do estator, é determinada a perda por efeito Joule em vazio, para a temperatura de 30°C no estator, conforme mostra a tabela 5.2. As perdas por atrito e ventilação são fornecidas pelo fabricante e as perdas por efeito Joule no rotor são desprezadas.

Tabela 5.2: Cálculo das perdas em vazio.

Ensaio em vazio	MIT Padrão	MIT Alto Rendimento
Potência ativa (W)	618	472
Resistência do Estator, R_S (Ω)	1,89	1,65
Perda por efeito Joule no estator, P_{JS} (W)	112,6	85,9
Perdas por atrito e ventilação, $P_{rot.}$ (W)	70,0	70,0
Perdas no núcleo e adicionais, $P_{núcleo} + P_{ad.}$ (W)	435,4	316,1

5.2 MODELOS MATEMÁTICOS DO MIT

A seguir, serão apresentados os dois modelos matemáticos adotados para a comparação com os resultados obtidos nos ensaios dos motores. Fez-se opção por dois modelos clássicos, amplamente difundidos e com características distintas, o primeiro é o modelo ABC, descrito em [65], e o segundo é o modelo do circuito equivalente monofásico, descrito em [66]. Além da conveniência dos modelos para a comparação dos comportamentos dos motores sob diversos níveis de carga, também serão empregados para estimar o conjugado de carga, a partir de valores elétricos medidos. Da mesma forma, os dados das curvas características dos motores, fornecidos por seu fabricante, serão comparados com os resultados obtidos pelos modelos.

5.2.1 Modelo ABC

O modelo no domínio do tempo ABC é o primeiro utilizado neste trabalho. O modelo ABC é derivado da figura 5.1, que mostra o defasamento angular (θ) entre os fasores de tensão do rotor em relação ao estator do MIT.

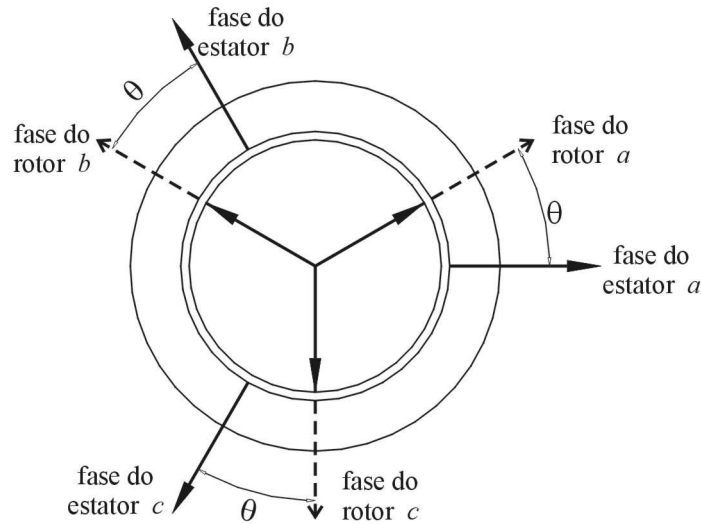


Figura 5.1 – Fasores de tensão do modelo ABC.

O equacionamento deste modelo assume a existência de enrolamentos trifásicos idênticos e simetricamente localizados no estator e no rotor, além de adotar entreferro uniforme. As resistências do estator R_S são consideradas iguais entre si, assim como as resistências do rotor R_R , e são, respectivamente, representadas pela notação matricial (5.3) e (5.4).

$$\mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Para todos os enrolamentos do estator é adotado o mesmo valor de indutância própria L_S , o mesmo é realizado para o rotor, com indutância própria L_R . De modo análogo, as indutâncias mútuas M_S entre duas fases do estator são consideradas iguais entre si, o mesmo é adotado para as indutâncias mútuas entre duas fases do rotor M_R .

A partir destas considerações, as matrizes das indutâncias do estator e do rotor são apresentadas em (5.5) e (5.6), respectivamente.

$$\mathbf{L}_{SS} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

$$\mathbf{L}_{RR} = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

Da mesma forma, e para a indutância mútua entre estator e rotor M_{SR} , sendo $\mathbf{L}_{SR}(\theta)$ a matriz das indutâncias mútuas entre estator e rotor, deslocadas de θ .

$$\mathbf{L}_{SR}(\theta) = M_{SR} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

A partir da demonstração realizada em [65], as equações matriciais das tensões no estator e no rotor são descritas em (5.8) e (5.9), respectivamente.

$$\mathbf{v}_S = \mathbf{R}_S \cdot \mathbf{i}_S + \frac{d}{dt} \cdot (\mathbf{L}_{SS} \cdot \mathbf{i}_S + \mathbf{L}_{SR}(\theta) \cdot \mathbf{i}_R), \quad (5.8)$$

$$\mathbf{v}_R = \mathbf{R}_R \cdot \mathbf{i}_R + \frac{d}{dt} \cdot (\mathbf{L}_{RR} \cdot \mathbf{i}_R + \mathbf{L}_{SR}(\theta)^t \cdot \mathbf{i}_S). \quad (5.9)$$

O conjugado eletromagnético T é calculado por meio da equação (5.10).

$$T = \mathbf{i}_S^t \cdot \frac{\partial (\mathbf{L}_{SR}(\theta))}{\partial \theta} \cdot \mathbf{i}_R. \quad (5.10)$$

Para o acionamento com inércia constante, o conjugado disponível no eixo do motor é dado pela equação (5.11). No regime permanente, uma parcela do conjugado T é necessária para vencer o atrito dinâmico do disco (representado pelo coeficiente B_{Disco}).

$$T_{EIXO} = T - \left(J_{Disco} \cdot \frac{d\omega_M}{dt} + B_{Disco} \cdot \omega_M \right). \quad (5.11)$$

Vale salientar que transformações lineares podem ser adotadas para simplificar o modelo ABC, como por exemplo, a transformação $\alpha\beta$ ou a transformação $dq0$, entre outras. Entretanto, a adoção de outros modelos não trará contribuição significativa para a comparação com os experimentos aqui realizados. Como sugestão, as referências [65], [66] e [67] podem ser utilizadas para o estudo desses modelos.

5.2.2 Modelo do Circuito Equivalente

O circuito equivalente monofásico do MIT é útil para a avaliação do comportamento do motor em regime permanente, em velocidade constante e condições de alimentação senoidal equilibrada. O circuito equivalente para o motor é apresentado na figura 5.2.

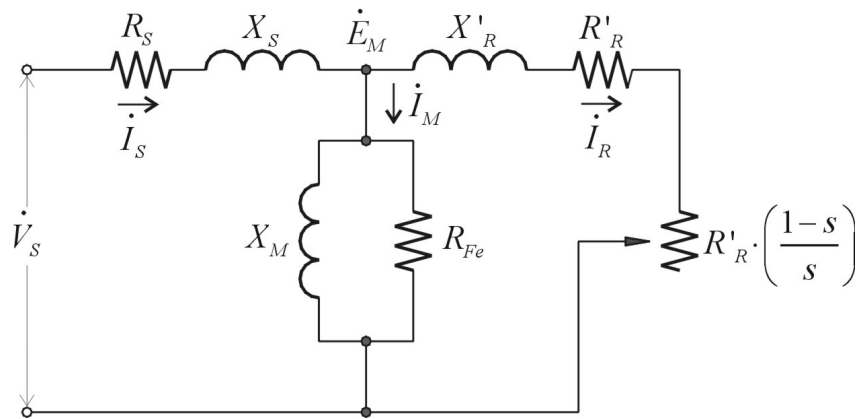


Figura 5.2 – Representação do circuito equivalente monofásico para o MIT.

Neste modelo, as equações são determinadas em função do escorregamento, sendo a impedância de Thévenin do circuito dada pela equação (5.12).

$$Z_{EQ}(s) = R_S + j \cdot X_S + \frac{(R_{Fe} + j \cdot X_M) \cdot \left(\frac{R_R}{s} + j \cdot X_R \right)}{R_{Fe} + \frac{R_R}{s} + j(X_M + X_R)} \quad (5.12)$$

O conjugado no eixo do motor é dado pela relação entre a potência disponível no eixo (P_{eixo}) e a velocidade do rotor (ω_M) [66], como mostra a equação (5.13).

$$T(s) = \frac{P_{eixo}}{\omega_M} = \frac{3 \cdot R'_R \cdot I_R^2 - P_{rot.}}{(1-s) \cdot \omega_S} \quad (5.13)$$

Para a análise do equacionamento deste modelo, recomenda-se a leitura das referências [66], [67] e a norma IEEE 112 [9].

5.3 MEDIDAS REALIZADAS

As medidas realizadas são apresentadas a seguir, e organizadas na ordem crescente de corrente aplicada ao FEACI, lembrando que o conjugado de carga é controlado

pelo valor dessa corrente, e que a força de frenagem é função da intensidade da mesma corrente aplicada às bobinas de campo do FEACI.

a) Medidas com o MIT de alto rendimento.

Tabela 5.3: Medidas do motor de alto rendimento.

Corrente no FEACI (A)	Potência ativa, P_A (kW)	Corrente, I_{LMED} (A)	Fator de potência, fp	Velocidade de rotação, ω_M (rpm)	Temp. do Estator ($^{\circ}C$)	Tensão, V_{LMED} (V)
0,0	0,66	7,2	0,14	1800	50,6	379,3
0,5	0,88	7,3	0,18	1797	52,7	380,7
1,0	1,37	7,5	0,28	1792	51,4	378,9
1,5	2,19	7,9	0,42	1790	51,6	379,0
2,0	3,29	8,9	0,56	1786	50,3	380,5
2,5	4,66	10,3	0,69	1781	50,8	378,3
3,0	6,45	12,5	0,78	1771	51,0	377,1
3,5	8,50	15,4	0,84	1760	51,1	374,6

b) Medidas com o MIT padrão.

Tabela 5.4: Medidas do motor padrão.

Corrente no FEACI (A)	Potência ativa, P_A (kW)	Corrente, I_{LMED} (A)	Fator de potência, fp	Velocidade de rotação, ω_M (rpm)	Temp. do Estator ($^{\circ}C$)	Tensão, V_{LMED} (V)
0,0	0,80	7,8	0,15	1800	54,7	379,8
0,5	1,05	7,9	0,20	1797	56,6	380,3
1,0	1,58	8,0	0,30	1793	56,7	379,2
1,5	2,68	8,7	0,46	1790	56,5	379,6
2,0	4,09	9,9	0,62	1787	56,2	379,4
2,5	5,44	11,6	0,73	1778	52,7	376,3
3,0	7,25	13,8	0,81	1769	60,9	372,9
3,5	8,72	16,0	0,84	1757	50,6	371,8

Para uma melhor comparação entre as medidas realizadas com os dois motores, cada uma das grandezas será mostrada na forma gráfica, a seguir. Em todos os gráficos, a corrente aplicada ao freio será adotada como a referência.

5.3.1 Comparação das medidas

a) Potência ativa (P_A).

Conforme é observado na figura 5.3, a potência ativa do MIT de alto rendimento é inferior à potência ativa requerida pelo MIT padrão, o que implica em uma menor corrente de alimentação, isso se justifica pelas diferenças construtivas entre esses motores.

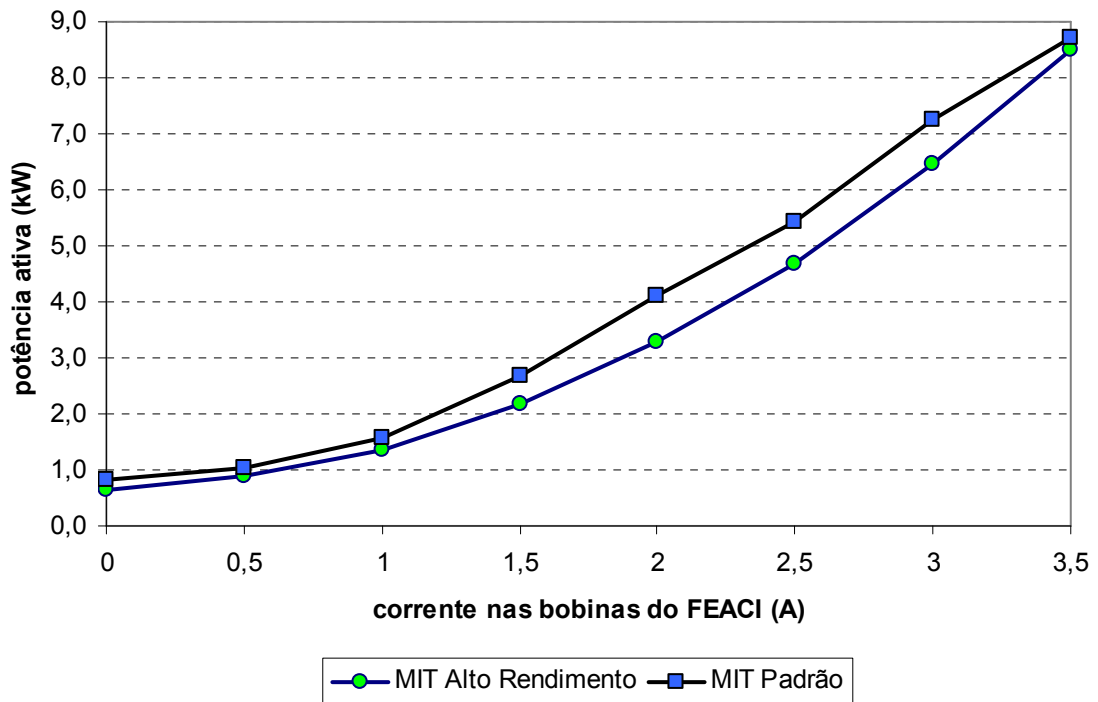


Figura 5.3 – Potência ativa medida em função das correntes aplicadas ao freio.

b) Corrente eficaz de linha (I_L).

O comportamento das medidas de corrente eficaz de linha, mostrado na figura 5.4, segue a mesma tendência das medidas de potência ativa, e confirmam a menor corrente solicitada pelo motor de alto rendimento para a mesma condição de carga mecânica.

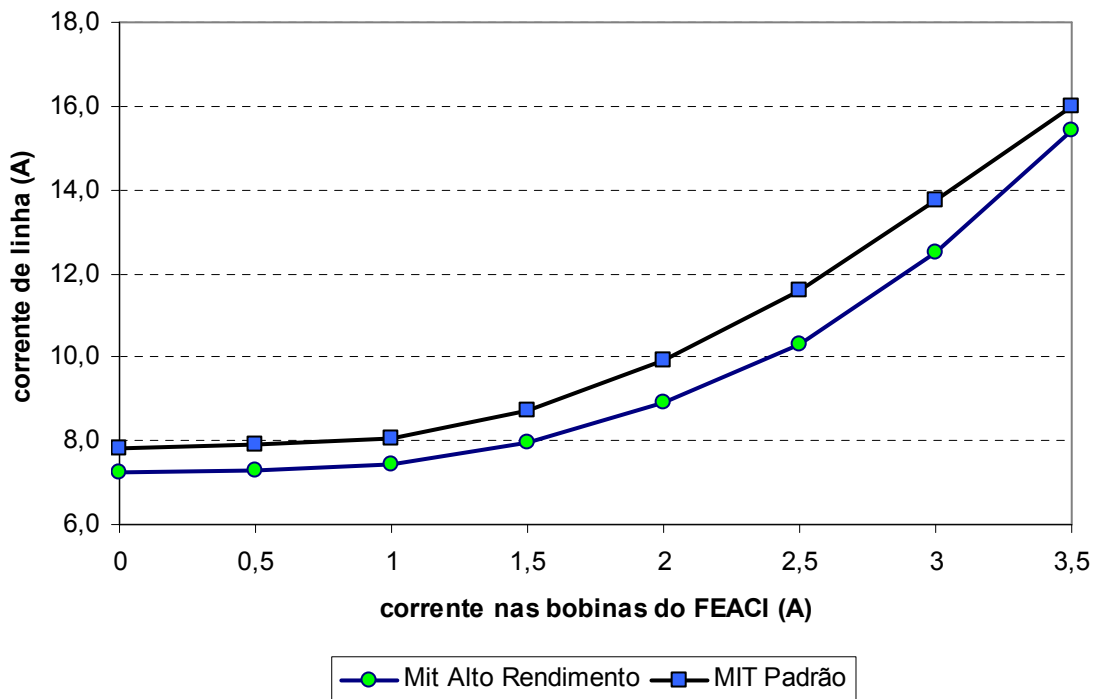


Figura 5.4 – Corrente média de alimentação do MIT em função das correntes aplicadas ao freio.

c) Fator de potência total (fp).

O fator de potência do MIT de alto rendimento é inferior ao medido no MIT padrão, como pode se visto na figura 5.5, isso é provocado pelo aumento da reatância do estator e do rotor, que são influenciadas pelas características construtivas (número de espiras, permeabilidade, comprimento e área do circuito magnético). Além disso, a resistência elétrica dos enrolamentos do estator do motor de alto rendimento é inferior à resistência dos enrolamentos do motor padrão (que se justifica pela menor perda por efeito Joule medida no ensaio em vazio para o motor de alto rendimento).

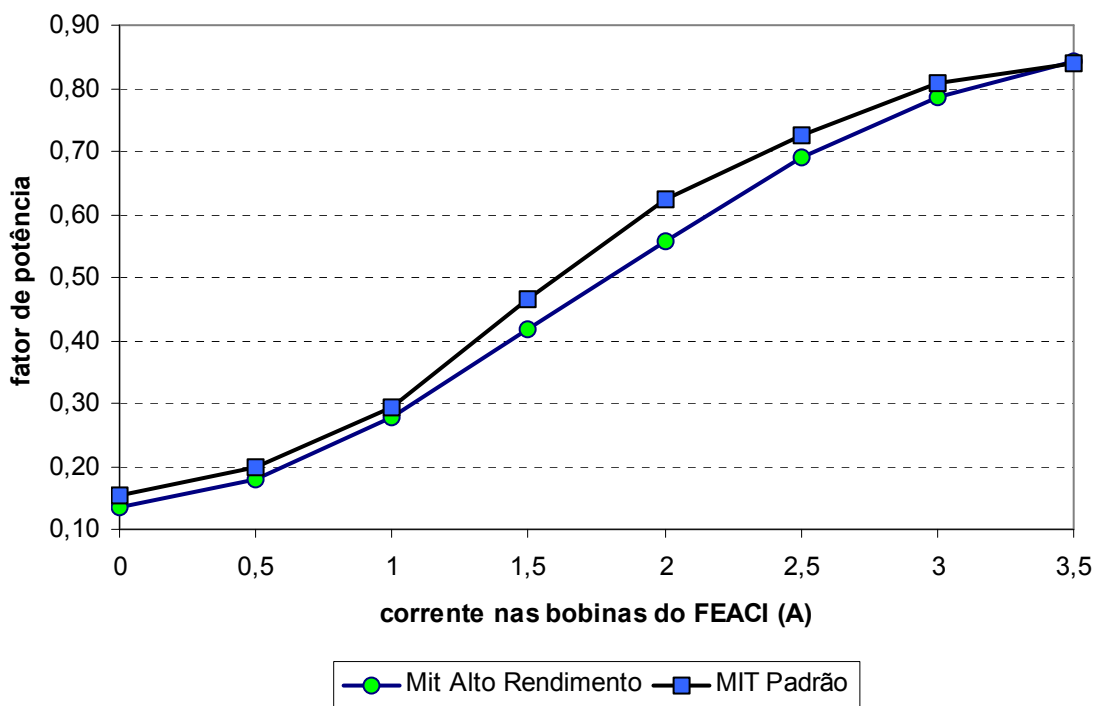


Figura 5.5 – Fator de potência em função das correntes aplicadas ao freio.

d) Velocidade média de rotação (ω_M).

Por fim, as velocidades de rotação dos motores, representadas pela figura 5.6, se mantiveram muito próximas, sendo que os desvios obtidos são atribuídos as prováveis deficiências nas medidas de velocidade. A velocidade tangencial média do disco, sob os pólos magnéticos, está compreendida entre 41,5m/s e 40,5m/s, que correspondem à operação em vazio e em plena carga, respectivamente. A diferença máxima entre a velocidade tangencial do disco nos dois motores, para a mesma corrente de excitação, é de 3rpm ou 0,07m/s sob os pólos. Essas diferenças podem ser atribuídas aos erros de leitura de velocidade causados pelas vibrações nos transdutores, assim como as possíveis diferenças de escorregamento existente entre os motores.

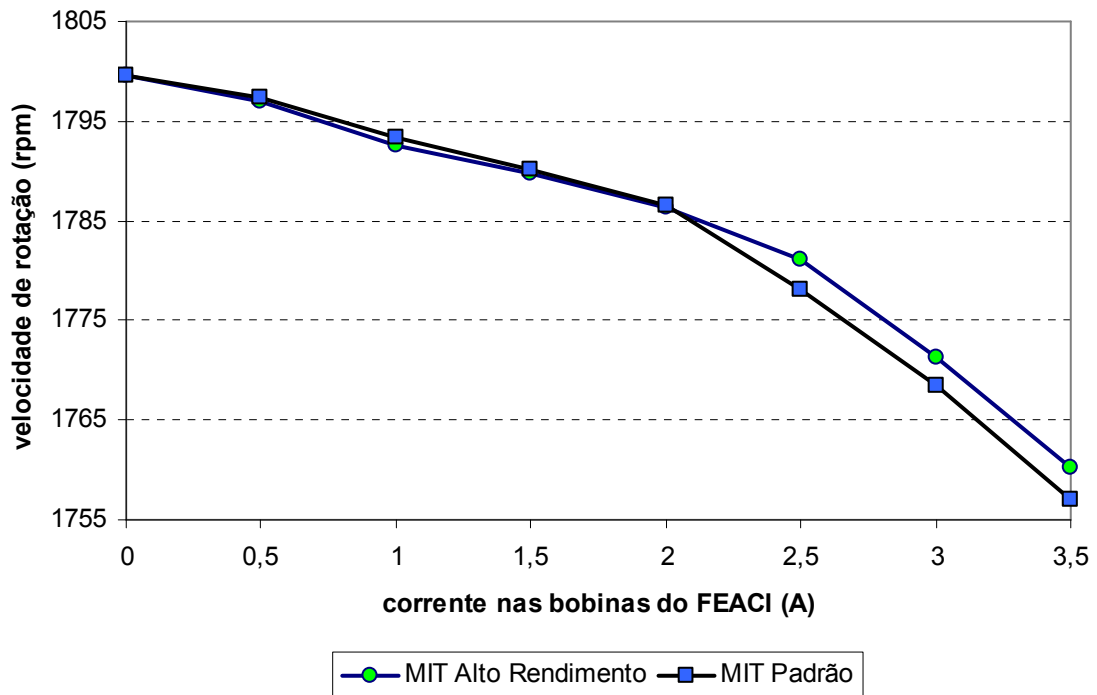


Figura 5.6 – Velocidade média em função das correntes aplicadas ao freio.

Com as medidas de potência ativa (P_A) e velocidade de rotação (ω_M), complementadas pelas medidas de corrente (I_L), é possível encontrar os valores de rendimento (η) para cada ponto de operação através da utilização da curva de rendimento fornecida pelo fabricante dos motores. De posse dessas grandezas, o conjugado mecânico (T) pode ser calculado pela equação (5.14).

$$T = \frac{30}{\pi} \cdot \left(\eta \cdot \frac{P_A}{\omega_M} \right) \quad (5.14)$$

5.4 SIMULAÇÃO

De posse dos valores de potência ativa (P_A) e para cada um dos motores, são calculados os valores de corrente (I_L), fator de potência (fp) e velocidade de rotação (ω_M), a partir dos dados das curvas características e dos modelos matemáticos. Para cada valor de corrente de campo, no freio, foi obtido um conjunto de medidas. As médias de cada uma das grandezas medidas, foram mostradas anteriormente e, a partir de agora, serão referidas como um conjunto de medidas m_i , descrito por (5.15):

$$m_i = \left[P_{A,i} \quad I_{L,i} \quad fp_i \quad \omega_{M,i} \right]. \quad (5.15)$$

Os dados fornecidos pelo fabricante e pelos modelos matemáticos são ordenados conforme o conjunto k_n descrito por (5.16). Cada um dos n elementos k , para cada motor, é constituído de um valor de potência mecânica (P_{mec}), corrente de alimentação (I_L), fator de potência (fp), escorregamento (s) e rendimento (η).

$$k_n = [P_{mec,n} \quad I_{L,n} \quad fp_n \quad s_n \quad \eta_n], \quad (5.16)$$

O conjunto k_n é escrito na forma de (5.17), sendo T o conjugado.

$$k_n = \left[\frac{P_{mec,n}}{\eta_n} \quad I_{L,n} \quad fp_n \quad \omega_s \cdot (1-s_n) \quad \frac{P_{mec,n}}{\omega_s \cdot (1-s_n)} \quad \eta_n \right] = [P_{A,n} \quad I_{L,n} \quad fp_n \quad \omega_{M,n} \quad T_n \quad \eta_n] \quad (5.17)$$

A partir da potência ativa medida, pertencente ao conjunto de medidas m , é realizada a interpolação para a obtenção do mesmo valor de potência ativa e formação de um conjunto de valores k^* , de índice (i,n) . Essa interpolação resulta nos valores de rendimento, fator de potência, velocidade e corrente, presentes no conjunto k^* . O conjunto de resultados interpolados k^* é dado por (5.18):

$$k_n^* = [(P_{A,n} = P_{A,i}) \quad I_{L,n} \quad fp_n \quad \omega_{M,n} \quad T_n \quad \eta_n]. \quad (5.18)$$

A figura 5.7 mostra o diagrama para a obtenção dos resultados interpolados k^* , para diferentes conjuntos de k_n . A partir da escolha da base de dados, representada por k_n , e das medidas de potência ativa, para uma dada corrente de excitação das bobinas de campo do freio, é obtido o conjunto k_n^* .

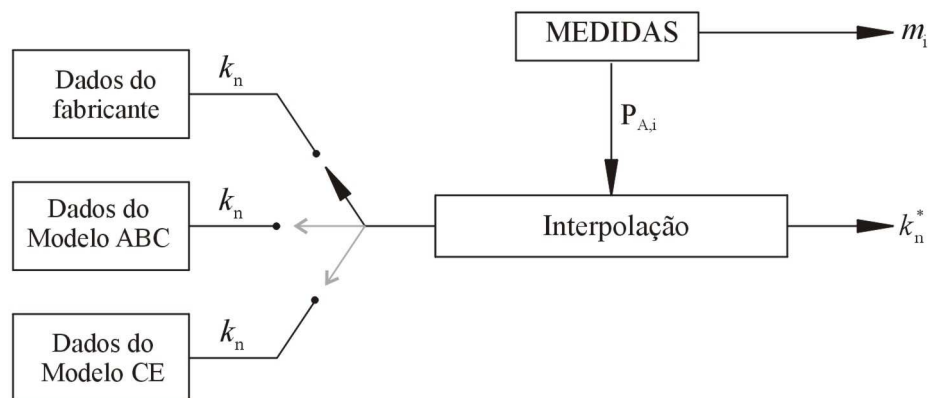


Figura 5.7 – Diagrama para o cálculo dos conjuntos k^* .

A interpolação adotada consiste na técnica de interpolação cúbica por *spline*, é fornecida no pacote de aplicativos do programa Matlab® 6.0 R12. Essa técnica foi adotada por apresentar melhores resultados na interpolação de curvas suaves e contínuas, por outro lado, demanda maior tempo de processamento. A seguir, serão obtidos os valores de k^* , para

cada um dos motores, a partir dos dados fornecidos pelo fabricante dos motores e pelos modelos matemáticos. Vale lembrar, que os valores, obtidos por simulação computacional, serão comparados com as grandezas medidas, com exceção do conjugado.

5.4.1 MIT de alto rendimento

a) Grandezas (I_L , f_p , ω_M , T , η), obtidas a partir dos dados do fabricante.

Tabela 5.5: Valores de k^* (dados do fabricante).

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	I_L (A)	f_p	ω_M (rpm)	T (N.m)	η (%)
0,00	0,66	7,16	0,14	1799,7	0,5	21,5%
0,50	0,88	7,42	0,18	1798,7	1,7	36,3%
1,00	1,37	7,95	0,27	1796,4	4,5	62,3%
1,50	2,19	8,71	0,39	1793,2	9,0	76,8%
2,00	3,29	9,78	0,52	1787,9	14,8	84,4%
2,50	4,66	11,21	0,64	1781,0	22,1	88,5%
3,00	6,45	13,23	0,75	1771,2	31,5	90,4%
3,50	8,50	15,65	0,83	1758,7	42,0	90,9%

b) Grandezas (I_L , f_p , ω_M , T , η), obtidas a partir dos dados do modelo ABC.

Tabela 5.6: Valores de k^* (modelo ABC).

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	I_L (A)	f_p	ω_M (rpm)	T (N.m)	η (%)
0,00	0,66	7,03	0,15	1797,5	1,9	54,7%
0,50	0,88	7,08	0,19	1796,4	3,0	65,2%
1,00	1,37	7,27	0,30	1794,1	5,7	77,7%
1,50	2,19	7,78	0,44	1790,2	10,0	85,7%
2,00	3,29	8,73	0,59	1785,1	15,7	89,0%
2,50	4,66	10,26	0,71	1778,6	22,7	90,6%
3,00	6,45	12,59	0,79	1769,8	31,7	91,2%
3,50	8,50	15,51	0,84	1759,7	41,9	90,9%

c) Grandezas (I_L , f_p , ω_M , T , η), obtidas a partir dos dados do modelo do circuito equivalente.

Tabela 5.7: Valores de k^* (modelo CE).

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	I_L (A)	f_p	ω_M (rpm)	T (N.m)	η (%)
0,00	0,66	7,31	0,13	1798,4	1,6	46,7%
0,50	0,88	7,35	0,18	1797,3	2,7	58,2%
1,00	1,37	7,52	0,28	1795,1	5,3	73,4%
1,50	2,19	7,98	0,42	1791,3	9,7	82,5%
2,00	3,29	8,88	0,57	1786,2	15,3	87,2%
2,50	4,66	10,33	0,69	1779,7	22,4	89,4%
3,00	6,45	12,59	0,78	1771,1	31,4	90,3%
3,50	8,50	15,51	0,84	1760,8	41,6	90,1%

5.4.2 MIT padrão

a) Grandezas (I_L , f_p , ω_M , T , η), obtidas a partir dos dados do fabricante.

Tabela 5.8: Valores de k^* (dados do fabricante).

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	I_L (A)	f_p	ω_M (rpm)	T (N.m)	η (%)
0,00	0,80	8,10	0,16	1799,1	0,4	15,0%
0,50	1,05	8,16	0,20	1798,6	1,6	28,9%
1,00	1,58	8,35	0,30	1796,6	4,7	55,7%
1,50	2,68	8,94	0,47	1791,3	10,8	75,9%
2,00	4,09	10,06	0,63	1784,6	18,5	84,5%
2,50	5,44	11,50	0,73	1777,5	25,6	87,6%
3,00	7,25	13,82	0,81	1767,1	34,8	88,8%
3,50	8,72	16,04	0,83	1758,5	42,0	88,8%

c) Grandezas (I_L , f_p , ω_M , T , η), obtidas a partir dos dados do modelo ABC.

Tabela 5.9: Valores de k^* (modelo ABC).

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	I_L (A)	f_p	ω_M (rpm)	T (N.m)	η (%)
0,00	0,80	7,17	0,18	1796,6	2,1	48,7%
0,50	1,05	7,24	0,23	1795,5	3,3	59,7%
1,00	1,58	7,47	0,33	1792,8	6,2	73,7%
1,50	2,68	8,24	0,51	1787,4	11,9	83,0%
2,00	4,09	9,63	0,66	1780,4	19,0	86,7%
2,50	5,44	11,27	0,75	1773,5	26,0	88,6%
3,00	7,25	13,75	0,81	1764,0	35,0	89,3%
3,50	8,72	15,86	0,84	1756,3	42,1	88,8%

d) Grandezas (I_L , f_p , ω_M , T , η), obtidas a partir dos dados do modelo do circuito equivalente.

Tabela 5.10: Valores de k^* (modelo CE).

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	I_L (A)	f_p	ω_M (rpm)	T (N.m)	η (%)
0,00	0,80	7,13	0,18	1798,2	1,6	37,3%
0,50	1,05	7,19	0,22	1797,1	2,8	49,7%
1,00	1,58	7,41	0,33	1794,6	5,6	66,7%
1,50	2,68	8,15	0,50	1789,1	11,3	79,1%
2,00	4,09	9,51	0,65	1782,2	18,6	84,7%
2,50	5,44	11,12	0,74	1775,3	25,4	86,8%
3,00	7,25	13,55	0,81	1765,9	34,4	87,7%
3,50	8,72	15,70	0,85	1757,9	41,6	87,7%

A seguir serão efetuados os comparativos entre os dados medidos e os obtidos através dos modelos matemáticos dos dois motores. O objetivo da comparação subsequente é

eivar o grau de confiabilidade das medidas realizada e fornecer a estimativa de conjugado de frenagem para cada valor de corrente aplicada ao freio.

5.4.3 Comparativos gráficos dos resultados

Os gráficos, neste item, mostram os resultados obtidos no item 5.4, separados por grandeza. Diferente do item 5.3.1, onde as medidas de ambos os motores foram apresentadas simultaneamente em cada gráfico, nesta seção cada gráfico contém uma curva medida e três curvas interpoladas para cada motor. Dessa forma, será possível comparar cada grandeza medida com os valores obtidos a partir dos dados do fabricante e pelos modelos matemáticos.

a) Corrente de alimentação para o MIT de alto rendimento.

A figura 5.8 mostra o comportamento da corrente eficaz de linha, para a ligação em delta, do motor de alto rendimento. Nesta figura, observa-se uma boa aproximação entre os dados simulados pelos modelos matemáticos e os valores medidos.

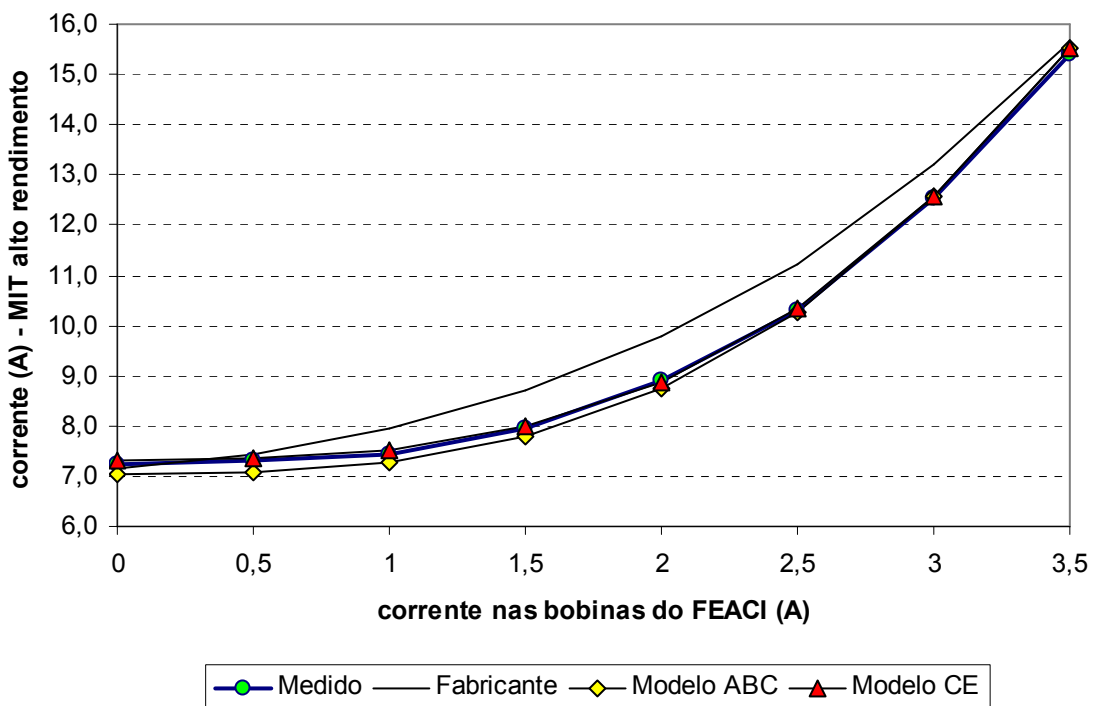


Figura 5.8 – Corrente medida na linha e simulada, em função da corrente aplicada ao freio.

b) Corrente de alimentação para o MIT padrão.

A figura 5.9 mostra que os valores de corrente medida, no motor, estão mais próximos dos valores de corrente fornecidos pelo fabricante, com desvios inferiores a 1A.

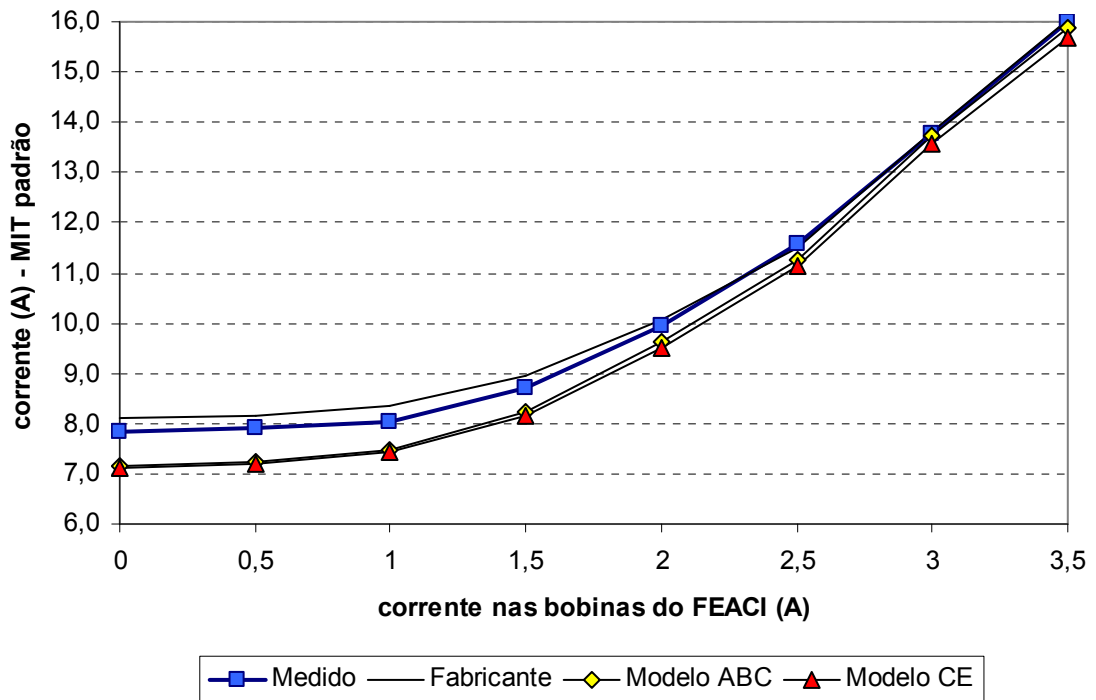


Figura 5.9 – Corrente medida na linha e simulada, em função da corrente aplicada ao freio.

c) Fator de potência para o MIT de alto rendimento.

O fator de potência medido apresenta a mesma tendência dos valores simulados, como mostra a figura 5.10.

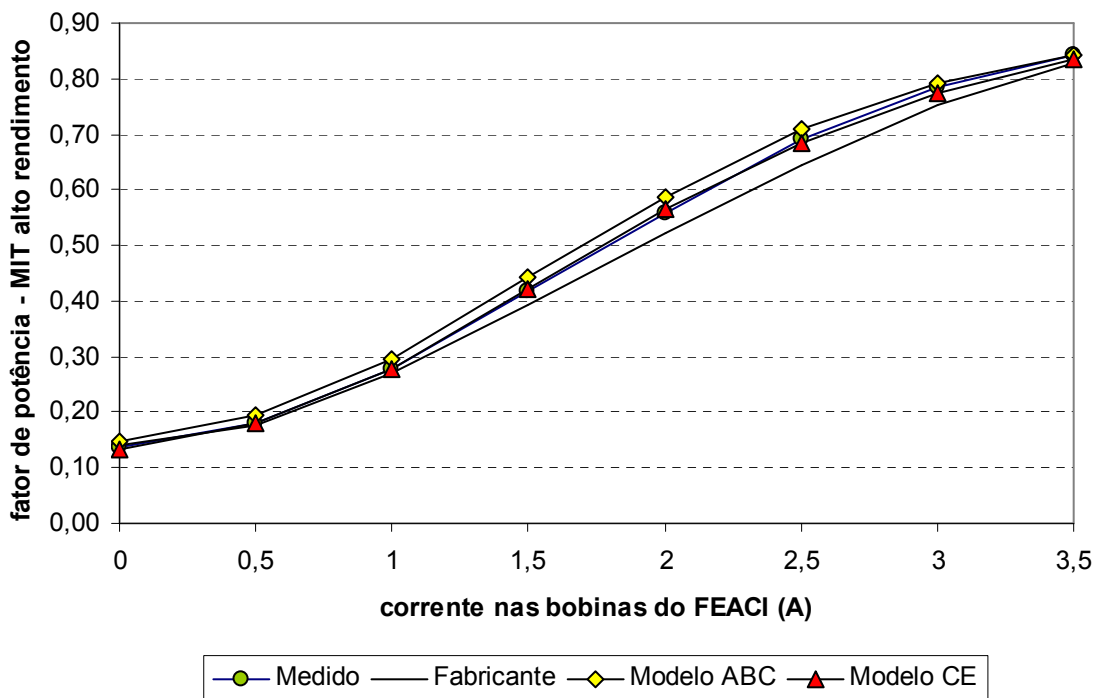


Figura 5.10 – Fator de potência (medido e simulado) do MIT alto rendimento, em função da corrente no freio.

d) Fator de potência para o MIT padrão.

A figura 5.11 apresenta a mesma tendência para as medidas e simulações.

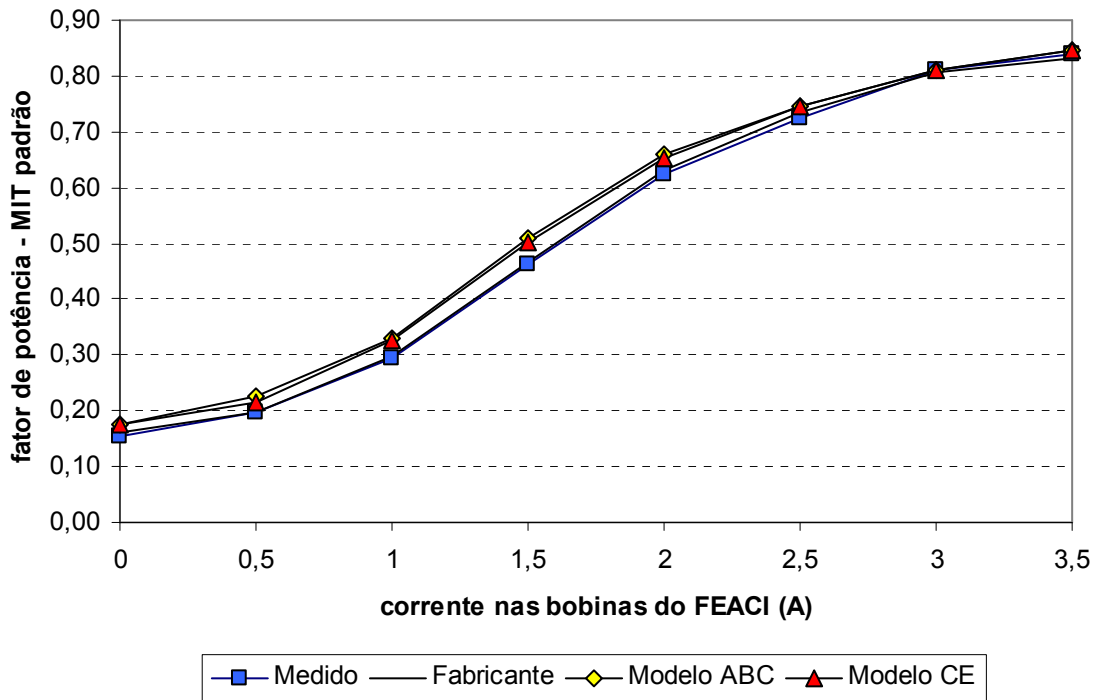


Figura 5.11 – Fator de potência (medido e simulado) do MIT padrão, em função da corrente no freio.

e) Velocidade de rotação para o MIT de alto rendimento.

A figura 5.12 apresenta desvios máximos de 3rpm nas medidas de velocidade.

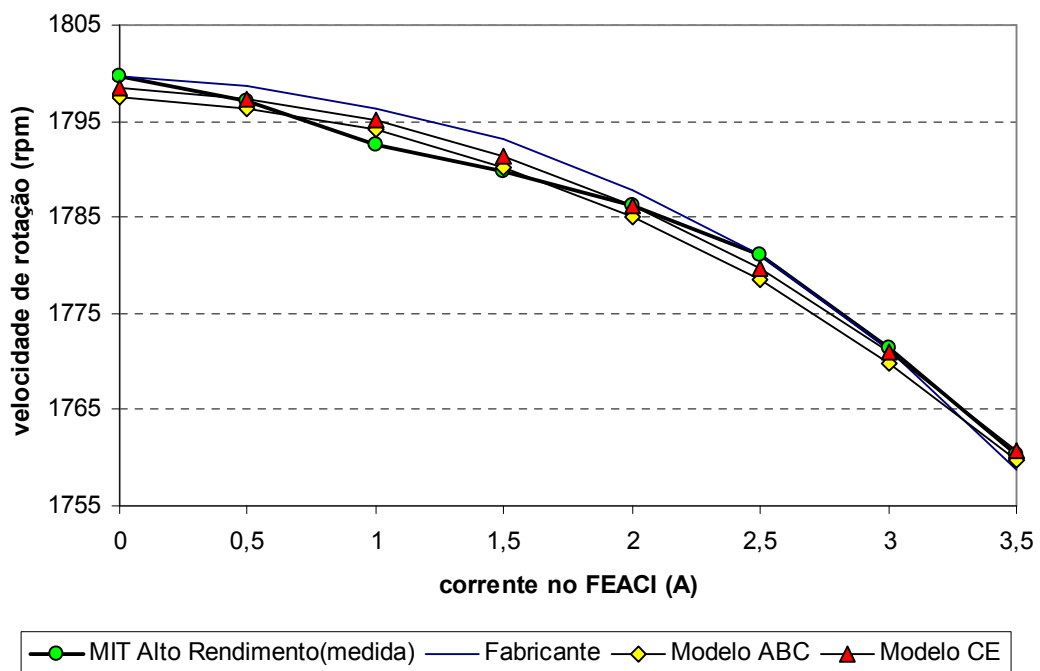


Figura 5.12 – Velocidade (medida e simulada) no MIT de alto rendimento, em função da corrente no FEACI.

f) Velocidade de rotação para o MIT padrão

Figura 5.13, apresenta desvios máximos de 4rpm entre as medidas e os dados simulados.

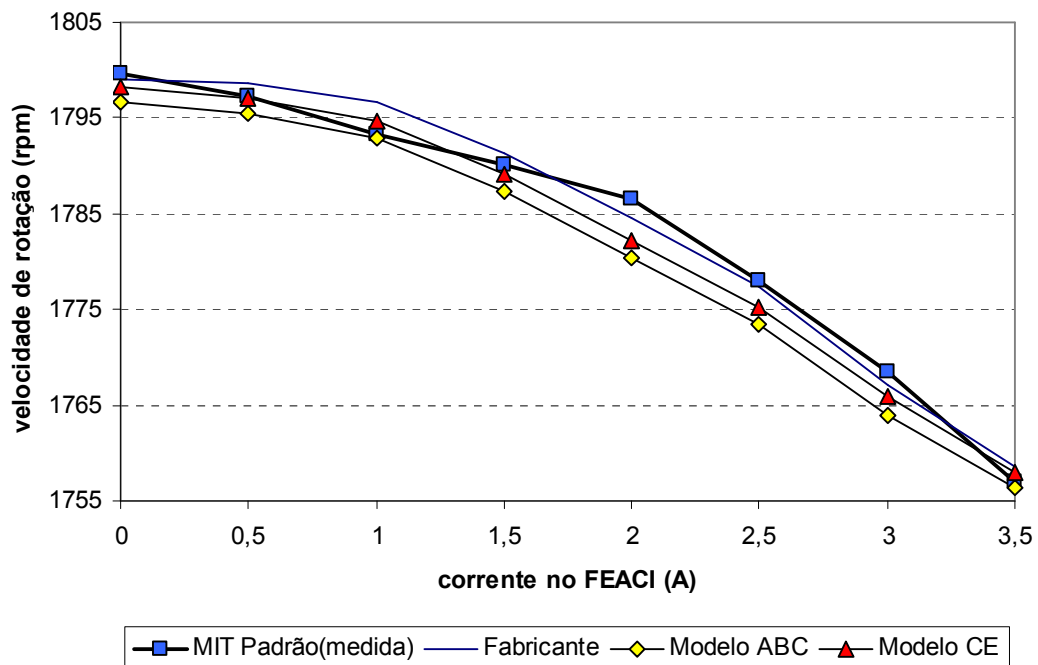


Figura 5.13 – Velocidade (medida e simulada) do MIT padrão, em função da corrente no FEACI.

5.4.4 Cálculo do conjugado

Dada a inexistência de medidas diretas de conjugado, essa grandeza foi obtida através dos dados do fabricante e dos modelos matemáticos. A partir das tabelas e gráficos subsequentes, observa-se o aumento da convergência dos três conjuntos de valores de conjugado (calculados pelos dados do fabricante, modelo ABC e modelo do circuito equivalente monofásico) em função do acréscimo da força de frenagem, para cada motor.

a) O conjugado do MIT alto rendimento.

Como comentado no início desta seção, o conjugado é calculado em função da corrente aplicada ao FEACI. A tabela 5.11 apresenta três conjuntos de valores para o conjugado desenvolvido pelo motor. O primeiro conjunto é calculado a partir dos dados do fabricante, seguido pelos dados obtidos no modelo ABC e pelos dados calculados pelo modelo do Circuito equivalente monofásico. A comparação entre esses conjuntos de valores, para o conjugado do motor em função da corrente aplicada ao freio, é realizada no gráfico da figura 5.14.

Tabela 5.11: Conjugado calculado para o MIT alto rendimento.

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	Conjugado (fabricante)	Conjugado (ABC)	Conjugado (CE)	Média	Desvio médio
0,0	0,66	0,5	1,9	1,6	1,4	0,5
0,5	0,88	1,7	3,0	2,7	2,5	0,5
1,0	1,37	4,5	5,7	5,3	5,2	0,4
1,5	2,19	9,0	10,0	9,7	9,6	0,4
2,0	3,29	14,8	15,7	15,3	15,3	0,3
2,5	4,66	22,1	22,7	22,4	22,4	0,2
3,0	6,45	31,5	31,7	31,4	31,5	0,1
3,5	8,50	42,0	41,9	41,6	41,8	0,2

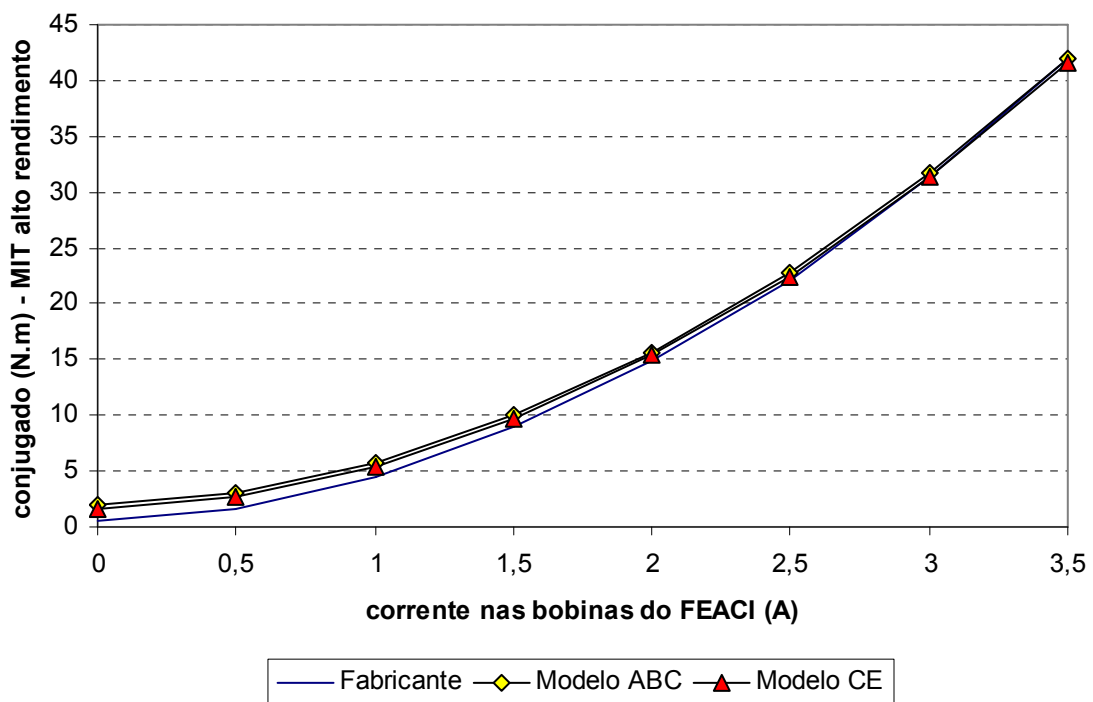


Figura 5.14 – Conjugado em função das correntes aplicadas ao freio.

b) O conjugado do MIT padrão, em função da corrente aplicada ao FEACI, é mostrado na tabela 5.11 e no gráfico da figura 5.14.

Tabela 5.12: Conjugado calculado para o MIT padrão.

Corrente no FEACI (A)	Potência Ativa (kW)	Conjugado (fabricante)	Conjugado (ABC)	Conjugado (CE)	Média	Desvio médio
0,0	0,80	0,4	2,1	1,6	1,4	0,6
0,5	1,05	1,6	3,3	2,8	2,6	0,7
1,0	1,58	4,7	6,2	5,6	5,5	0,5
1,5	2,68	10,8	11,9	11,3	11,3	0,4
2,0	4,09	18,5	19,0	18,6	18,7	0,2
2,5	5,44	25,6	26,0	25,4	25,7	0,2
3,0	7,25	34,8	35,0	34,4	34,7	0,2
3,5	8,72	42,0	42,1	41,6	41,9	0,2

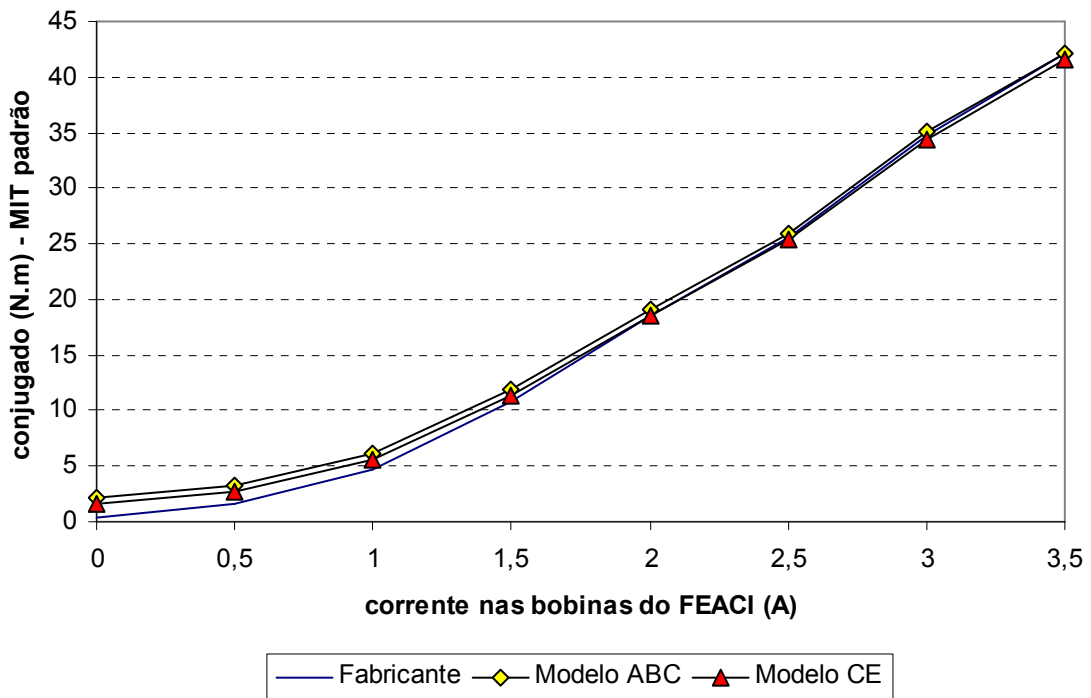


Figura 5.15 – Conjugado em função das correntes aplicadas ao freio.

Os valores apresentados na tabela 5.11 e 5.12 podem ser utilizados para calcular o conjugado médio, com variação média total inferior a 10%, para cada valor de corrente aplicada às bobinas de campo do freio.

$$T(i_B) = 0,6727 \cdot i_B^2 + 0,1109 \cdot i_B + 0,3016 \quad (5.19)$$

A figura 5.16 apresenta o conjugado médio estimado para do FEACI, em um intervalo de velocidades compreendido entre 1800 e 1760rpm.

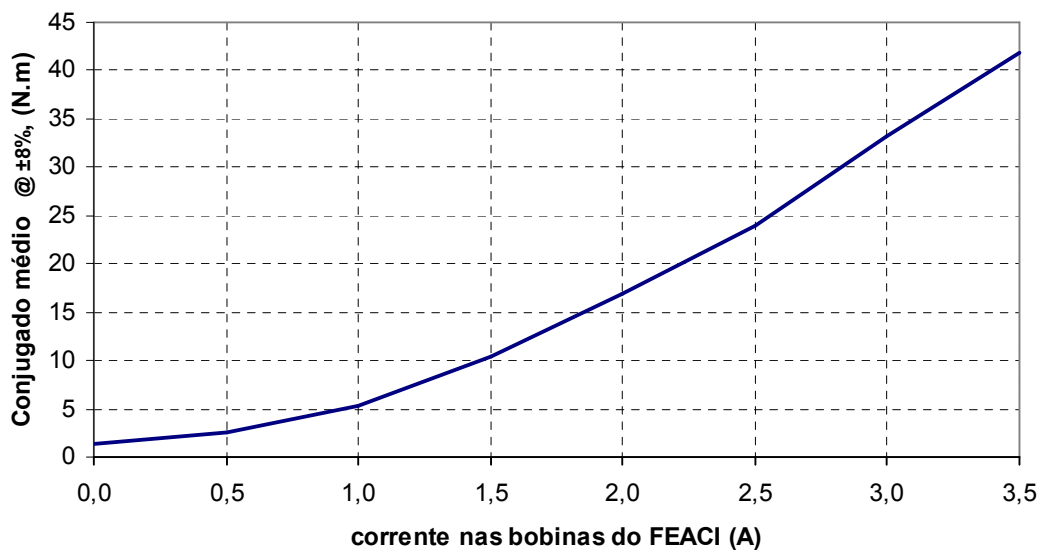


Figura 5.16 – Potência ativa medida em função das correntes aplicadas ao freio.

5.4.5 Rendimentos

Os motores aqui utilizados, seguem os procedimentos descritos na NBR 5383 para a determinação dos seus rendimentos. Nessa norma são descritos os ensaios dinamométricos com medição das perdas suplementares, medição direta nas perdas do estator, medição das perdas no rotor, no núcleo e por atrito e ventilação. Esses ensaios com carga permitem a determinação do valor da potência da carga, da corrente e do fator de potência do motor de indução [68]. O fabricante destes motores também segue os procedimentos descritos na norma [9] para a determinação do rendimento.

A figura 5.17 apresenta o comportamento do rendimento calculado, para cada valor de potência ativa medida e corrente aplicada ao freio. Nota-se que em baixa carga mecânica, os rendimentos pelo modelo ABC são os maiores, acompanhados pelos rendimentos obtidos pelo modelo do circuito equivalente. Na região entre 3,0A e 3,5A, todas as curvas confirmam o menor rendimento do MIT padrão.

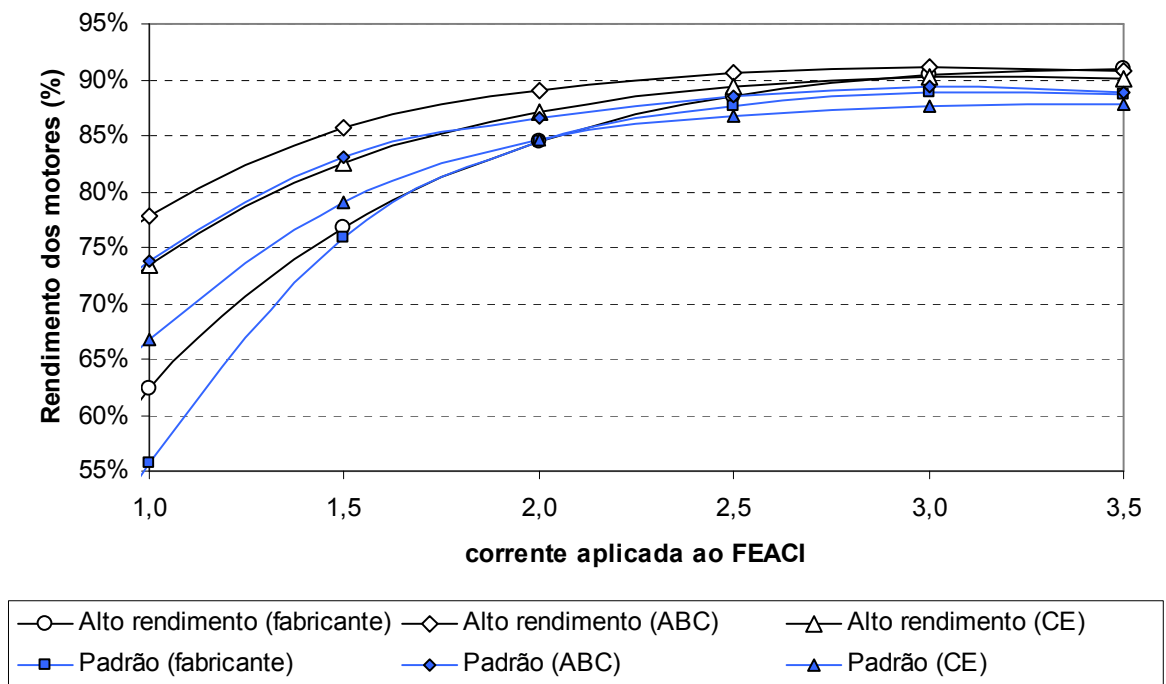


Figura 5.17 – Comparativo entre os rendimentos dos MIT.

A melhor eficiência do motor de alto rendimento também é observada quando a alimentação é promovida por conversores de frequência, com tensão de saída modulada por largura de pulso a partir de uma referência senoidal (PWM - senoidal).

A figura 5.18 mostra a forma de onda da tensão de saída do conversor de frequência, com frequência de comutação de 5kHz, alimentando um dos motores sob tensão de frequência fundamental de 60Hz, para uma corrente de 3A aplicada ao freio.

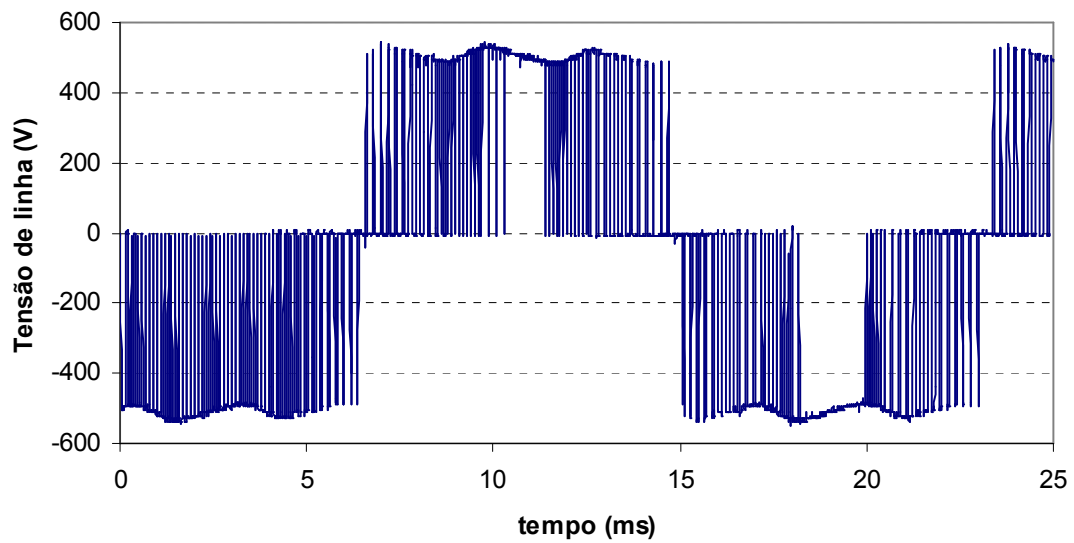


Figura 5.18 – Forma de onda da tensão de saída do conversor de frequência, para a aplicação de 3A no freio.

Como analisado por [66], a alimentação não senoidal promove o aumento das perdas, e conseqüentemente uma redução no rendimento total do motor elétrico de indução. Mesmo assim, o conjunto formado pelo conversor de frequência (inversor) e o MIT de alto rendimento apresentam menores valores de potência ativa, quando comparado ao conjunto conversor e motor padrão, como mostra a figura 5.19.

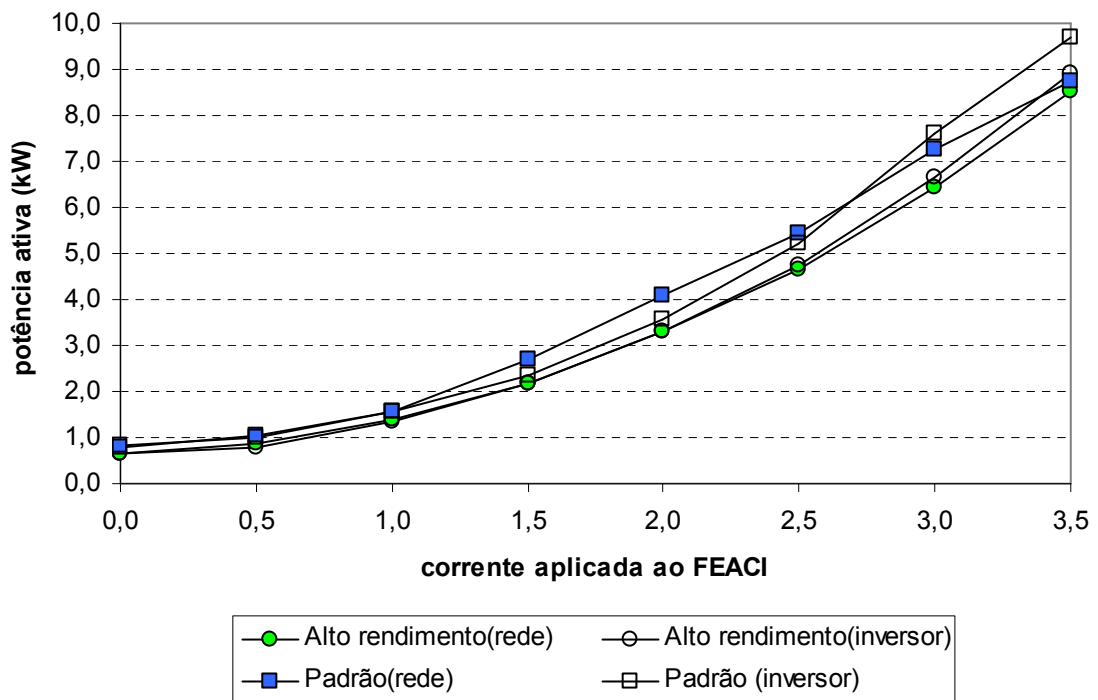


Figura 5.19 – Potência ativa medida em função das correntes aplicadas ao freio.

Entretanto, o fator de potência medido mudou significativamente, quando comparado com o medido em tensão senoidal, como mostra a figura 5.20. Essa mudança no fator de potência é atribuída a presença da ponte retificadora no conversor de frequência.

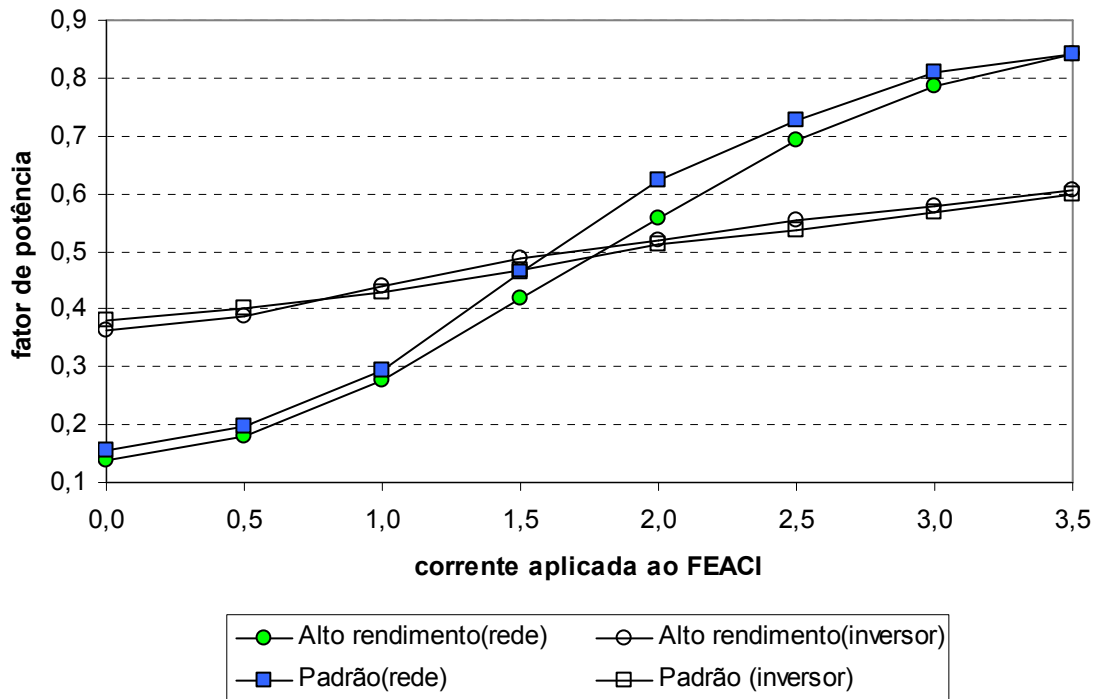


Figura 5.20 – Fator de potência em função das correntes aplicadas ao freio.

Com relação ao desempenho térmico o MIT alto rendimento apresenta taxa de crescimento térmico inferior ao MIT padrão para as mesmas condições de carregamento mecânico. A figura 5.21 mostra o comportamento térmico dos dois motores, com suprimento pela rede elétrica e aplicação de 3,0A nas bobinas do freio, mantendo a temperatura ambiente constante em 25°C.

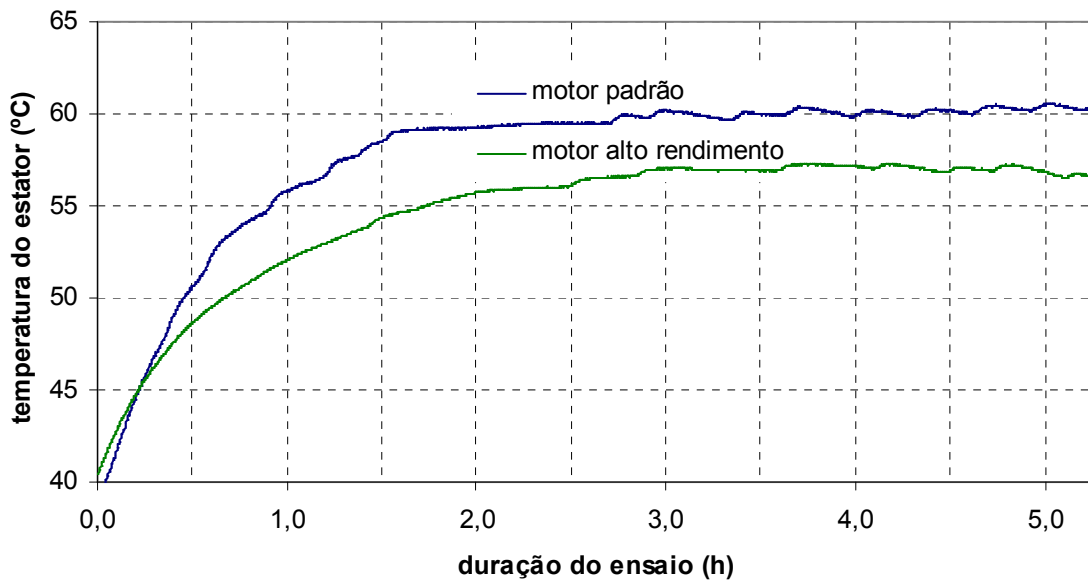


Figura 5.21 – Comparativo térmico para a mesma condição de carga mecânica.

Como pode ser observado, o motor de alto rendimento manteve uma diferença de aproximadamente 3°C , com ondulação de $0,2^{\circ}\text{C}$, em relação ao motor padrão, para a mesma corrente de excitação das bobinas do freio.

Nestes dois ensaios, o conjunto de bobinas do freio alcançou a resistência máxima de $14,30\ \Omega$, que se manteve no decorrer dos ensaios. A temperatura de superfície externa das laterais do freio alcançou a estabilidade térmica em $54,5^{\circ}\text{C}$, as superfícies das bobinas de campo em $72,8^{\circ}\text{C}$ e o disco em 120°C , o que comprova a mesma condição de carga mecânica, dado que a potência mecânica fornecida pelos motores é dissipada em calor no freio.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as medidas de potência ativa, corrente de linha, fator de potência e velocidade de rotação, realizadas com dois motores elétricos de indução trifásicos sob condições de carga mecânica constante. O objetivo do presente trabalho, que consiste na realização de ensaios com MIT em operação nominal, foi plenamente alcançado.

A variação de carga mecânica foi obtida a partir do freio eletromagnético por ação de correntes induzidas desenvolvido nesta dissertação. Como foi mostrado nos ensaios, o freio eletromagnético atende efetivamente a imposição de conjugado nominal em MIT de 10 hp.

O conjugado de carga não foi medido diretamente pela falta de um transdutor de conjugado entre o motor e o freio. Por outro lado, como o presente trabalho não tem o

objetivo de atender aos ensaios metrológicos, a inexistência de um sensor de conjugado não inviabiliza as medidas e as comparações aqui realizadas. Dessa forma, a condição de carga mecânica nominal dos motores de 10hp foi alcançada pela utilização do freio eletromagnético por ação de correntes induzidas, a partir de uma excitação em corrente contínua, demandando uma potência inferior a 230W. Além das medidas realizadas, foi possível efetuar um comparativo entre os dados obtidos experimentalmente e modelos matemáticos distintos, com o intuito principal de validação dos resultados. Por fim, é possível constatar a melhor relação entre conjugado e potência ativa requerida para o MIT de alto rendimento.

CONCLUSÕES

Os objetivos desta dissertação foram atendidos com a realização dos comparativos entre dois motores de indução trifásicos em regime de operação nominal. Medidas de potência elétrica ativa, corrente elétrica, fator de potência e velocidade foram realizadas em função da carga mecânica imposta aos motores. A representação de cargas mecânicas reais em laboratório, por meio de uma estrutura única, é bastante vantajosa, tanto pela economia de espaço físico como pelo investimento necessário. O equipamento de carga mecânica ajustável, desenvolvido nesta dissertação apresenta vantagens como o reduzido espaço para sua instalação, a baixa potência requisitada pela fonte de excitação do campo, a inexistência de desgaste por fricção na imposição de conjugado, além do baixo custo de construção. Essas vantagens foram decisivas para a escolha de tal dispositivo, em detrimento ao ensaio utilizando balança ou pelo emprego de um gerador de corrente contínua com cargas resistivas.

Um dispositivo de frenagem por ação de correntes induzidas foi construído, muito embora os estudos encontrados na literatura científica não apontassem para uma metodologia definitiva de projetos para tal construção. A partir dos ensaios iniciais, realizados com o FEACI, verificou-se que elevação de temperatura no disco reduz gradativamente o conjugado de frenagem, conseqüentemente, há uma diminuição nítida na potência ativa dos motores. Contudo, a degradação da energia mecânica pela elevação da temperatura foi compensada pela introdução de refrigeração forçada.

Vale salientar, que nenhum trabalho encontrado na literatura científica discorre sobre o desenvolvimento e metodologia de projeto para um freio eletromagnético com o nível de conjugado aqui obtido. Também não foram encontrados trabalhos científicos que utilizem um dispositivo de frenagem semelhante FEACI apresentado nesta dissertação, muito menos para a aplicação em ensaios de motores de indução trifásicos.

A variação do conjugado de forma controlada, em função da corrente de excitação do freio, constitui uma ferramenta útil para a avaliação do desempenho de motores de indução trifásicos, visando á comparação entre motores de projeto padrão e motores de alto rendimento, para um determinado intervalo de velocidade.

Os ensaios realizados, com o aparato disponível no Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes (LAMOTRIZ), da Universidade Federal do Ceará, possibilitaram as medidas de potência ativa em função do regime de carga imposta ao motor. Sendo estas medidas, comprobatórias do real desempenho dos MIT disponíveis. Inicialmente

foram realizadas medidas de corrente de potência ativa, corrente de linha, fator de potência e velocidade para cada um dos motores, e em seguida, comparadas entre si. Para cada nível de carga mecânica, foram calculadas as médias de cada uma das grandezas medidas, sendo estes valores utilizados para a definição de um conjunto de medidas. Os dados, para cada motor, fornecidos pelo fabricante e por dois modelos matemáticos distintos, foram comparados entre si e entre as medidas realizadas.

Os ensaios sob regime de operação nominal dos motores utilizados, mostraram a menor demanda de potência ativa requerida pelo motor de alto rendimento, conseqüência de sua melhor eficiência energética quando comparado com motores de projeto padrão com as mesmas características operacionais. Finalmente, se atesta que o dispositivo de frenagem, aqui desenvolvido, atendeu de maneira satisfatória ao objetivo deste trabalho.

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, comprovou-se a aplicabilidade do FEACI como carga mecânica constante, e sugere-se estender essa comprovação para outros perfis de carga. Dessa forma, o FEACI poderá representar o maior número possível de situações de operação em carregamento real com cargas mecânicas dinâmicas, como por exemplo, o estudo de cargas pulsadas. Para tanto, sugere-se a construção de um conversor abaixador CA-CC, isolado da rede elétrica e operando em malha de controle de corrente. Entre outras vantagens da fonte controlada, estará a possibilidade de compensar a variação da resistência das bobinas de campo em função do calor, como sugerido em [70]. Além disso, pode-se desenvolver uma interface gráfica para enviar os sinais de referência de carga ao conversor, e assim, todo o sistema de medidas, controle e variação de carga poderá ser comandado remotamente.

Uma importante contribuição pode ser dada através da modelagem por elementos finitos dos campos magnéticos, assim como a análise de soluções numéricas para otimizar futuros projetos. Outra significativa contribuição poderá ser realizada através da aferição direta de conjugado, por meio de um equipamento específico, de modo a avaliar o desempenho de outros arranjos para o conjunto de bobinas de campo, como também para a comparação conjugado *versus* velocidade em função de outros materiais condutores na composição do disco.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MARQUES, Milton; HADDAD, Jamil; MARTINS, André. *Conservação de Energia: Eficiência energética de instalações elétricas e equipamentos*. 2.ed. Editora da Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI), 2001
- [2] BEN 2005. Balanço Energético Nacional 2005 (Ano base 2004). Ministério de Minas e Energia. Disponível em <<http://www.mme.gov.br>>. Acesso em 10 de maio de 2006.
- [3] BEU 2005. Balanço de Energia Útil 2005 (Ano base 2004). Ministério de Minas e Energia. Disponível em <<http://www.mme.gov.br>>. Acesso em 10 de maio de 2006.
- [4] LOCATELLI, Egomar. *Programa de Eficientização Industrial: Motor Elétrico*. ELETROBRÁS, Rio de Janeiro (RJ), 2003.
- [5] SZYSZKA, Edson e AMÉRICO, Márcio. *Programa de Eficientização Industrial: Metodologia de realização de diagnóstico energético*. ELETROBRÁS, Rio de Janeiro (RJ), 2003.
- [6] WEBSTER, John G. *Mechanical variables measurement*. Boca Raton Flórida: CRC Press LLC, 1999.
- [7] DYNAMATIC, Corporation. Disponível em <[http://www.dynesystems.com /Dynamatic/Dynamatic.htm](http://www.dynesystems.com/Dynamatic/Dynamatic.htm)>. Acesso em 20 de novembro de 2005.
- [8] MAGTROL, Inc. *Eddy-Current and Magnetic Powder Dynamometers WB / PB 2.7, 43, 65, 115 and 15 - User's manual*. Disponível em < [http://www.magtrol.com/ support /manuals.htm](http://www.magtrol.com/support/manuals.htm)> Garden Ville Parkway, 70, Buffalo, New York 14224-1322. Acesso em 25 de novembro de 2005.
- [9] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING; IEEE *std 112 – Standard test procedure for polyphase induction motors and generator*. New York, 2004.
- [10] PAUL, Robert W. *Some electrical instruments at the Faraday centenary exhibition*, Journal of Scientific Instruments. vol. 8, no. 11, p.337 – 349. nov.1931.
- [11] KRAUS, John Daniel; CARVER, Keith R. *Eletromagnetismo*. 2. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1978. 780p.
- [12] PLONUS, Martin A. *Applied Electromagnetics*. New York: McGraw – Hill, 1978. 615p.
- [13] VALONE, Thomas. *The Homopolar Handbook: A Definitive Guide to Faraday Disk & N-Machine Technologies*. 2 ed. IRI: Washington, 1998.
- [14] KOSTENKO, M; PIOTROVSKI, L. *Machines électriques*. Moscow: Mir, 1969. 582p.

- [15] MAROTO, José A.; DIOS, Jorge de; NIEVES, F. Javier de las. *Evaluation of the Lorentz Law by Using a Barlow Wheel*. IEEE transactions on educations, vol.43 n.3, p.316 – 320, agosto 2000.
- [16] WOUTERSE, J. H. *Critical torque and speed of eddy current brake with widely separated soft iron poles*. Electric Power Applications, IEE Proceedings B; vol. 138, no. 4, pp.153-158, jul. 1991.
- [17] DIETRICH, Álvaro B. *Um estudo de correntes induzidas em meios maciços ferromagnéticos – Aplicação no projeto de freios de correntes parasitas*. Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2000.
- [18] POWELL, E F et al. *Eddy current brakes*. Journal of Scientific Instruments. vol.12 n.5, p.161-165, maio 1935.
- [19] SCHIEBER, David. *Transient eddy currents in thin metal sheets*. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 8, no. 4, p.775 – 779, dec. 1972.
- [20] SCHIEBER, David. *Optimal dimensions of rectangular electromagnet for braking purposes*. IEEE Transactions on magnetics. vol. 11, no. 3, p.948 – 952, maio 1975.
- [21] WIEDERICK, H. D.; et. al. *Magnetic Braking: Simple Theory and Experiment*. American Journal of Physics. vol. 55, no. 6, p.500-503, Jun. 1987.
- [22] LEE, Kapjin; PARK, Kyihwan. *Eddy currents modeling with the consideration of the magnetic Reynolds number*. Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on vol.1, 12-16; p.678 – 683, Junho 2001.
- [23] LEE, Kapjin; PARK, Kyihwan. *Modeling of the eddy currents with the consideration of the induced magnetic flux*. in Proc. Int. Conf. Electrical Electronic Technology Singapore,. 19–22, p. 762-768, aug, 2001.
- [24] HEALD, Mark A. *Magnetic Braking: Improved Theory*. American Journal of Physics, vol. 56, n.6, p.521-522, jun. 1988.
- [25] SIMEU, E. *Application of NARMAX modelling to eddy current brake process*. Control Applications, Proceedings of the 4th IEEE Conference on 28-29, p.444 – 449, Set. 1995.
- [26] SIMEU, E.; GEORGES, D. *Modeling and control of an eddy current brake*. Control Engineering Practice, vol. 4, No. 1, pp.19-26, jan. 1996
- [27] LEE, Kapjin; PARK, Kyihwan. *Optimal robust control of a contactless brake system using an eddy current*. Mechatronics, v. 9, No. 6, p.615-631, set. 1999.
- [28] LEE, Kapjin; PARK, Kyihwan. *Modeling eddy currents with boundary conditions by using Coulomb's law and the method of images*; IEEE Trans. Magn., v. 38, p.1333-1340, feb. 2002.

- [29] KIM, Ha-Yong; LEE, Chong-Won. *Analysis of eddy-current loss for design of small active magnetic bearings with solid core and rotor*. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No. 5, p.3293 – 3301, sept. 2004.
- [30] RODGER, D.; LAI, H.C.; VONG, P.K. *Finite element models of eddy current brakes*. Computation in Electromagnetics, 2002. CEM 2002. The Fourth International Conference on (Ref. No. 2002/063) 8-11 p.3, abril 2002.
- [31] ANWAR, Sohel. *A parametric model of an eddy current electric machine for automotive braking applications*. IEEE Transactions on Control Systems Technology. Vol. 12, No. 3, p.422-427, maio 2004.
- [32] SALZMAN, P. J.; BURKE, John Robert; LEA, M. Susan. *The effect of electric field in classic introductory physics treatment of eddy current forces*. American Journal of Physics, vol.69, no.5. p. 586-590, maio 2001.
- [33] BASTOS, João Pedro Asumpção. *Eletromagnetismo e cálculo de campos*. 3.ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 1996. 452p.
- [34] PERRY, Michael P. *Eddy current damping due to a linear periodic array of magnetics poles*. IEEE Transactions on magnetics, vol. 20. no 1, p.149 – 155, jan. 1984.
- [35] FUJITA, Masafumi; et. al. *3-dimensional electromagnetic analysis and design of an eddy-current rail brake system*. IEEE Transactions on Magnetics. v. 34, No. 5, p.3548-3551, set. 1998.
- [36] HECQUET, M.; et. al. *A linear eddy current braking system defined by finite element method*. Magnetics, IEEE Transactions on. v. 35, No. 3, p.1841-1844, maio 1999.
- [37] HA, Kyung-Ho; et. al. *A study of the design for touch free linear eddy current brake*. IEEE Transactions on Magnetics. vol. 35, No. 5, p.4031-4033, set. 1999.
- [38] KIM, Cherl-Jin; et. al. *A study on the constant braking performance of eddy current braker with speed variation*. Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conference on. v. 1, 9-11, p.217-221, nov. 2003.
- [39] BARNES, L.; et. al. *An eddy current braking system* System Theory, 1993. Proceedings SSST 93, Twenty-Fifth Southeastern Symposium on 7-9, p.58 – 62, mar. 1993.
- [40] BARDI, I.; BIRO, O. *Calculation of the torque-RPM characteristics of power-meters*. IEEE Transactions on Magnetics. vol. 24, no.1, p.541 – 543, jan. 1988.
- [41] FURLANI, E.P.; *Formulas for the force and torque of axial couplings*. IEEE Transactions on Magnetics. vol. 29, no. 5, p. 2295 – 2301, set. 1993.
- [42] FURLANI, E. P. *A formula for the levitation force between magnetic disks*. IEEE Transactions on magnetics, vol. 29, no. 6, Part 2, p. 4165–4169, nov 1993.

- [43] CANOVA, A.; VUSINI, B. *Design of axial eddy-current couplers*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, n.3, p:725 – 733, maio - junho 2003.
- [44] IWANCIW, P.; ASHMAN, K. *Application of a high speed, high power eddy current coupling on a turbine test stand*. Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412) 11-13, p.222 – 226, Sep 1995.
- [45] WANG, P.J.; CHIUEH, S.J. *Analysis of eddy-current brakes for high speed railway*. IEEE Transactions on Magnetics. v. 34, No. 4, p.1237-1239, jul. 1998.
- [46] LESOBRE, A.; AHMEDL, A.H.B.; DRECQ, D. *An analytical dynamic model of eddy-current brakes*. Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. p.122 – 125, 2001.
- [47] JANG, Seok-Myeong; et. al. *Characteristic analysis of linear eddy-current brakes*. Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conference on Vol. 1, 9-11, p. 177 - 179 vol.1, nov. 2003.
- [48] RYOO, Hong-Je; et. al. *Design and analysis of an eddy current brake for a high-speed railway train with constant torque control*. Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE. vol. 1, 8-12, p.277 – 281, Oct. 2000.
- [49] BARAN, Werner. *Influence of different magnetic field profiles on eddy-current braking*. IEEE Transactions on magnetics, vol. 6, no. 2, p.260 – 263, jun 1970.
- [50] MARCUSO, M; et. al. *Magnetic drag in the quase-static limit: a computational method*. American Journal of Physics, vol. 59, n.12. p.1118-1123, dez.1991.
- [51] MARCUSO, M; et. al. *Magnetic drag in the quase-static limit: Experimental data and analysis*. American Journal of Physics, vol. 59, n.12. p.1123-1129, dez. 1991.
- [52] AGUIRREGABIRIA, J.M.; HERNÁNDEZ A.; RIVAS, M. *Magnetic braking revisited*. American Journal of Physics, vol.65, no.9. p. 851-856, set. 1997.
- [53] QUIAN, Ming; KACHROO, Pushkin. *Modeling and control of electromagnetic brakes for enhanced braking capabilities for automated highway systems*. Intelligent Transportation System, 1997. ITSC 97. IEEE Conference on 9-12, p.391-396, nov. 1997.
- [54] BIGEON, J.; SABONNADIÈRE, J.; COULOMB, J. *Finite element analysis of an electromagnetic brake*. IEEE Transactions on magnetics. vol. 19, no. 6, p. 2632 – 2634, nov 1983.
- [55] NEHL, T.W.; et. al. *Nonlinear two-dimensional finite element modeling of permanent magnet eddy current couplings and brakes*. IEEE Transactions on magnetics. vol. 30, no. 5, p. 3000 – 3003, Set. 1994.

- [56] EDWARDS, J.D.; et. al. *Permanent-magnet linear eddy-current brake with a non-magnetic reaction plate*. IEE Proc-Electr. Power Appl.. vol. 146, no. 6. November 1999.
- [57] COLLAN, H. K.; VINNURVA, J. *Rapid optimization of a magnetic induction brake*. Magnetics, IEEE Transactions on. v. 32, No. 4, pp.3040-3044, jul. 1996
- [58] LEQUESNE, Bruno; LIU, Buyun; NEHL, Thomas W. *Eddy-current machines with permanent magnetics and solid rotors*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33, n.5, Sept.-Oct. 1997 p.:1289 – 1294
- [59] ASSIS, André Koch Torres. *Eletrodinâmica de Weber*. Campinas: Editora da UNICAMP, 1995. 195p.
- [60] UM, Y.; et. al. *Characteristic of eddy current on the secondary of eddy current brake*. Electric Machines and Drives Conference Record, 1997, IEEE International 18-21. May 1997 p.:MC1/11.1 - MC1/11.3
- [61] CALARASU, D.; COTAE, C.; OLARU, R.. *Magnetic fluid brake*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 201, no.s 1-3, p.401-403, jul. 1999.
- [62] GERSEM, Herbert De; HAMEYER, Kay. *Simulation of motional eddy current phenomena in soft magnetic material*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, v. 226-230, part 2, p.1237-1238, maio 2001.
- [63] JANG, Seok-Myeong; LEE, Sung-Ho. *Comparison of three types of permanent magnet linear eddy-current brakes according to magnetization pattern*. IEEE Transactions on Magnetics.v. 39, No. 5, p.3004-3006, set. 2003
- [64] GONZÁLEZ, Manuel I. *Experiments with eddy currents: the eddy current brake*. European Journal of Physics, Vol. 25, Number 4, p. 463-468(6), july 2004.
- [65] BARBI, Ivo. *Teoria fundamental do motor de indução*. Florianópolis: Ed. da UFSC, ELETROBRÁS, 1985. 237p.
- [66] SOUTO, Olívio Carlos Nascimento. *Modelagem e análise do desempenho térmico de motores de indução sob condições não ideais de alimentação*. Tese de Doutorado. Uberlândia – MG. Universidade Federal de Uberlândia, 2001.
- [67] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY Jr., Charles; UMANS, Stephen D. *Máquinas elétricas*. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. 648p.
- [68] LUMYONG, Pichit; CHAT-UTHAI, Chaiwut; *Power minimization technique for induction motor load test*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International, vol. 2, 15-18. pp. 570 – 573. Agosto 2000.

- [69] WALLACE, A.; WOHLGEMUTH, C.; LAMB, K.; *A high efficiency, alignment and vibration tolerant, coupler using high energy-product permanent magnets*. Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412)11-13 p.232 – 236. Set. 1995.
- [70] PEREIRA, Adriano H., CUNHA, Henrique A.; PONTES, Ricardo S.T. *Freio Eletromagnético aplicado às máquinas elétricas de indução para ensaios em carga variável*. VII International Conference on Industrial (INDUSCON). Applications Power Electronics and Drives. Abril, 2006.

Apêndice A

A.1. TABELAS DE DADOS

a) Dados fornecidos pelo fabricante dos motores.

Tabela A.1

$P_{MEC}(\%)$	MIT ALTO RENDIMENTO				MIT PADRÃO			
	$\eta(\%)$	fp	s(%)	I(A)	$\eta(\%)$	fp	s(%)	I(A)
0	0,00	0,124	0,00	7,24	0,00	0,150	0,00	8,09
5	40,06	0,188	0,09	7,49	33,32	0,212	0,09	8,18
10	58,83	0,252	0,18	7,87	51,10	0,275	0,16	8,30
15	68,12	0,312	0,25	8,13	61,94	0,333	0,25	8,45
20	74,50	0,367	0,33	8,52	68,60	0,391	0,33	8,65
25	78,53	0,415	0,42	8,87	74,06	0,444	0,44	8,81
30	81,70	0,462	0,52	9,23	77,73	0,494	0,53	9,12
35	83,64	0,505	0,63	9,59	80,46	0,540	0,63	9,35
40	85,27	0,543	0,72	10,00	82,55	0,583	0,73	9,64
45	86,61	0,578	0,83	10,35	84,11	0,621	0,83	9,97
50	87,66	0,613	0,93	10,77	85,43	0,656	0,94	10,32
55	88,41	0,641	1,05	11,18	86,42	0,688	1,05	10,72
60	89,10	0,670	1,16	11,61	87,13	0,715	1,16	11,14
65	89,70	0,695	1,28	12,04	87,73	0,739	1,29	11,60
70	90,00	0,720	1,41	12,51	88,17	0,760	1,41	12,04
75	90,30	0,738	1,53	12,92	88,41	0,776	1,53	12,57
80	90,50	0,760	1,64	13,40	88,65	0,793	1,65	13,11
85	90,65	0,775	1,78	13,84	88,78	0,804	1,79	13,68
90	90,83	0,791	1,92	14,35	88,84	0,814	1,93	14,26
95	90,90	0,807	2,04	14,80	88,83	0,821	2,05	14,87
100	91,00	0,820	2,20	15,30	89,00	0,828	2,19	15,53
105	90,89	0,833	2,33	15,78	88,67	0,832	2,34	16,21
110	90,80	0,844	2,48	16,28	88,57	0,835	2,48	16,89
115	90,78	0,853	2,63	16,83	88,43	0,836	2,63	17,63
120	90,72	0,863	2,77	17,34	88,25	0,837	2,77	18,39
125	90,61	0,871	2,94	17,92	88,05	0,837	2,94	19,18

Sendo:

P_{MEC} – Potência mecânica;

η – Rendimento;

fp – Fator de potência;

s – Escorregamento;

I – Corrente de linha.

b) Dados calculados pelo modelo ABC.

Tabela A.2

$P_{MEC}(\%)$	MIT ALTO RENDIMENTO				MIT PADRÃO			
	$\eta(\%)$	f_p	$s(\%)$	$I(A)$	$\eta(\%)$	f_p	$s(\%)$	$I(A)$
0	0,0	0,066	0,05	6,98	0,00	0,089	0,08	7,09
5	55,5	0,150	0,14	7,03	47,60	0,172	0,18	7,16
10	71,1	0,231	0,24	7,14	64,00	0,251	0,28	7,28
15	78,5	0,307	0,34	7,3	72,70	0,324	0,39	7,45
20	82,8	0,376	0,44	7,51	77,90	0,391	0,49	7,66
25	85,6	0,439	0,54	7,77	81,50	0,452	0,60	7,92
30	87,0	0,498	0,64	8,07	83,10	0,510	0,71	8,25
35	88,1	0,550	0,74	8,41	85,00	0,558	0,81	8,59
40	89,1	0,595	0,84	8,79	85,80	0,603	0,92	9,00
45	89,4	0,636	0,95	9,21	86,60	0,642	1,03	9,41
50	90,2	0,669	1,05	9,64	86,80	0,678	1,14	9,86
55	90,5	0,698	1,16	10,1	87,90	0,703	1,26	10,32
60	90,8	0,734	1,26	10,59	88,20	0,728	1,37	10,82
65	90,9	0,746	1,37	11,09	88,60	0,749	1,48	11,32
70	91,1	0,765	1,48	11,62	88,80	0,768	1,60	11,86
75	91,2	0,782	1,59	12,16	89,00	0,784	1,72	11,41
80	91,2	0,796	1,70	12,72	89,20	0,797	1,83	12,97
85	91,0	0,810	1,81	13,29	89,40	0,806	1,96	13,57
90	91,1	0,820	1,92	13,87	89,10	0,819	2,08	14,19
95	90,9	0,831	2,04	14,47	89,10	0,830	2,20	14,75
100	91,0	0,838	2,15	15,07	88,90	0,839	2,33	15,38
105	90,8	0,846	2,27	15,69	88,80	0,846	2,46	16,01
110	90,7	0,852	2,39	16,32	88,70	0,852	2,58	16,64
115	90,6	0,857	2,51	16,96	88,40	0,858	2,72	17,31
120	90,3	0,863	2,63	17,61	88,30	0,863	2,85	17,97
125	90,2	0,866	2,76	18,28	88,10	0,867	2,98	18,65

c) Dados calculados pelo modelo do circuito equivalente (CE) monofásico.

Tabela A.3

$P_{MEC}(\%)$	MIT ALTO RENDIMENTO				MIT PADRÃO			
	$\eta(\%)$	fp	s(%)	I(A)	$\eta(\%)$	fp	s(%)	I(A)
0	0,00	0,07	0,02	7,27	0,00	0,11	0,02	7,08
5	50,95	0,15	0,11	7,32	41,90	0,19	0,12	7,15
10	67,29	0,23	0,21	7,42	58,84	0,26	0,22	7,27
15	75,23	0,30	0,30	7,57	67,91	0,34	0,32	7,45
20	79,87	0,37	0,40	7,77	73,50	0,40	0,43	7,67
25	82,86	0,43	0,50	8,02	77,24	0,46	0,53	7,94
30	84,91	0,48	0,60	8,30	79,89	0,52	0,64	8,25
35	86,38	0,53	0,70	8,63	81,83	0,56	0,74	8,59
40	87,45	0,58	0,80	8,99	83,30	0,61	0,85	8,97
45	88,26	0,62	0,90	9,38	84,42	0,64	0,96	9,39
50	88,87	0,65	1,00	9,80	85,28	0,68	1,07	9,83
55	89,33	0,68	1,11	10,25	85,96	0,70	1,18	10,29
60	89,67	0,71	1,21	10,72	86,48	0,73	1,30	10,78
65	89,92	0,73	1,32	11,21	86,89	0,75	1,41	11,30
70	90,10	0,75	1,43	11,73	87,20	0,77	1,53	11,83
75	90,21	0,77	1,54	12,26	87,43	0,79	1,65	12,38
80	90,28	0,78	1,65	12,81	87,59	0,80	1,77	12,95
85	90,31	0,80	1,76	13,38	87,70	0,81	1,89	13,53
90	90,30	0,81	1,87	13,96	87,76	0,82	2,01	14,13
95	90,25	0,82	1,99	14,55	87,77	0,83	2,14	14,75
100	90,18	0,83	2,11	15,16	87,75	0,84	2,27	15,37
105	90,09	0,84	2,23	15,79	87,70	0,85	2,40	16,02
110	89,97	0,84	2,35	16,42	87,61	0,85	2,53	16,67
115	89,83	0,85	2,47	17,07	87,50	0,86	2,67	17,34
120	89,68	0,86	2,60	17,73	87,36	0,86	2,81	18,03
125	89,51	0,86	2,72	18,41	87,21	0,87	2,95	18,73

A.2. CÓDIGO FONTE PARA INTERPOLAÇÃO DOS DADOS.

```

function [T,RPM,pot_eletrica,IN,FP,Rend,pmec] = curvas(ibob,mit,grafico)
% Dados de entrada: curvas(corrente no freio, motor, metodo, grafico)
% Forma:
% [T,RPM,pot_eletrica,IN,FP,Rend, pmec] = curvas(ibob,mit,grafico)
% grafico: 0(nenhum), 1(todos juntos), 2(separados)
%
k=10*746; clc;
disp('Entrada: (Ibob, motor, 0)');
[freio nome] = xlsread('freio.xls');
IBOB = freio(:,1); % corrente aplicada ao freio.
if mit==1;
disp('motor: << ALTO RENDIMENTO - dados do fabricante >>');
[mit nome] = xlsread('ARWEG.xls');%WEG
PAT = 1000*freio(:,3); % potencia ativa desenvolvida pelo mit.
End

if mit==2;
disp('motor: << PADRAO - dados do fabricante>>');
[mit nome] = xlsread('STWEG.xls'); %WEG
PAT = 1000*freio(:,2); % potencia ativa desenvolvida pelo mit.
End

if mit==3;
disp('motor: << ALTO RENDIMENTO - dados do modelo Circuito Equivalente >>');
[mit nome] = xlsread('ARCE.xls'); %CE
PAT = 1000*freio(:,3); % potencia ativa desenvolvida pelo mit.
End

if mit==4;
disp('motor: << PADRAO - dados do modelo Circuito Equivalente >>');
[mit nome] = xlsread('STCE.xls'); %CE
PAT = 1000*freio(:,2); % potencia ativa desenvolvida pelo mit.
End

if mit==5;
disp('motor: << ALTO RENDIMENTO - dados do modelo ABC >>');
[mit nome] = xlsread('ARABC.xls'); %CE
PAT = 1000*freio(:,3); % potencia ativa desenvolvida pelo mit.
End

if mit==6;
disp('motor: << PADRAO - dados do modelo ABC >>');
[mit nome] = xlsread('STABC.xls'); %CE
PAT = 1000*freio(:,2); % potencia ativa desenvolvida pelo mit.
end

%vetores
pot_mec = (k/100)*mit(:,1); %em W
rend = (1/100)*mit(:,2); %em pu
fp = mit(:,3);
s = (1/100)*mit(:,4); %em pu
In = mit(:,5); %em A
P_ELETRICA = pot_mec./rend;

%Calculos
pot_eletrica = interp1(IBOB, PAT, ibob, 'spline');
pmec = interp1(P_ELETRICA, pot_mec, pot_eletrica, 'spline');
Rendimento = interp1(P_ELETRICA, rend, pot_eletrica, 'spline');
FP = interp1(P_ELETRICA, fp, pot_eletrica, 'spline');
S = interp1(P_ELETRICA, s, pot_eletrica, 'spline');
IN = interp1(P_ELETRICA, In, pot_eletrica, 'spline');
%%Ibob = interp1(PAT, IBOB, pot_eletrica, 'spline');
w = (pi/30)*1800*(1 - S);

```

```

T          = pmec./w;
RPM        = w*30/pi;
if grafico==1;
subplot(2,2,1); plot(pot_mec/1000, rend*100,'k-',
pmec/1000,Rendimento*100,'ro' );
title(' (a) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)'); ylabel('Rendimento (%)');

subplot(2,2,2); plot(pot_mec/1000, fp, 'k-', pmec/1000, FP, 'ro');
title(' (b) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');ylabel('Fator de Potencia');

subplot(2,2,3); plot(pot_mec/1000, 100*s, 'k-', pmec/1000, S*100, 'ro');
title(' (c) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');ylabel('Escorregamento (%)');

subplot(2,2,4); plot(pot_mec/1000, In, 'k-', pmec/1000, IN, 'ro');
title(' (d) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');ylabel('Corrente (A)');

disp('% pmec/pnom:'); 100*pmec/k
end
if grafico==2;
close all;
figure(1);
plot(pot_mec/1000, rend*100, 'k-', pmec/1000, Rendimento*100, 'ro' );
title(' (a) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');
ylabel('Rendimento (%)');

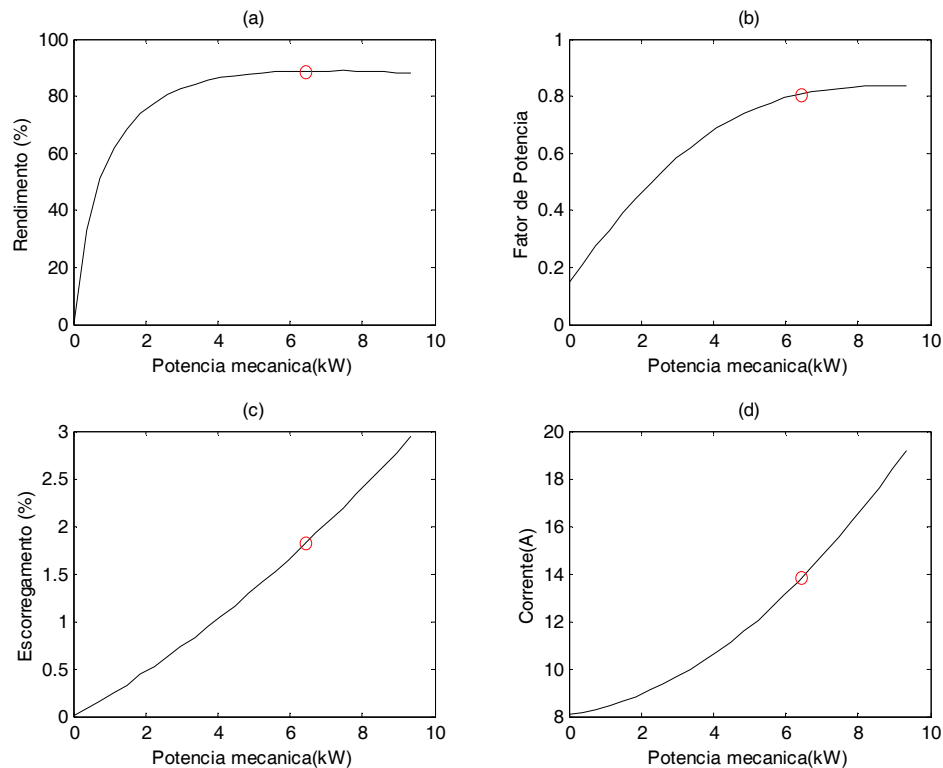
figure(2);
plot(pot_mec/1000, fp, 'k-',pmec/1000, FP, 'ro');
title(' (b) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');
ylabel('Fator de Potencia');

figure(3);
plot(pot_mec/1000, 100*s, 'k-', pmec/1000, S*100, 'ro');
title(' (c) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');
ylabel('Escorregamento (%)');

figure(4);
plot(pot_mec/1000, In, 'k-', pmec/1000, IN, 'ro');
title(' (d) '); xlabel('Potencia mecanica (kW)');
ylabel('Corrente (A)');

disp('% pmec/pnom:'); 100*pmec/k
end
%
```

A.3. REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS DADOS INTERPOLADOS



A.4. CÓDIGO FONTE MODELO ABC

a) rotina *mitabc*.

```
function [POT_ATIVA, IA_rms, FPx, RPM, TMOT, REND, pmecx]=mit_abc(mit,carga,
graficos)
% Modelo do motor de inducao ABC.
% entrada >>mit_abc(motor, conjugado_de_carga, graficos)
% motor: 1(AR) ou 2(ST).
% graficos: 1(mostrar)%
% dados de saida [PMEC, POT_ATIVA,IA_rms,FPx,RPM,TMOT,REND]=mit_abc(mit,carga,
graficos)
close all;
global B rs rr P To x Vfn J f Mer L11 L22
Vnom=220*sqrt(3); f=60;
%Dados do freio:
Jc=0 * 0.91; Bc = 200/((1800*pi/30)^2); Tc=carga; tx=3; %tx<5
if mit==1;
disp('Acionando MIT Alto Rendimento ...');
P=4; rs=1.653; rr=1.013; xe=3.323; xr=3.493; xm=91.29;
Jm=0.054; % (kg.m^2)
Bm=251/((1800*pi/30)^2); % (Nm.s/rad)
end
if mit==2;
disp('Acionando MIT Standard W21 ...');
P=4; rs=1.89; rr=1.06; xe=3.58; xr=3.44; xm=89.6;
Jm=0.0465; % (kg.m^2)
Bm=371/((1800*pi/30)^2); % (Nm.s)
end
yo=[0 0 0 0 0 0 0];
Vfn=Vnom;
```

```

Le = (1.5*xe +xm)/(3*pi*f);
Lr = (1.5*xr +xm)/(3*pi*f);
Me = -0.5*(Le - (xe/(2*pi*f)));
Mr = -0.5*(Lr - (xr/(2*pi*f)));
Mer = xm / (3*pi*f);
L11 = Le - Me;
L22 = Lr - Mr;
ts=[0 tx 2*tx]; %[s]
%partida
x=1;
To = 0; %carga mecanica.
B=Bm+Bc;
J=Jm+Jc;
[t1,y1] = ode45('fmit',ts(1:2),yo);
Linhas=size(t1);
yo=y1(Linhas(1),1:end);
%em regime
x = 0 ; To= Tc; %carga mecanica.
B= Bm+Bc;
J= Jm+Jc;
[t2,y2] = ode45('fmit',ts(2:3),yo);
Linhas=size(t2);
yo=y2(Linhas(1),1:end);
t=[t1;t2]; y=[y1;y2];
Ia = y(:,1); Ib = y(:,2); Ic = y(:,3); IA = y(:,4);
IB = y(:,5); IC = y(:,6); Vel = y(:,7);Teta = y(:,8);
Va=Vfn*sqrt(2)*(sin(2*pi*f*t));
Vb=Vfn*sqrt(2)*(sin(2*pi*f*t - 2*pi/3));
Vc=Vfn*sqrt(2)*(sin(2*pi*f*t + 2*pi/3));
k1 = (P/2)*sin((P/2).*Teta);
k2 = (P/2)*sin((P/2).*Teta + (2*pi/3));
k3 = (P/2)*sin((P/2).*Teta - (2*pi/3));
Ma = -Mer*(k1 .* IA) + (k2 .* IB) + (k3 .* IC));
Mb = -Mer*(k1 .* IB) + (k2 .* IC) + (k3 .* IA));
Mc = -Mer*(k1 .* IC) + (k2 .* IA) + (k3 .* IB));
Tmotor = Ma.*Ia + Mb.*Ib + Mc.*Ic;

%GRAFICOS =====.
if graficos==1;
figure(1);
plot(t,Tmotor); grid;
xlabel('tempo(s)'); ylabel('Conjugado (N.m)'); title('Conjugado');
figure(2);
plot(t,Ia); grid; xlabel('tempo (s)'); ylabel('corrente (A)');
title('Correntes no estator Ia,Ib,Ic');
figure(3);
plot(t, (30/pi).*Vel); grid;
xlabel('tempo (s)'); ylabel('velocidade de rotaçao (rpm)');
title('Rotaçao');
figure(4);
plot((30/pi).*Vel, Tmotor); grid;
xlabel('Velocidade (rpm)'); ylabel('Conjugado (N.m)');
title('TxVel');
end
%===== medidas apos a estabilidade.
limB = numel(t)-1;
limA = round(0.7*limB);
TEMPO = t(limA: limB);
deltap = limB - limA;
IAL = Ia(limA:limB)*sqrt(3);
VAL = Va(limA:limB);
TEMPO = t(limA:limB);
POT_ATIVA = sqrt(3)*( sum(VAL.*IAL)/deltap );
IA_rms= sqrt( sum(IAL.*IAL)/deltap );
POT_TOTx = sqrt(3)*380*IA_rms;
RPM = sum ((30/pi).*Vel(limA:limB))/deltap;
TMOT = (sum(Tmotor(limA:limB))/deltap) - (Bm*RPM*pi/30);
PMEC = TMOT*RPM*(pi/30);

```

```

REND = 100*PMEC/POT_ATIVA;
FPx = POT_ATIVA/POT_TOTx;
pmeCx = 100*PMEC/(10*746);

%conjunto de saida;
%[PMEC POT_ATIVA, IA_rms, FPx, RPM TMOT, REND , pmeCx];
format bank;

```

b) Rotina para geração da base de dados do programa *mitabc*.

```

function [a] = rodaabc(motor);
% roda ABC - adriano
% programa para salvar as iteracoes realizadas pelo
% modelo ABC, com variacao em 5% da carga nominal. 0% ate 150%
%[POT_ATIVA,IA_rms,FPx,RPM,TMOT,REND,PMEC] = mit_abc(motor,carga, 0)
%
disp('Simulação em andamento ...');linha = 0;
if motor==1;
disp('Modelo ABC para o MOTOR ALTO RENDIMENTO: ... salvando em verde.txt');
FID = fopen ('VERDE.txt' , 'w+');
fprintf(FID,'POT_ATIVA, IA_rms, FPx, RPM, TMOT, REND, PMEC' );
end
if motor==2;
disp('Modelo ABC para o MOTOR PADRAO : ... salvando arquivo em azul.txt');
FID = fopen ('AZUL.txt' , 'w+');
fprintf(FID,'POT_ATIVA, IA_rms, FPx, RPM, TMOT, REND,PMEC' );
end
for CARGA = 0:5:125;
linha = linha +1;
disp(linha);
carga = 41*CARGA/100;
[POT_ATIVA,IA_rms,FPx,RPM,TMOT,REND,PMEC]=mit_abc(motor,carga,0);
fprintf(FID, 'considerando o atrito do disco. ');
fprintf(FID,'%6.2f %6.2f %6.3f %6.1f %6.1f %6.1f %6.1f \n\r', [POT_ATIVA,
IA_rms, FPx, RPM, TMOT, REND, PMEC] );
end
fclose(FID);

```

A.5. PLANILHA DO MODELO CIRCUITO EQUIVALENTE

Planilha no *Mathcad* 2001.

Motor de Indução - modelo do circuito equivalente monofásico

Tensão de linha	Frequencia da rede	Pares de Polos	Potencia nominal
$U_n := 380$	$f_n := 60$	$p := 2$	$P_{nom} := 10.746$

	Motor Standard	Motor Alto Rendimento
Escorregamento nom.	$s_{nom} := 2.22\%$	$s_{nom} := 2.22\%$
Rendimento nom.	$\eta_{nom} := 89\%$	$\eta_{nom} := 91\%$
Fator de Potencia nominal	$fp_{nom} := 0.83$	$fp_{nom} := 0.82$
Corrente Nominal:	$I_{s_{nom}} := 15.40$	$I_{s_{nom}} := 15.30$
Corrente em vazio	$I_0 := 8.11$	$I_0 := 7.24$
Perdas Rotacionais	$P_{rot_nom} := 70$	$P_{rot_nom} := 70$
Resistência do estator	$R_s := 1.89$	$R_s := 1.653$
Resistencia do Rotor	$R_r := 1.07$	$R_r := 1.013$
Reatancia do Rotor Bl.	$X_r := 3.44$	$X_r := 3.493$
Reatancia do estator	$X_s := 3.58$	$X_s := 3.323$
Reatancia de magnetizacao	$X_m := 89.6$	$X_m := 91.29 - 4$
Resist.do Fe Estator	$R_{s_{fe}} := 765.901$	$P_{fe} := 200$
Resist.do Fe Rotor	$R_{r_{fe}} := 601.158$	
Perdas no Ferro	$P_{fe} := 350$	

Resistencia representativa das perdas no núcleo

$n_{fab} := n_{ST}$	$fp_{fab} := fp_{ST}$	$s_{fab} := s_{ST}$	$I_{fab} := I_{ST}$
---------------------	-----------------------	---------------------	---------------------

1. Equações Fundamentais

Vetor escorregamento $s := 0.0001, 0.0002, 0.99999$

Velocidade de rotação $\omega_s(f, s) := \frac{2\pi \cdot f}{p} \cdot (1 - s)$

Velocidade nominal (rad/s)	$\omega_{\text{nom}} := \omega_s(f_n, s_{\text{nom}}) = (184.311)$
Velocidade nominal (rpm)	$\omega_{\text{nom}} \cdot \frac{30}{\pi} = 1760$
Conjugado nominal	$C_{\text{nom}} := \frac{P_{\text{nom}}}{\omega_{\text{nom}}} = (40.5)$
Impedancia do estator	$Z_s(f) := R_s + X_s \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right) \cdot i$
Impedancia do rotor	$Z_r(f, s) := \frac{R_r}{s} + X_r \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right) \cdot i$
Impedância de magnetização equivalente	$Z_m(f, s, R_{fe}) := \frac{R_{fe} \cdot \left[X_m \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right) \cdot i \right]}{R_{fe} + X_m \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right) \cdot i}$
Impedância equivalente do motor	$Z_{eq}(f, s, R_{fe}) := Z_s(f) + \frac{Z_m(f, s, R_{fe}) Z_r(f, s)}{Z_m(f, s, R_{fe}) + Z_r(f, s)}$
Corrente no Estator	$I_s(f, s, R_{fe}) := \frac{U_n}{(Z_{eq}(f, s, R_{fe}))} \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right)$
Fator de Potência	$fp(f, s, R_{fe}) := \frac{\text{Re}(Z_{eq}(f, s, R_{fe}))}{ Z_{eq}(f, s, R_{fe}) }$
Pot. Ativa Tot.	$PA(f, s, R_{fe}) := 3 \cdot U_n \cdot \frac{f}{f_n} \cdot I_s(f, s, R_{fe}) \cdot fp(f, s, R_{fe})$
Tensão Eletromotriz no rotor:	$E_m(f, s, R_{fe}) := U_n \cdot \frac{f}{f_n} - Z_s(f) \cdot I_s(f, s, R_{fe})$
Corrente no Rotor	$I_r(f, s, R_{fe}) := \frac{E_m(f, s, R_{fe})}{Z_r(f, s)}$
Potencia Reativa Tot.	$PR(f, s, R_{fe}) := PA(f, s, R_{fe}) \cdot \tan(\text{acos}(fp(f, s, R_{fe})))$

Velocidade nominal (rad/s)	$\omega_{\text{nom}} := \omega_s(\hat{f}_n, s_{\text{nom}}) = (184.311)$
Velocidade nominal (rpm)	$\omega_{\text{nom}} \cdot \frac{30}{\pi} = 1760$
Conjugado nominal	$C_{\text{nom}} := \frac{P_{\text{nom}}}{\omega_{\text{nom}}} = (40.5)$
Impedancia do estator	$Z_s(f) := R_s + X_s \cdot \left(\frac{f}{\hat{f}_n} \right) \cdot i$
Impedancia do rotor	$Z_r(f, s) := \frac{R_r}{s} + X_r \cdot \left(\frac{f}{\hat{f}_n} \right) \cdot i$
Impedância de magnetização equivalente	$Z_m(f, s, R_{fe}) := \frac{R_{fe} \cdot \left[X_m \cdot \left(\frac{f}{\hat{f}_n} \right) \cdot i \right]}{R_{fe} + X_m \cdot \left(\frac{f}{\hat{f}_n} \right) \cdot i}$
Impedância equivalente do motor	$Z_{eq}(f, s, R_{fe}) := Z_s(f) + \frac{Z_m(f, s, R_{fe}) Z_r(f, s)}{Z_m(f, s, R_{fe}) + Z_r(f, s)}$
Corrente no Estator	$I_s(f, s, R_{fe}) := \frac{U_n}{(Z_{eq}(f, s, R_{fe}))} \cdot \left(\frac{f}{\hat{f}_n} \right)$
Fator de Potência	$fp(f, s, R_{fe}) := \frac{\text{Re}(Z_{eq}(f, s, R_{fe}))}{ Z_{eq}(f, s, R_{fe}) }$
Pot. Ativa Tot.	$PA(f, s, R_{fe}) := 3 \cdot U_n \cdot \frac{f}{\hat{f}_n} \cdot I_s(f, s, R_{fe}) \cdot fp(f, s, R_{fe})$
Tensão Eletromotriz no rotor:	$E_m(f, s, R_{fe}) := U_n \cdot \frac{f}{\hat{f}_n} - Z_s(f) \cdot I_s(f, s, R_{fe})$
Corrente no Rotor	$I_r(f, s, R_{fe}) := \frac{E_m(f, s, R_{fe})}{Z_r(f, s)}$
Potencia Reativa Tot.	$PR(f, s, R_{fe}) := PA(f, s, R_{fe}) \cdot \tan(\text{acos}(fp(f, s, R_{fe})))$

2. Potência Total Dissipada - (Perdas)

Perdas por efeito Joule no Estator(3 fases):	$P_{js}(f, s, R_{fe}) := 3 \cdot R_s \cdot (I_s(f, s, R_{fe}))^2$
Perdas por efeito Joule no Rotor:	$P_{jr}(f, s, R_{fe}) := 3 \cdot R_r \cdot (I_r(f, s, R_{fe}))^2$
Perdas no Núcleo:	$P_{fe} = 350$

Perdas Rotacionais em função da velocidade: $P_{rot}(f, s) := P_{rot_nom}$

Perda Total: $P_{td}(f, s, Rfe) := P_{jr}(f, s, Rfe) + P_{js}(f, s, Rfe) + P_{fe} + P_{rot}(f, s)$

3. Potencia, Rendimento e Conjugado

Potencia eletrica disponivel $P_e(f, s, Rfe) := 3Rr(|I_r(f, s, Rfe)|)^2 \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right)$

Potência util no eixo do motor $P_{eixo}(f, s, Rfe) := P_e(f, s, Rfe) - P_{rot}(f, s)$

Rendimento: $\eta_{mot}(f, s, Rfe) := 1 - \frac{P_{td}(f, s, Rfe)}{PA(f, s, Rfe)}$

Conjugado interno ou eletromagnético $C_e(f, s, Rfe) := \frac{3 \cdot Rr(|I_r(f, s, Rfe)|)^2}{s \cdot \omega_s(f, s)}$

Conjugado Mecânico: $C_m(f, s, Rfe) := \frac{P_{eixo}(f, s, Rfe)}{\omega_s(f, s)}$

RESULTADOS para o VETOR

Potencia Mecanica $P(s, Rfe) := \frac{P_{eixo}(fn, s, Rfe) \cdot 100}{P_{nom}}$ em %

1º. Busca o escorregamento em funcao da potencia mecanica:

$s := 0.001$ $Rfe := 1000$

Given

$P(s, Rfe) = 100$ $\frac{3(|E_m(fn, s, Rfe)|)^2}{Rfe} = P_{fe}$

$x1 := \text{Find}(s, Rfe)$ $s := x1_0$ $Rfe := x1_1$ $100s = 2.109$ $Rfe = 1.061 \times 10^3$

Fator de Potência $fp := fp(fn, s, Rfe)$

Rendimento $n := \eta_{mot}(fn, s, Rfe)$

Corrente $I := \sqrt{3} \cdot |I_s(fn, s, Rfe)|$

$\text{Result}(s) := (P(s, Rfe) \ n \cdot 100 \ fp \ 100s \ I)$ dados para os arquivos ARCE e STCE

3º. Resultados da interacao: $\text{Result}(s) = (100 \ 88.46 \ 0.83 \ 2.11 \ 15.38)$

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)