



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

André Wild Silva Ramalho

**Estudo comparativo sobre desempenho e
operação entre uma máquina de indução
trifásica e uma máquina de indução bifásica
com mesmas características construtivas**

Campina Grande, Paraíba

Março de 2018

André Wild Silva Ramalho

**Estudo comparativo sobre desempenho e operação entre
uma máquina de indução trifásica e uma máquina de
indução bifásica com mesmas características construtivas**

*Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Coordenação do Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Fede-
ral de Campina Grande, Campus Campina
Grande, como parte dos requisitos necessá-
rios para a obtenção do grau de Bacharel em
Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Máquinas Elétricas

Orientador: Montiê Alves Vitorino

Campina Grande, Paraíba

Março de 2018

André Wild Silva Ramalho

Estudo comparativo sobre desempenho e operação entre uma máquina de indução trifásica e uma máquina de indução bifásica com mesmas características construtivas/ André Wild Silva Ramalho. – Campina Grande, Paraíba, Março de 2018-

93 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Montiê Alves Vitorino

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Campina Grande – UFCG, Março de 2018.

André Wild Silva Ramalho

**Estudo comparativo sobre desempenho e operação entre
uma máquina de indução trifásica e uma máquina de
indução bifásica com mesmas características construtivas**

*Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Coordenação do Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Fede-
ral de Campina Grande, Campus Campina
Grande, como parte dos requisitos necessá-
rios para a obtenção do grau de Bacharel em
Engenharia Elétrica.*

Aprovado em ____ / ____ / ____

Edgar Roosevelt Braga Filho
Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Montiê Alves Vitorino
Universidade Federal de Campina Grande
Orientador

Campina Grande, Paraíba
Março de 2018

Dedico este trabalho a Deus:
"Entregue o seu caminho ao Senhor
confie nele, e ele agirá"
(Salmos 37:5)

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por tudo: Senhor, és a minha base, minha rocha, minha salvação, toda minha adoração é Tua.

Agradeço a Laíse, minha noiva, que esteve comigo em todos momentos difíceis nesta etapa de minha vida, sendo amiga, companheira.

Agradeço a todos meus familiares em especial ao meu avô Antônio Quirino(In memoria), a minha mãe Rosemary, ao meu pai Francisco Uild, a minha avó Zuleica, ao meu tio Romero e a minha irmã Rafaela. Agradeço também a minha sogra que me apoiou e me incentivou em momentos importantes durante a graduação.

Agradeço ao professor Montiê Alves Vitorino por ser o primeiro professor a me incentivar e me apoiar em realizar pesquisas científicas. Pelo empenho dedicado à elaboração deste trabalho, disponibilizando ferramentas, realizando contatos e não medindo esforços, além de todo conhecimento transmitido. É uma honra trabalhar com um pesquisador que apesar de uma carreira iniciada há poucos anos, já é um *Senior Member IEEE* e possui inúmeras contribuições científicas realizadas a sociedade.

Agradeço ao professor Edgar Roosevelt Braga Filho, pela oportunidade de trabalhar com o sr. nesta pesquisa, pude estar ao lado de umas das maiores autoridades em máquinas elétricas do mundo. Foi uma experiência extraordinária, e que despertou mais ainda minha paixão pela ciência, além de aumentar a admiração quanto ao ser humano que és: justo, irrepreensível e ético.

Agradeço ao professor Tchaikovsky, por ter o privilégio de contar com apoio deste grande e honrado profissional. És, além de tudo, um amigo. Agradeço pela sempre simpática e eficiente Adail, que sempre me atendeu de forma excelente.

Agradeço ao professor Leimar por sempre estar disposto em ajudar, e passar conhecimentos preciosos na elaboração de trabalhos científicos, demonstrando um senso apurado e raro de educador.

Meus agradecimentos aos funcionários do *NERG*, em especial Cândido e Adalberto. Foram realizados diversas atividades para que bancadas fossem montadas, todas realizadas com singular exatidão.

Também agradeço aos técnicos do LEIAM, que me auxiliaram durante todo o trabalho.

Agradeço aos amigos de curso: Aleff, Andson, Arthur Francisco, Djalma, Érico, João Vitor, João Paulo, Louelson, Marcos e Victor. Ao meu amigo distante Isaac Leal

também meus agradecimentos.

"Não te espantes diante deles, porque o Senhor, teu Deus, está no meio de ti, Deus grande e temível."

(Deuteronômio 7:21)

Resumo

Neste trabalho é investigado dois motores de indução com mesmas características construtivas um bifásico e outro trifásico. O motor bifásico, originalmente trifásico, foi rebobinado de tal maneira a se tornar um motor de duas fases defasadas de noventa graus elétricos do tipo *open-end winding* simétrico. É realizado uma comparação entre os dois motores sob aspectos de engenharia em termos de desempenho e operação. No capítulo dois é apresentado as ondas girantes de FMM das máquinas e por fim as compara. No capítulo três é desenvolvido um modelo dinâmico para a máquina de indução bifásica simétrica *open-end winding*, bem como uma revisão bibliográfica do modelo dinâmico da máquina de indução trifásica simétrica. É demonstrado no capítulo quatro o circuito equivalente para as máquinas, bem como descrito os testes de *rotor bloqueado* e *a vazio*. A bancada para ensaio em carga bem como os tipos de fontes de alimentação utilizadas para os motores são abordadas no capítulo cinco. No capítulo seis é apresentado os dados experimentais e as simulações, como ferramenta de comparação para qualificar os motores quanto ao regime transitório e regime permanente.

Palavras-chave: motor; bifásico; trifásico.

Abstract

This paper investigates the two-phase and three-phase induction motors with the same structural characteristics. The two-phase motor was originally a three-phase induction motor and was rewound. The paper also presents a comparison of the two motors about engineering aspects in terms of performance and operation. In chapter two the machines' FMM are presented and compared. In chapter three a dynamic model for the open-end winding symmetrical two-phase induction machine is developed, as well as a bibliographic review of the dynamic model of the three-phase symmetrical induction machine. The equivalent circuit for the machines is described in chapter four. The tests in laboratory will represent real industrial mechanical loads and will be discussed in chapter five. In chapter six experimental data and simulations are presented as a comparison tool to qualify the machines for the transient regime and permanent regime.

Keywords: motor; two-phase; three-phase.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Exemplo de classificação de motores elétricos	20
Figura 2 – Conversor estático <i>Indirect Matrix Converter</i>	21
Figura 3 – Decomposição fasorial de \mathcal{F}_1	24
Figura 4 – Representação do estator de uma máquina bifásica simétrica de passo pleno, em quadratura no espaço e os correspondentes eixos magnéticos das fases	26
Figura 5 – Representação do estator de uma máquina trifásica simétrica de passo pleno e os correspondentes eixos magnéticos das fases	29
Figura 6 – Estator de uma máquina CA trifásica com os enrolamentos de fase aproximados a partir da teoria de circuitos elétricos	31
Figura 7 – Representação esquemática de um motor de indução bifásico simétrico. Cada fase com o próprio eixo magnético, e circuito elétrico equivalente	32
Figura 8 – Representação esquemática de um motor de indução trifásico simétrico. Cada fase com o próprio eixo magnético, e circuito elétrico equivalente	36
Figura 9 – Circuito equivalente da máquina de indução bifásica: (a) Circuito equivalente para o sistema de sequência positiva; (b) Circuito equivalente para o sistema de sequência negativa; (c) Ilustração do conceito de separar o campo em dois: Rotor Forward e Rotor Backward e os respectivos torques	45
Figura 10 – Decomposição de um sistema em componentes simétricas: (a) V_α e V_β com as respectivas componentes de sequência positiva e negativa; (b) Sistema de sequência positiva equilibrado e em quadratura; (c) Sistema de sequência negativa equilibrado e em quadratura	46
Figura 11 – Circuito elétrico equivalente de máquinas polifásicas de indução	48
Figura 12 – Montagem do <i>Ensaio a Vazio</i> para o motor bifásico	51
Figura 13 – Montagem do <i>Ensaio a Vazio</i> para o motor trifásico	51
Figura 14 – Circuito equivalente para o teste de <i>Ensaio a Vazio</i>	52
Figura 15 – Montagem do <i>Ensaio com Rotor Bloqueado</i> para o motor bifásico	53
Figura 16 – Montagem do <i>Ensaio com Rotor Bloqueado</i> para o motor trifásico	53
Figura 17 – Circuito equivalente para o <i>Ensaio com Rotor Bloqueado</i>	54
Figura 18 – Curva característica do <i>Ensaio a Vazio</i> pelas técnicas de: (a) Interpolação; (b) Linearização	56
Figura 19 – Diagrama multifilar de montagem e acionamento do freio eletromagnético	58
Figura 20 – Bancada para ensaio em carga a partir de freio eletromagnético	59
Figura 21 – Vista superior: Bancada para ensaio em carga a partir de freio eletromagnético	60

Figura 22 – Fonte de alimentação: (a) Variac trifásico; (b) Bancada para teste de conversores estáticos	61
Figura 23 – Afundamento de tensão causado por partida de um motor elétrico	62
Figura 24 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução bifásica sem carga no eixo	65
Figura 25 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução bifásica sem carga no eixo	65
Figura 26 – <i>PrtsC</i> da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução bifásica sem carga no eixo	66
Figura 27 – Simulação - Resposta Transitória da máquina de indução trifásica sem carga no eixo	67
Figura 28 – Resultado Experimental - Resposta Transitória da máquina de indução trifásica sem carga no eixo	67
Figura 29 – <i>PrtsC</i> da tela do osciloscópio - Resposta Transitória da máquina de indução trifásica sem carga no eixo	68
Figura 30 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m	69
Figura 31 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m	69
Figura 32 – <i>PrtsC</i> da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m	70
Figura 33 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m	71
Figura 34 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m	71
Figura 35 – <i>PrtsC</i> da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m	72
Figura 36 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m	73
Figura 37 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m	73
Figura 38 – <i>PrtsC</i> da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m	74
Figura 39 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m	75
Figura 40 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m	75
Figura 41 – <i>PrtsC</i> da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m	76

Figura 42 – Simulação - <i>Corrente de Estator versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	79
Figura 43 – Resultado experimental - <i>Corrente de Estator versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	79
Figura 44 – Simulação - <i>Fator de Potência versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	80
Figura 45 – Resultado experimental - <i>Fator de Potência versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	80
Figura 46 – Simulação - <i>Rendimento versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	81
Figura 47 – Resultado experimental - <i>Rendimento versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	81
Figura 48 – Simulação - <i>Torque no Eixo versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	82
Figura 49 – Resultado experimental - <i>Torque no Eixo versus Velocidade Mecânica</i> das máquinas bifásica e trifásica	82
Figura 50 – Detalhes da carcaça da máquina de indução trifásica da linha W22 da WEG	92
Figura 51 – Máquinas da linha W22 Plus da WEG utilizadas no trabalho: (a) Máquina não modificada, ou seja, máquina trifásica; (b) Máquina modifica; (c) Placa das máquinas	93

Lista de tabelas

Tabela 1 – Tabela de segregação prática de reatância total de dispersão entre o estator e rotor	55
Tabela 2 – Parâmetros de circuito equivalente da Máquina de Indução Bifásica . .	63
Tabela 3 – Perdas e Momento de Inércia da Máquina de Indução Bifásica	63
Tabela 4 – Parâmetros de circuito equivalente da Máquina de Indução Trifásica . .	63
Tabela 5 – Perdas Rotacionais e Momento de Inércia da Máquina de Indução Trifásica	63
Tabela 6 – Resultado Experimental - Tempo de duração de regime transitório das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo	76
Tabela 7 – Resultado Experimental - Υ das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo	77
Tabela 8 – Simulação - Tempo de duração de regime transitório das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo	77
Tabela 9 – Simulação - Υ das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo	77

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CE	Conversor estático
FMM	Força magnetomotriz
MI	Máquina de indução
MIB	Máquina de indução bifásica
MIT	Máquina de indução trifásica
OEW	Open-end winding
<i>PrtSc</i>	Captura de tela

Lista de símbolos

\mathcal{F}	Força Magnetomotriz
F_p	Amplitude Máxima de Força Magnetomotriz
i	Corrente
I_p	Corrente de pico
J	Momento de Inércia
L	Indutância
M	Indutância Mútua
k_e	Fator de enrolamento
N_f	Número de espiras no enrolamento de campo
n	Velocidade [rpm]
p	Número de polos magnéticos
P	Potência Ativa
Q	Potência Reativa
q	Número de fases
R	Resistência Elétrica
s	Escorregamento
S	Potência Aparente
t	Tempo
T	Torque
v	Tensão Elétrica
X	Reatância Elétrica
Z	Impedância Elétrica
\overrightarrow{L}_{ss}	Matriz indutância de estator

\vec{L}_{rr}	Matriz indutância de rotor
\vec{L}_{sr}	Matriz indutância mútua entre estator e rotor
\vec{L}_{rs}	Matriz indutância mútua entre rotor e estator
θ_{me}	Ângulo do rotor em unidades elétricas
θ_{el}	Ângulo espacial de estator em unidades elétricas
ω_{el}	Velocidade angular de excitação elétrica aplicada
ω_{me}	Velocidade angular do rotor em unidades elétricas
λ	Fluxo Concatenado

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Objetivos	20
1.2	Justificativas	20
1.3	Contribuição do trabalho	21
1.4	Revisão bibliográfica	21
1.5	Estrutura do trabalho	21
2	ONDAS GIRANTES DE FMM EM MÁQUINAS CA	23
2.1	Onda de FMM de um enrolamento monofásico	23
2.2	Onda de FMM de um enrolamento bifásico	24
2.3	Onda de FMM de um enrolamento trifásico	27
2.4	Considerações	30
3	MODELO DE MÁQUINAS CA DE INDUÇÃO	31
3.1	Modelo de Máquinas CA Bifásicas de Indução simétricas em quadratura no espaço	32
3.2	Modelo de Máquinas CA Trifásicas Simétricas de Indução	35
3.2.1	Transformação odq	39
3.2.2	Representações dos fluxos, tensões e torque em termos odq	40
3.3	Considerações	43
4	CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO POLIFÁSICOS EM REGIME PERMANENTE	44
4.1	Circuito equivalente de máquinas bifásicas operando em condições de desequilíbrio	44
4.2	Circuito elétrico equivalente de máquinas de indução polifásicas	48
4.3	Análise do circuito equivalente para máquinas bifásicas e polifásicas operando em condições de equilíbrio	49
4.4	Obtenção de parâmetros do circuito equivalente a partir do <i>Ensaio a Vazio</i> e do <i>Ensaio com Rotor Bloqueado</i>	51
4.4.1	Segregação de Perdas	55
5	FREIO ELETROMAGNÉTICO POR AÇÃO DE CORRENTES INDUZIDAS	57
5.1	Bancada para ensaios de máquinas elétricas com carga no eixo a partir de freio eletromagnético	57

6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E SIMULAÇÕES	62
6.1	Ensaio a Vazio e com Rotor Bloqueado	63
6.2	Resposta transitória das máquinas	63
6.2.1	Resposta transitória das máquinas operando sem carga no eixo	64
6.2.2	Resposta Transitória das máquinas com uma carga no eixo de 1,42 N.m	68
6.2.3	Resposta Transitória das máquinas com uma carga no eixo de 2,58 N.m	72
6.2.4	Comparativo	76
6.3	Desempenho das máquinas em Regime Permanente	78
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	83
	REFERÊNCIAS	84
	APÊNDICES	85
	APÊNDICE A – ALGORÍTIMO DESENVOLVIDO NO MATLAB® DO TIPO .M PARA CARACTERIZAÇÃO DE MÁQUINAS CA DE INDUÇÃO	86
	APÊNDICE B – DETALHES DAS MÁQUINAS UTILIZADAS NO TRABALHO	91

1 Introdução

Motores elétricos são amplamente utilizados em residências, na indústria, estando presente nos mais diversos níveis de produção, sendo responsáveis por aproximadamente 30% do consumo total de energia no Brasil (BECKER, 2017). Nesse contexto, aparece a importância de ser examinado aspectos de engenharia de ordem prática relacionadas as máquinas.

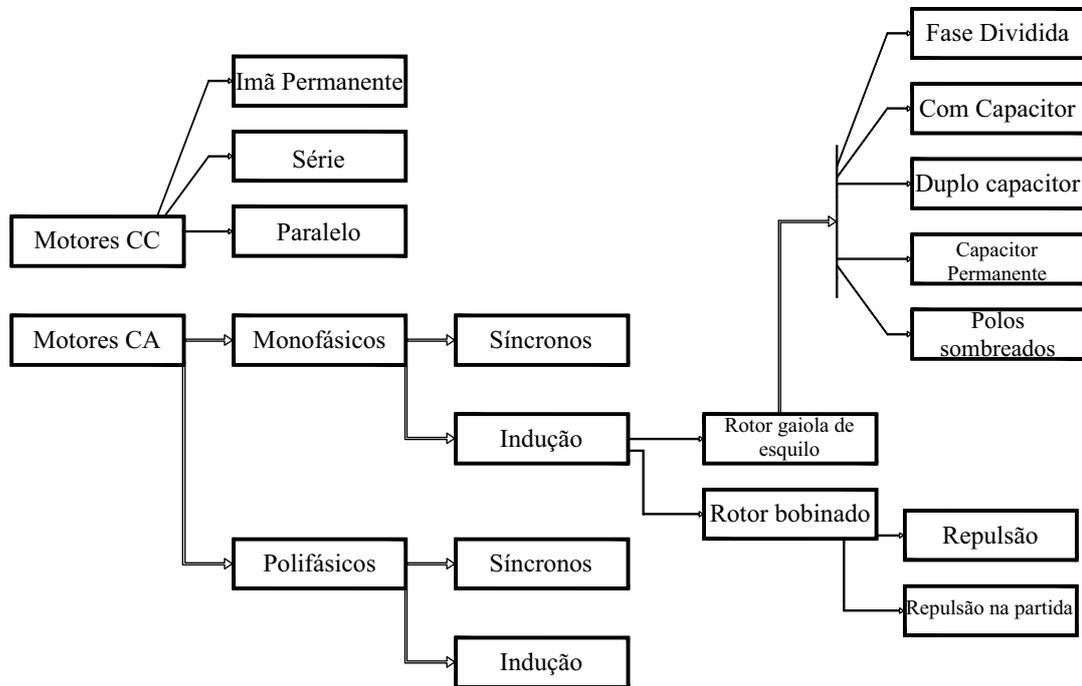
Os aspectos práticos de engenharia qualificam os motores elétricos além de normalizar o uso e obter certa previsão de comportamento. Dentre esses tópicos são recorrentes em estudos as perdas, fator de potência e eficiência energética. Técnicas e instrumentos podem ser empregados de forma a mensurar tais aspectos.

Os motores elétricos são classificados, como ilustrado na Figura 1, a partir do tipo de corrente, número de fases, movimento e velocidade. A indústria atual utiliza de forma predominante a máquina CA, devido a maior simplicidade construtiva e eficiência energética face a máquina CC, outro fator dessa predominância é o avanço dos sistemas eletrônicos de potência, os quais possibilitaram controle do conjugado e trabalho com velocidade variável das máquinas CA.

Os motores W22 IR2, W22 IR3 Premium e W22 IR4 Super Premium possuem níveis de eficiência acima dos níveis mínimos exigidos por lei. Investir na substituição de motores antigos por modelos de alta eficiência em seu parque fabril trará aumento de produtividade e economia de recursos naturais. (WEG, 2018)

A citação acima é de um catálogo da WEG e pode ser traduzido numa corrida das indústrias em substituir dispositivos eletromecânicos de conversão de energia pouco eficientes em máquinas mais robustas e que possuam alta eficiência face a outras máquinas já existentes no mercado. Neste contexto, foi escolhido o título e temática do trabalho, por ser um assunto atual e relevante nos campos da ciência e industrial.

Figura 1 – Exemplo de classificação de motores elétricos



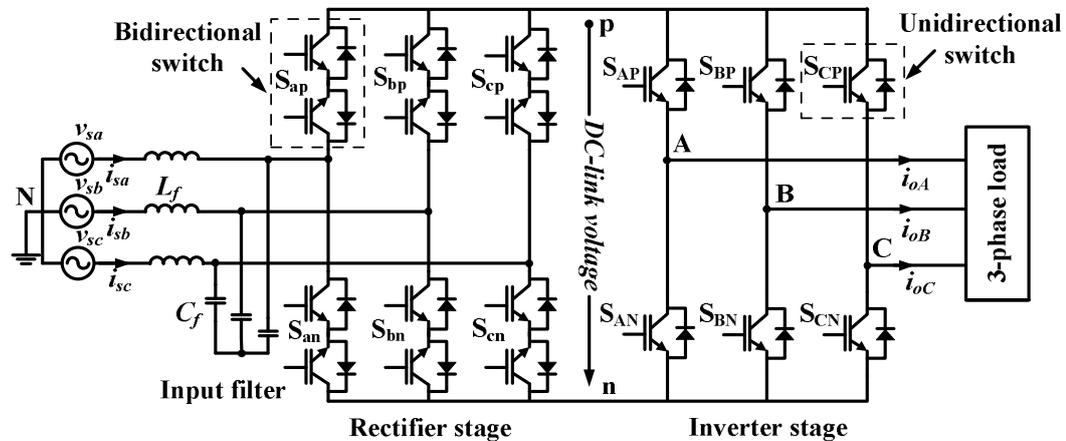
Fonte – próprio autor.

1.1 Objetivos

Duas máquinas de indução trifásicas, da mesma linha e modelo, foram adquiridas pela UFCG, a partir de uma delas foi construído um protótipo de uma MI bifásica em quadratura OEW, a outra foi mantida com as mesmas características. Este trabalho objetiva fazer uma comparação entre as duas MIs. Outro objetivo, é realizar uma literatura quanto as máquinas bifásicas Open-End Winding em termos de modelo dinâmico e também de regime permanente, bem como analisar as ondas girantes de FMM.

1.2 Justificativas

O comportamento das máquinas elétricas é de suma importância para os projetos de conversores estáticos que são utilizados, muitas vezes, para o acionamento de MIs. Os requisitos gerais são a otimização do processamento de energia e diminuição do número de componentes do conversor de potência, por exemplo o número de chaves do CE da Figura 2. O trabalho tem como justificativa estudar a MIB para posteriormente ser aplicada a pesquisas relacionadas a conversores estáticos.

Figura 2 – Conversor estático *Indirect Matrix Converter*

Fonte – (TRAN; NGUYEN; LEE, 2014)

1.3 Contribuição do trabalho

O trabalho tem como contribuições: realizar modelo dinâmico dos motores bifásicos OEW, de forma a facilitar trabalhos futuros; indicar qual entre os dois motores apresenta melhor desempenho em termos de corrente de estator, fator de potência, rendimento e torque e analisar o regime transitório.

1.4 Revisão bibliográfica

A revisão bibliográfica das máquinas trifásicas serão baseadas nos livros e artigos: (UMANS, 2014) ; (TORO, 1994) ; (CHAPMAN, 2013); (JACOBINA; LIMA, 1996). A estrutura escolhida é a de unir a revisão bibliográfica em meio a realização da teoria do motor bifásico OEW, para ser obter um melhor efeito comparativo entre os motores.

1.5 Estrutura do trabalho

Este trabalho apresenta a seguinte distribuição:

- Capítulo 1 : foi introdutório e contextualizou o trabalho, apresentou a motivação, definiu os objetivos, descreveu as justificativas e apresenta a estrutura;
- Capítulo 2 : Será realizado um estudos teórico com desenvolvimento matemático para ondas girantes de FMM para as máquinas de indução monofásicas, bifásicas simétricas em quadratura e máquinas trifásicas simétricas, e por fim compará-las;

- Capítulo 3: Serão desenvolvidas equações que descrevem os fluxos, tensões, correntes e torques das máquinas de indução CA bifásicas simétricas OEW, bem como realizar uma revisão bibliográfica das máquinas de indução trifásicas simétricas;
- Capítulo 4: Tem por objetivo demonstrar o circuito equivalente para as máquinas trifásicas e bifásicas simétricas de indução. Descrever os ensaios de *rotor bloqueado* e *a vazio*, descrever um método de segregação de perdas de MI;
- Capítulo 5: Descrever o ensaio do motor em carga, e mostrar as bancadas utilizadas para este tipo de experimento, bem como listar os equipamentos a serem utilizados;
- Capítulo 6: Comparar as máquinas em termos de desempenho a partir de simulações e dados dos experimentos a serem realizados;
- Capítulo 7 é conclusivo e destaca as principais conclusões do trabalho quanto a corrente de estator, fator de potência, rendimento, torque e regime transitório.

2 Ondas girantes de FMM em máquinas CA

A teoria das ondas girantes de FMM em máquinas CA é de suma importância para compreensão do funcionamento das máquinas CA, pois permite examinar as reações internas das máquinas com um certo grau de facilidade, a partir do conceito de que a onda de FMM produzida por um enrolamento monofásico pode ser decomposta, como será demonstrado na Seção 2.1.

Para efeito de simplificação, as análises realizadas neste capítulo consideram as bobinas de passo pleno e apenas a componente fundamental da FMM.

2.1 Onda de FMM de um enrolamento monofásico

Sabendo que a componente fundamental espacial da FMM no estator \mathcal{F}_1 é

$$\mathcal{F}_1 = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) i_a \cos(\theta_{el}) \quad (2.1)$$

e a corrente que excita o enrolamento seja de caráter cossenoidal

$$i_a = I_p \cos(\omega_{el} t) \quad (2.2)$$

a FMM resultante no entreferro será

$$\mathcal{F}_1 = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \cos(\omega_{el} t) \cos(\theta_{el}) \quad (2.3)$$

organizando a Equação (2.3)

$$\mathcal{F}_1 = F_{pico} \cos(\theta_{el}) \cos(\omega_{el} t) \quad (2.4)$$

onde a amplitude máxima da \mathcal{F}_1 é

$$F_{pico} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \quad (2.5)$$

A Equação (2.4) pode ser expandida matematicamente na forma

$$\mathcal{F}_1 = \frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) + \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t)] \quad (2.6)$$

e (2.6) permite decompor a \mathcal{F}_1 em duas outras

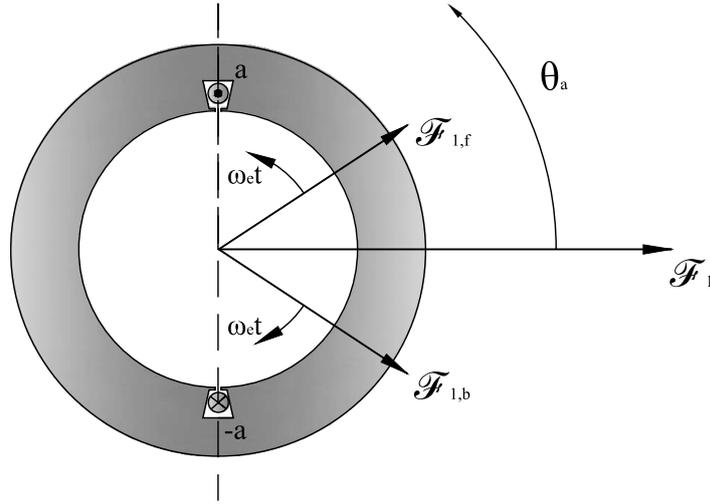
$$\mathcal{F}_{1,f} = \frac{1}{2} F_{pico} \cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) \quad (2.7)$$

$$\mathcal{F}_{1,b} = \frac{1}{2} F_{pico} \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t) \quad (2.8)$$

A $\mathcal{F}_{1,f}$ está girando no sentido de θ_{el} , enquanto a $\mathcal{F}_{1,b}$ ao contrário, tal segregação foi representada na Figura 3. O valor máximo das componentes equivalem a metade de F_{pico} .

O torque útil da máquina monofásica de corrente alternada é originado pela \mathcal{F}_1 , enquanto o torque negativo e pulsante e as perdas é consequência da \mathcal{F}_b .

Figura 3 – Decomposição fasorial de \mathcal{F}_1



Fonte – próprio autor.

2.2 Onda de FMM de um enrolamento bifásico

Os enrolamentos da fase β e os da fase α de uma máquina bifásica simétrica foram deslocados entre si de 90 graus elétricos no espaço, ao redor da circunferência de entreferro como representado na Figura 4. Cada fase é excitada por uma corrente de caráter cossenoidal com amplitudes iguais e defasadas entre si de 90 graus, sendo as correntes instantâneas

$$i_\alpha = I_p \cos(\omega_e t) \quad (2.9)$$

$$i_\beta = I_p \cos(\omega_e t - 90^\circ) \quad (2.10)$$

Sabendo que a componente fundamental espacial da distribuição de FMM na fase α é

$$\mathcal{F}_{\alpha 1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) i_\alpha \cos(\theta_{el}) \quad (2.11)$$

substituindo (2.9) em (2.11)

$$\mathcal{F}_{\alpha 1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \cos(\omega_e t) \cos(\theta_{el}) \quad (2.12)$$

organizando (2.12)

$$\mathcal{F}_{\alpha 1} = F_{pico} \cos(\theta_{el}) \cos(\omega_{el} t) \quad (2.13)$$

onde a amplitude máxima da $\mathcal{F}_{\alpha 1}$ é

$$F_{pico} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \quad (2.14)$$

A Equação (2.13) pode ser expandida matematicamente na forma

$$\mathcal{F}_{\alpha 1} = \frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) + \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t)] \quad (2.15)$$

e (2.15) permite decompor a $\mathcal{F}_{\alpha 1}$ em duas outras

$$\mathcal{F}_{\alpha 1, f} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t)] \quad (2.16)$$

$$\mathcal{F}_{\alpha 1, b} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} + \omega_{el} t)] \quad (2.17)$$

Da mesma forma é realizada a análise para fase β , que possui componente fundamental espacial da distribuição de FMM

$$\mathcal{F}_{\beta 1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) i_{\beta} \cos(\theta_{el} - 90^\circ) \quad (2.18)$$

substituindo (2.10) em (2.18)

$$\mathcal{F}_{\beta 1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \cos(\omega_{el} t - 90^\circ) \cos(\theta_{el} - 90^\circ) \quad (2.19)$$

organizando (2.19)

$$\mathcal{F}_{\beta 1} = F_{pico} \cos(\theta_{el} - 90^\circ) \cos(\omega_{el} t - 90^\circ) \quad (2.20)$$

onde a amplitude máxima da $\mathcal{F}_{\beta 1}$ é

$$F_{pico} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \quad (2.21)$$

A Equação (2.19) pode ser expandida matematicamente na forma

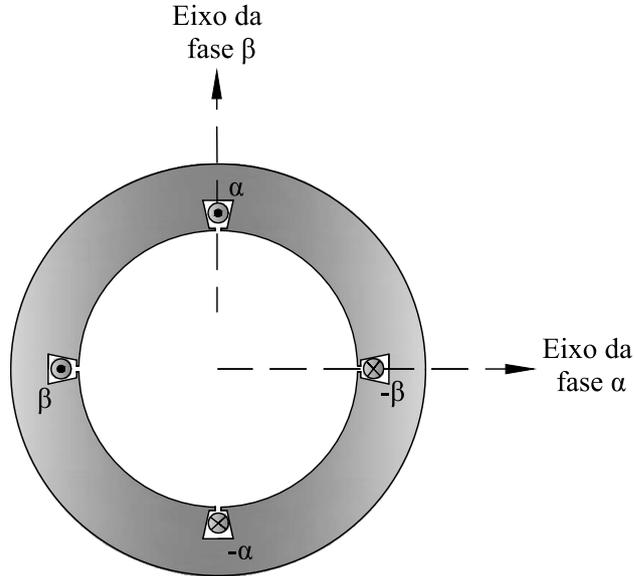
$$\mathcal{F}_{\beta 1} = \frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) - \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t)] \quad (2.22)$$

e (2.22) permite decompor a $\mathcal{F}_{\beta 1}$ em duas outras

$$\mathcal{F}_{\beta 1, f} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t)] \quad (2.23)$$

$$\mathcal{F}_{\beta 1, b} = -\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} + \omega_{el} t)] \quad (2.24)$$

Figura 4 – Representação do estator de uma máquina bifásica simétrica de passo pleno, em quadratura no espaço e os correspondentes eixos magnéticos das fases



Fonte – próprio autor.

A FMM resultante $\mathcal{F}(\theta_{el}, t)$ é a soma das contribuições de cada uma das fases do estator

$$\mathcal{F}(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_{\alpha 1} + \mathcal{F}_{\beta 1} \quad (2.25)$$

e (2.25) pode ser reescrita como a soma das ondas progressivas *forward* e *backward* do sistema

$$\mathcal{F}(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) + \mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) \quad (2.26)$$

onde $\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t)$ é a soma das ondas progressivas *forward* das fases α e β

$$\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_{\alpha 1, f} + \mathcal{F}_{\beta 1, f} \quad (2.27)$$

$$\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) = \frac{1}{2} F_{pico} \cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) + \frac{1}{2} F_{pico} \cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) \quad (2.28)$$

$$\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) = F_{pico} \cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) \quad (2.29)$$

e $\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t)$ é soma das ondas progressivas *backward* das fases α e β

$$\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_{\alpha 1, b} + \mathcal{F}_{\beta 1, b} \quad (2.30)$$

$$\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) = \frac{1}{2} F_{pico} \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t) - \frac{1}{2} F_{pico} \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t) \quad (2.31)$$

$$\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) = 0 \quad (2.32)$$

substituindo (2.29) e (2.32) em (2.25)

$$\mathcal{F}(\theta_{el}, t) = F_{pico} \cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) \quad (2.33)$$

A Eq.(2.32) mostra que a onda progressiva *backward* da fase β e a da fase α se anulam, enquanto a Eq. (2.29) demonstra que as ondas progressivas *forward* se corroboram, logo a $\mathcal{F}(\theta_{el}, t)$ é uma onda progressiva *forward* com valor máximo F_{pico} .

2.3 Onda de FMM de um enrolamento trifásico

Os enrolamentos de uma máquina trifásica estão deslocados entre si de 120 graus elétricos no espaço, ao redor da circunferência de entreferro como representado na Figura 5. Cada fase é excitada por uma corrente de caráter cossenoidal com amplitudes iguais e defasadas entre si de 120 graus, sendo as correntes instantâneas

$$i_a = I_p \cos(\omega_{el}t) \quad (2.34)$$

$$i_b = I_p \cos(\omega_{el}t - 120^\circ) \quad (2.35)$$

$$i_c = I_p \cos(\omega_{el}t + 120^\circ) \quad (2.36)$$

Sabendo que a componente fundamental espacial da distribuição de FMM na fase a é

$$\mathcal{F}_{a1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) i_a \cos(\theta_{el}) \quad (2.37)$$

substituindo (2.34) em (2.37)

$$\mathcal{F}_{a1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \cos(\omega_{el}t) \cos(\theta_{el}) \quad (2.38)$$

organizando (2.38)

$$\mathcal{F}_{a1} = F_{pico} \cos(\theta_{el}) \cos(\omega_{el}t) \quad (2.39)$$

onde a amplitude máxima da \mathcal{F}_{a1} é

$$F_{pico} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \quad (2.40)$$

A Equação (2.39) pode ser expandida matematicamente na forma

$$\mathcal{F}_{a1} = \frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) + \cos(\theta_{el} + \omega_{el}t)] \quad (2.41)$$

e (2.41) permite decompor a \mathcal{F}_{a1} em duas outras

$$\mathcal{F}_{a1,f} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t)] \quad (2.42)$$

$$\mathcal{F}_{a1,b} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} + \omega_{el}t)] \quad (2.43)$$

A fase b, a qual está com o eixo em $\theta_{el}=120^\circ$, possui a componente fundamental espacial da distribuição de FMM

$$\mathcal{F}_{b1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) i_b \cos(\theta_{el} - 120^\circ) \quad (2.44)$$

substituindo (2.35) em (2.44)

$$\mathcal{F}_{b1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \cos(\omega_{el} t - 120^\circ) \cos(\theta_{el} - 120^\circ) \quad (2.45)$$

organizando (2.45)

$$\mathcal{F}_{b1} = F_{pico} \cos(\theta_{el} - 120^\circ) \cos(\omega_{el} t - 120^\circ) \quad (2.46)$$

onde a amplitude máxima da \mathcal{F}_{b1} é

$$F_{pico} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \quad (2.47)$$

A Equação (2.45) pode ser expandida matematicamente na forma

$$\mathcal{F}_{b1} = \frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t) + \cos(\theta_{el} + \omega_{el} t + 120^\circ)] \quad (2.48)$$

e (2.48) permite decompor a \mathcal{F}_{b1} em duas outras

$$\mathcal{F}_{b1,f} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} - \omega_{el} t)] \quad (2.49)$$

$$\mathcal{F}_{b1,b} = +\frac{1}{2} F_{pico} [\cos(\theta_{el} + \omega_{el} t + 120^\circ)] \quad (2.50)$$

A fase c, a qual está com o eixo em $\theta_{el}=240^\circ$, possui a componente fundamental espacial da distribuição de FMM

$$\mathcal{F}_{c1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) i_c \cos(\theta_{el} + 120^\circ) \quad (2.51)$$

substituindo (2.36) em (2.51)

$$\mathcal{F}_{c1} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \cos(\omega_{el} t + 120^\circ) \cos(\theta_{el} + 120^\circ) \quad (2.52)$$

organizando (2.52)

$$\mathcal{F}_{c1} = F_{pico} \cos(\theta_{el} + 120^\circ) \cos(\omega_{el} t + 120^\circ) \quad (2.53)$$

onde a amplitude máxima da \mathcal{F}_{c1} é

$$F_{pico} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{k_e N_f}{p} \right) I_p \quad (2.54)$$

A Equação (2.52) pode ser expandida matematicamente na forma

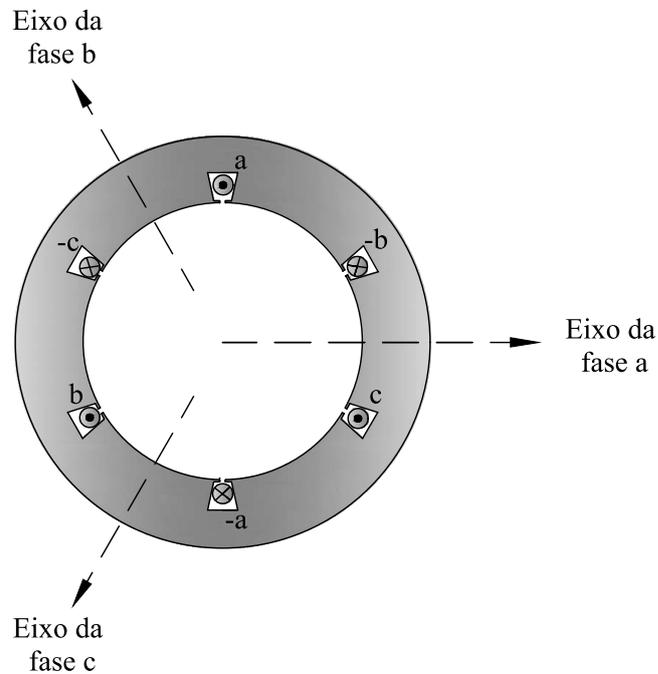
$$\mathcal{F}_{c1} = \frac{1}{2}F_{pico}[\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) + \cos(\theta_{el} + \omega_{el}t - 120^\circ)] \quad (2.55)$$

e (2.55) permite decompor a \mathcal{F}_{c1} em duas outras

$$\mathcal{F}_{c1,f} = +\frac{1}{2}F_{pico}[\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t)] \quad (2.56)$$

$$\mathcal{F}_{c1,b} = +\frac{1}{2}F_{pico}[\cos(\theta_{el} + \omega_{el}t - 120^\circ)] \quad (2.57)$$

Figura 5 – Representação do estator de uma máquina trifásica simétrica de passo pleno e os correspondentes eixos magnéticos das fases



Fonte – próprio autor.

A FMM resultante $\mathcal{F}(\theta_{el}, t)$ é a soma das contribuições de cada uma das fases do estator

$$\mathcal{F}(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_a + \mathcal{F}_b + \mathcal{F}_c \quad (2.58)$$

e (2.58) pode ser reescrita como a soma das ondas progressivas *forward* e *backward* do sistema

$$\mathcal{F}(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) + \mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) \quad (2.59)$$

onde $\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t)$ é a soma das ondas progressivas *forward* das fases a, b e c

$$\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_{a1,f} + \mathcal{F}_{b1,f} + \mathcal{F}_{c1,f} \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) &= \frac{1}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) + \frac{1}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) \\ &\quad + \frac{1}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\mathcal{F}_f(\theta_{el}, t) = \frac{3}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) \quad (2.62)$$

e $\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t)$ é soma das ondas progressivas *backward* das fases a, b e c

$$\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) = \mathcal{F}_{a1,b} + \mathcal{F}_{b1,b} + \mathcal{F}_{c1,b} \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) &= \frac{1}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} + \omega_{el}t) + \frac{1}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} + \omega_{el}t + 120^\circ) \\ &\quad + \frac{1}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} + \omega_{el}t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$\mathcal{F}_b(\theta_{el}, t) = 0 \quad (2.65)$$

substituindo (2.62) e (2.65) em (2.58)

$$\mathcal{F}(\theta_{el}, t) = \frac{3}{2}F_{pico}\cos(\theta_{el} - \omega_{el}t) \quad (2.66)$$

A partir de (2.65) é possível examinar que as ondas progressivas *backward* das fases a, b e da c se anulam, enquanto a Eq. (2.62) demonstra que as ondas progressivas *forward* se corroboram, logo a $\mathcal{F}(\theta_{el}, t)$ é uma onda progressiva *forward* com valor máximo $\frac{3}{2}F_{pico}$.

2.4 Considerações

A $\mathcal{F}(\theta_{el}, t)$ nas máquinas trifásicas possuem valor máximo $\frac{3}{2}F_{pico}$ ao passo que nas máquinas bifásicas F_{pico} , sendo assim a máquina trifásica possui uma FMM resultante maior que o motor bifásico, desde que os aspectos construtivos sejam iguais.

Máquinas polifásicas ($q \geq 2$) operando nas condições definidas nas seções 2.2 e 2.3 produzem uma onda de FMM que gira numa velocidade angular uniforme e de amplitude constante.

As perdas e correntes induzidas oriundas das componentes progressivas *backward* em máquinas CA bifásicas e polifásicas podem ser canceladas desde que estas estejam operando em equilíbrio. Nas máquinas CA monofásicas as componentes estarão presentes no sistema, mesmo que possam ser atenuadas por projetos de engenharia.

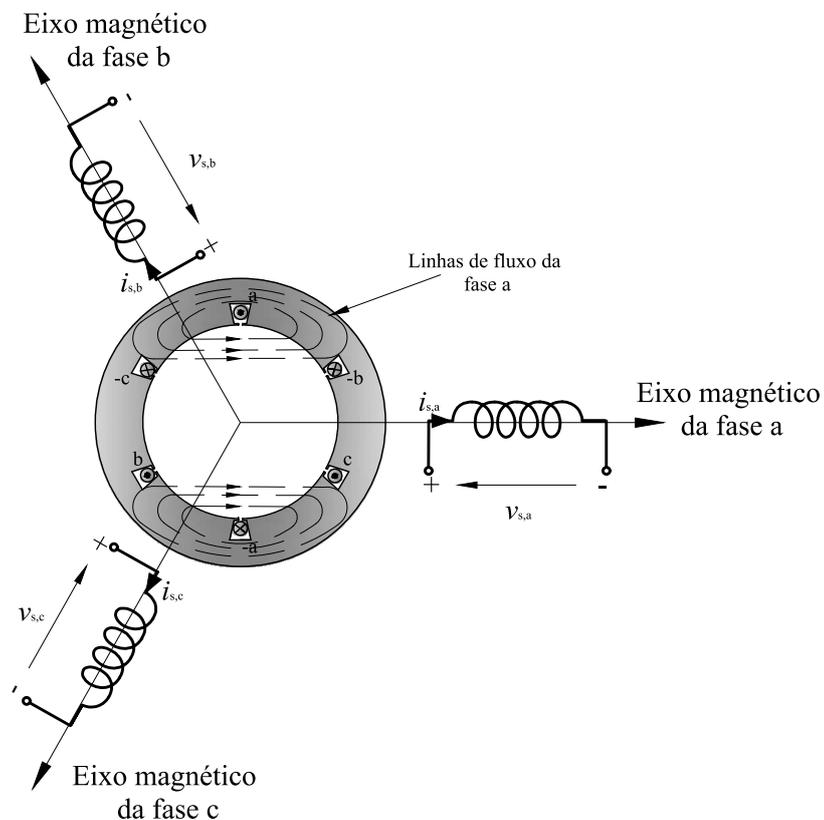
3 Modelo de Máquinas CA de indução

Equações matemáticas que modelam o comportamento das máquinas elétricas é de suma importância para se obter certo grau de previsão de comportamento e de controle destes dispositivos.

Neste capítulo serão desenvolvidas equações que descrevem os fluxos, tensões, correntes e torques das máquinas de indução CA bifásicas e trifásicas. Como poderá ser notado, nas seções que seguem nesta divisão, a análise das máquinas nos modelos dinâmicos está centrada em coeficientes que variam no tempo e no espaço, tornando tal exame inviável em termos de resolução, sendo necessário transformações matemáticas.

É ilustrado na Figura 6 o conceito de modelar as máquinas rotativas a partir de circuitos elétricos. Vale salientar que tal avaliação é uma aproximação, contudo de grande valor prático e amplamente utilizada.

Figura 6 – Estator de uma máquina CA trifásica com os enrolamentos de fase aproximados a partir da teoria de circuitos elétricos



Fonte – próprio autor.

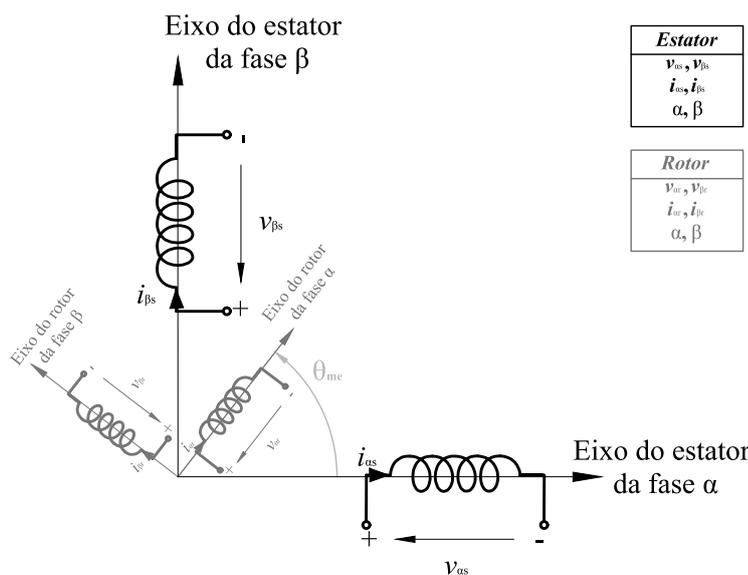
Algumas hipóteses devem ser consideradas para que os modelos descritos sejam válidos, e aqui resumidas em:

- Máquinas simétricas com enrolamentos de estator idênticos entre si, bem como os do rotor;
- Distribuição senoidal do fluxo magnético;
- Máquinas de pólos lisos, ou seja é considerado um entreferro constante;
- Máquinas não saturadas.

3.1 Modelo de Máquinas CA Bifásicas de Indução simétricas em quadratura no espaço

Esta seção tem por finalidade desenvolver um modelo de máquinas CA de indução simétricas em quadratura no espaço. É mostrado na Figura 7 os eixos magnéticos do estator em quadratura no espaço, bem como os eixos do rotor com mesma disposição no espaço. A simetria se deve a um número igual de espiras e distribuição de enrolamento idênticas entre as fases do estator, também possuem tais características as fases do rotor.

Figura 7 – Representação esquemática de um motor de indução bifásico simétrico. Cada fase com o próprio eixo magnético, e circuito elétrico equivalente



Fonte – próprio autor.

A Matriz $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{ss}$ é referente as indutâncias próprias dos enrolamentos das fases do estator

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{\alpha s, \alpha s} & 0 \\ 0 & L_{\beta s, \beta s} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

devido a simetria do dispositivo, (3.1) pode ser reescrita como

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

pois

$$L_{\alpha s, \alpha s} = L_{\beta s, \beta s} \quad (3.3)$$

A Matriz $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr}$ é referente as indutância próprias dos enrolamentos das fases do rotor

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{\alpha r, \alpha r} & 0 \\ 0 & L_{\beta r, \beta r} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

a análise é a mesma realizada para (3.1), e (3.4) é reescrita como

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

pois

$$L_{\alpha r, \alpha r} = L_{\beta r, \beta r} \quad (3.6)$$

As Equações (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10) determinam as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor

$$L_{\alpha s, \alpha r} = M_{\alpha s, \alpha r} \cos(\theta_{me}) \quad (3.7)$$

$$L_{\alpha s, \beta r} = -M_{\alpha s, \beta r} \sen(\theta_{me}) \quad (3.8)$$

$$L_{\beta s, \alpha r} = M_{\beta s, \alpha r} \sen(\theta_{me}) \quad (3.9)$$

$$L_{\beta s, \beta r} = M_{\beta s, \beta r} \cos(\theta_{me}) \quad (3.10)$$

e $L_{\alpha r, \alpha s}, L_{\alpha r, \beta s}, L_{\beta r, \alpha s}, L_{\beta r, \beta s}$ são as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor e estator

$$L_{\alpha r, \alpha s} = M_{\alpha r, \alpha s} \cos(\theta_{me}) \quad (3.11)$$

$$L_{\alpha r, \beta s} = M_{\alpha r, \beta s} \sen(\theta_{me}) \quad (3.12)$$

$$L_{\beta r, \alpha s} = -M_{\beta r, \alpha s} \sen(\theta_{me}) \quad (3.13)$$

$$L_{\beta r, \beta s} = M_{\beta r, \beta s} \cos(\theta_{me}) \quad (3.14)$$

O conjunto de equações de (3.7) até (3.14) permitem ao leitor observar que as indutâncias mútuas são dependentes do ângulo do rotor em radianos elétricos θ_{me} .

De modo a simplificar a análise do modelo, e usando o conceito de simetria da máquina, as amplitudes das indutâncias mútuas são de mesmo valor M_{sr} , e aqui equacionado em

$$\begin{aligned} M_{\alpha s, \alpha r} &= M_{\alpha s, \beta r} = M_{\beta s, \alpha r} = M_{\beta s, \beta r} = \\ &M_{\alpha r, \alpha s} = M_{\alpha r, \beta s} = M_{\beta r, \alpha s} = M_{\beta r, \beta s} = M_{sr} \end{aligned} \quad (3.15)$$

A partir da simplificação realizada em (3.15), é possível escrever a Matriz Indutância Mútua entre Estator e Rotor $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{sr}$ apenas por M_{sr} , e por senos e cossenos em função de θ_{me}

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & -\text{sen}(\theta_{me}) \\ \text{sen}(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

de procedimento similar, é escrito a Matriz Indutância Mútua entre Rotor e Estator $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rs}$

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & \text{sen}(\theta_{me}) \\ -\text{sen}(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me}) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

De maneira a relacionar as equações no conceito de espaço de estados, são definidas as matrizes de Correntes de Estator $\overrightarrow{i}_{\alpha s, \beta s}$

$$\overrightarrow{i}_{\alpha s, \beta s} = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

bem como a Matriz Correntes de Rotor $\overrightarrow{i}_{\alpha r, \beta r}$

$$\overrightarrow{i}_{\alpha r, \beta r} = \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

a Matriz Fluxos de Estator $\overrightarrow{\lambda}_{\alpha s, \beta s}$

$$\overrightarrow{\lambda}_{\alpha s, \beta s} = \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

e a Matriz Fluxos de Rotor $\overrightarrow{\lambda}_{\alpha r, \beta r}$

$$\overrightarrow{\lambda}_{\alpha r, \beta r} = \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

As definições das matrizes (3.2), (3.5), (3.16), (3.17), (3.18), (3.19), (3.20) e (3.21) permitem que as equações de fluxo sejam compactadas no espaço de estados e aqui definido em

$$\overrightarrow{\lambda}_{\alpha s, \beta s} = \overrightarrow{\mathcal{L}}_{ss} \overrightarrow{i}_{\alpha s, \beta s} + \overrightarrow{\mathcal{L}}_{sr} \overrightarrow{i}_{\alpha r, \beta r} \quad (3.22)$$

e

$$\vec{\lambda}_{\alpha r, \beta r} = \vec{\mathcal{L}}_{rs} \vec{i}_{\alpha s, \beta s} + \vec{\mathcal{L}}_{rr} \vec{i}_{\alpha r, \beta r} \quad (3.23)$$

Os conceitos de circuitos elétricos e dos modelos simplificados dos enrolamentos de fase das máquinas permitem definir as equações de tensão de fase de estator $v_{\alpha s}$ e $v_{\beta s}$

$$v_{\alpha s} = R_{\alpha s} i_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} \quad (3.24)$$

$$v_{\beta s} = R_{\beta s} i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \quad (3.25)$$

e tensões de fase de rotor $v_{\alpha r}$ e $v_{\beta r}$

$$v_{\alpha r} = 0 = R_{\alpha r} i_{\alpha r} + \frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} \quad (3.26)$$

$$v_{\beta r} = 0 = R_{\beta r} i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} \quad (3.27)$$

sendo iguais a zero devido ao curto-circuito em seus terminais.

A partir da teoria de conversão eletromecânica de energia, o torque pode ser obtido

$$\begin{aligned} T_{mec} = & i_{\alpha s} i_{\alpha r} \left(\frac{dL_{\alpha s, \alpha r}(\theta_{me})}{d\theta_{me}} \right) + i_{\alpha s} i_{\beta r} \left(\frac{dL_{\alpha s, \beta r}(\theta_{me})}{d\theta_{me}} \right) \\ & + i_{\beta s} i_{\alpha r} \left(\frac{dL_{\beta s, \alpha r}(\theta_{me})}{d\theta_{me}} \right) + i_{\beta s} i_{\beta r} \left(\frac{dL_{\beta s, \beta r}(\theta_{me})}{d\theta_{me}} \right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

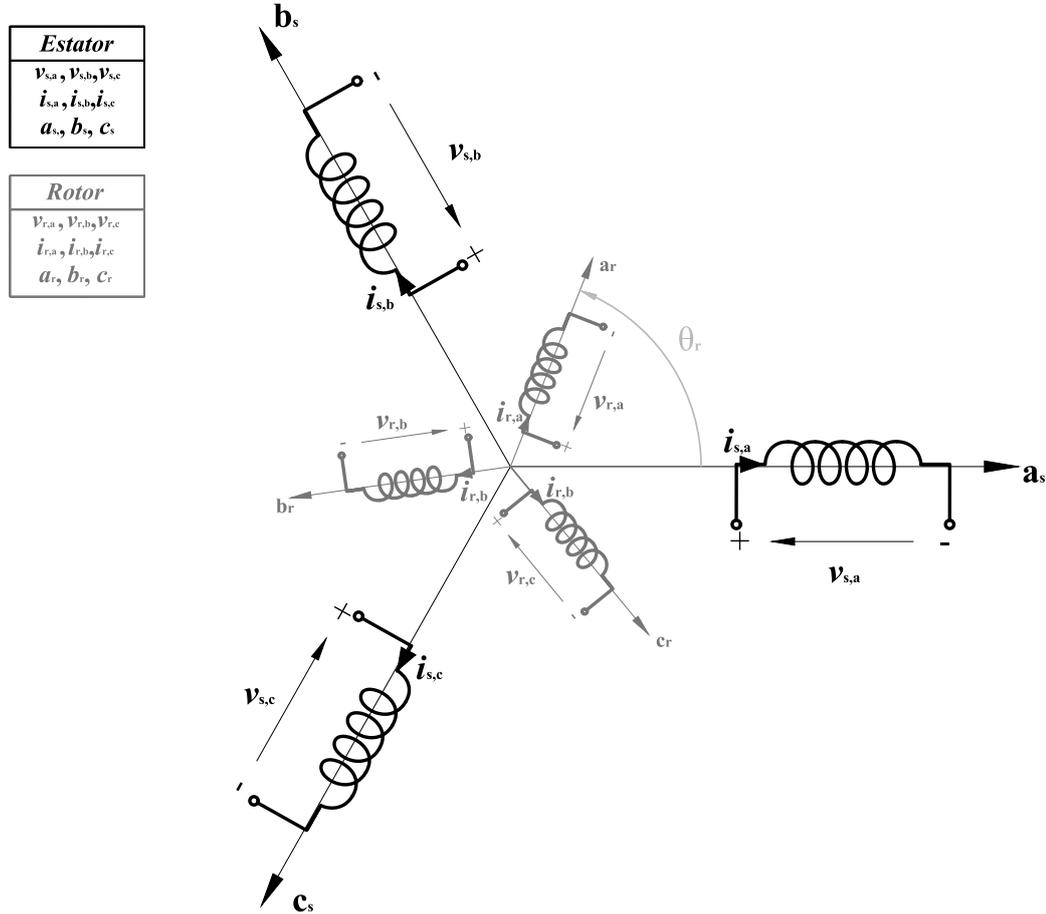
e desenvolvendo (3.28), esta pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} T_{mec} = & \left(\frac{p}{2} \right) M_{sr} [-(i_{\alpha s} i_{\alpha r} \text{sen}\theta_{me} + i_{\alpha s} i_{\beta r} \text{cos}\theta_{me}) + \\ & + (i_{\beta s} i_{\alpha r} \text{cos}\theta_{me} - i_{\beta s} i_{\beta r} \text{sen}\theta_{me})] \end{aligned} \quad (3.29)$$

3.2 Modelo de Máquinas CA Trifásicas Simétricas de Indução

Na Seção 3.1, foi produzido um modelo para a máquina bifásica, de maneira similar será feita uma abordagem para sintetização de um modelo de Máquinas CA Trifásicas Simétricas de Indução. É ilustrado na Figura 8 os eixos magnéticos afastados entre si de 120° elétricos, bem como os eixos do rotor com mesma disposição no espaço. Número igual de espiras, distribuição de enrolamento idênticas, e assim por diante, determinam a simetria das fases do estator do dispositivo, também possuem tais características as fases do rotor.

Figura 8 – Representação esquemática de um motor de indução trifásico simétrico. Cada fase com o próprio eixo magnético, e circuito elétrico equivalente



Fonte – próprio autor.

Começaremos definindo a Matriz Indutâncias Próprias de Estator $\vec{\mathcal{L}}_{ss}$, que é referente as indutâncias próprias e mútuas entre os enrolamentos de fase do estator

$$\vec{\mathcal{L}}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

considerando a simetria do dispositivo, (3.30) pode ser simplificada a partir das equações

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{aa,ag} + L_{a1} = L_{ss} \quad (3.31)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{aa,ag} = M_{ss} \quad (3.32)$$

e reescrita em função de L_{ss} e M_{ss}

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

A Matriz Indutâncias Próprias de Rotor $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr}$, que é referente as indutâncias próprias e mútuas entre os enrolamentos de fases do rotor, é definida como

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

de maneira similar ao realizado em $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{ss}$, $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr}$ poderá ser reescrita a partir de

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{AA,ag} + L_{A1} = L_{rr} \quad (3.35)$$

$$L_{AB} = L_{BA} = L_{AC} = L_{CA} = L_{BC} = L_{CB} = -\frac{1}{2}L_{AA,ag} = M_{rr} \quad (3.36)$$

e por consequência $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr}$ é redefinida como

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

sendo assim definir (3.34) como (3.37) facilita a análise das equações do dispositivo.

Este parágrafo estabelece as equações e matrizes dependentes de θ_{me} , começando com as equações que definem as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor

$$L_{aA} = L_{Aa} = L_{bB} = L_{Bb} = L_{cC} = L_{Cc} = M_{sr} \cos(\theta_{me}) \quad (3.38)$$

$$L_{bA} = L_{Ab} = L_{cB} = L_{Bc} = L_{aC} = L_{Ca} = M_{sr} \cos(\theta_{me} + 240^\circ) \quad (3.39)$$

$$L_{cA} = L_{Ac} = L_{aB} = L_{Ba} = L_{bC} = L_{Cb} = M_{sr} \cos(\theta_{me} + 120^\circ) \quad (3.40)$$

e partir de (3.38), (3.39) e (3.40) definiremos a Matriz Indutância Estator e Rotor $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{sr}$

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} + 120^\circ) & \cos(\theta_{me} + 240^\circ) \\ \cos(\theta_{me} + 240^\circ) & \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} + 120^\circ) \\ \cos(\theta_{me} + 120^\circ) & \cos(\theta_{me} + 240^\circ) & \cos(\theta_{me}) \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

e a Matriz Indutância Rotor e Estator $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rs}$

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} + 240^\circ) & \cos(\theta_{me} + 120^\circ) \\ \cos(\theta_{me} + 120^\circ) & \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} + 240^\circ) \\ \cos(\theta_{me} + 240^\circ) & \cos(\theta_{me} + 120^\circ) & \cos(\theta_{me}) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

tal abordagem facilitará o desenvolvimento de transformações matemáticas realizadas no futuro.

Definiremos as matrizes de correntes e fluxos de estator e rotor de modo a completar o modelo no espaço de estado dos fluxos da máquina. A Matriz Correntes de Estator \vec{i}_{abc}

$$\vec{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

e a Matriz Correntes de Rotor \vec{i}_{ABC}

$$\vec{i}_{ABC} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

contêm as correntes do estator e do rotor respectivamente. As matrizes de fluxo também são definidas, primeiramente com a Matriz Fluxo Estator $\vec{\lambda}_{abc}$

$$\vec{\lambda}_{abc} = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

que é referente aos fluxos concatenados no estator, e depois a Matriz Fluxo de Rotor $\vec{\lambda}_{ABC}$

$$\vec{\lambda}_{ABC} = \begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

que possui os fluxos concatenados no rotor.

Finalmente os fluxos das máquinas podem ser escritos no espaço de estado a partir das correntes e indutâncias. O espaço de estado que modela o estator é

$$\vec{\lambda}_{abc} = \vec{\mathcal{L}}_{ss} \vec{i}_{abc} + \vec{\mathcal{L}}_{sr} \vec{i}_{ABC} \quad (3.47)$$

e o do rotor é

$$\vec{\lambda}_{ABC} = \vec{\mathcal{L}}_{rs} \vec{i}_{abc} + \vec{\mathcal{L}}_{rr} \vec{i}_{ABC} \quad (3.48)$$

As tensões do estator das fases a, b e c são respectivamente v_a , v_b , v_c

$$v_a = R_a i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (3.49)$$

$$v_b = R_b i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (3.50)$$

$$v_c = R_c i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (3.51)$$

e as tensões do rotor das fases A, B e C são respectivamente v_A , v_B , v_C

$$v_A = 0 = R_A i_A + \frac{d\lambda_A}{dt} \quad (3.52)$$

$$v_B = 0 = R_B i_B + \frac{d\lambda_B}{dt} \quad (3.53)$$

$$v_C = 0 = R_C i_C + \frac{d\lambda_C}{dt} \quad (3.54)$$

e estas são iguais a zero devido ao curto-circuito em seus terminais.

3.2.1 Transformação odq

Esta subseção objetiva gerar um meio de transformar as equações definidas na Seção 3.2 em termos de variáveis de eixo direto e em quadratura a partir da Transformação odq, tal técnica devesse em muito ao trabalho inicial de André Blondel e desenvolvida por R. H. Park. Esta mudança se faz necessária, no sentido de viabilizar a análise do comportamento da máquinas quanto aos fluxos, tensões, correntes e torque.

Aqui serão definidas as matrizes de transformação, contudo devesse escolher primeiramente a referência de forma a se ter valor prático, e no caso das máquinas de indução a referência será um sistema referencial girando na velocidade angular síncrona. Com isso as grandezas do estator e rotor serão transformadas por \vec{T}_s e \vec{T}_r , respectivamente. Os ângulos θ_s e θ_r foram definidos de forma a se obter o sistema referencial escolhido, esse como

$$\theta_s = \omega_e t + \theta_0 \quad (3.55)$$

e este

$$\theta_r = (\omega_e - \omega_{me})t + \theta_0 \quad (3.56)$$

θ_s é o ângulo para transformar as equações referentes ao estator ao passo que θ_r as do rotor. As matrizes de transformação são a Matriz Transformação de Estator \vec{T}_s e a Matriz Transformação de Rotor \vec{T}_r , esta transforma as grandezas do rotor e essa as grandezas do estator, e definidas como

$$\vec{T}_s = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_s) & -\text{sen}(\theta_s) \\ 1 & \cos(\theta_s - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_s - 120^\circ) \\ 1 & \cos(\theta_s + 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_s + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

e

$$\vec{T}_r = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_r) & -\text{sen}(\theta_r) \\ 1 & \cos(\theta_r - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_r - 120^\circ) \\ 1 & \cos(\theta_r + 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Vale salientar que \vec{T}_s e \vec{T}_r admitem inversa, além de serem, aqui, definidas com valores instantâneos e não rms.

A Matriz Variável de Estator \vec{x}_{abc} é referente as grandezas do estator e as transformações destas é dada por

$$\vec{x}_{abc} = \vec{T}_s \vec{x}_{s,odq} \quad (3.59)$$

e a Matriz Variável Rotor \vec{x}_{abc} é relativa as grandezas do rotor e de maneira similar a (3.59), as grandezas do rotor serão transformadas por

$$\vec{x}_{ABC} = \vec{T}_r \vec{x}_{r,odq} \quad (3.60)$$

3.2.2 Representações dos fluxos, tensões e torque em termos odq

Nesta subsecção serão representados as equações de fluxos, tensões e torque em termos odq da teoria fundamentada na Subsecção 3.2.1. Primeiramente, serão definidas as matrizes com as grandezas de estator e de rotor em termos odq.

A Matriz Fluxos de Estator odq $\vec{\lambda}_{s,odq}$

$$\vec{\lambda}_{s,odq} = \begin{bmatrix} \lambda_o \\ \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

é referente aos fluxos concatenados transformados das fases do estator, e a Matriz Fluxos de Rotor odq $\vec{\lambda}_{r,odq}$

$$\vec{\lambda}_{r,odq} = \begin{bmatrix} \lambda_{or} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

contém os fluxos concatenados transformados das fases do rotor.

A mesma abordagem é realizada para correntes, começando com a Matriz Correntes de Estator odq $\vec{i}_{s,odq}$

$$\vec{i}_{s,odq} = \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

e a Matriz Correntes de Rotor odq $\vec{i}_{r,odq}$

$$\vec{i}_{r,odq} = \begin{bmatrix} i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

Definidas as matrizes, serão realizadas algumas manipulações matemáticas de forma a se obter as equações em termos odq. Primeiramente com as grandezas do estator partindo de

$$\vec{T}_s \vec{\lambda}_{s,odq} = \vec{\mathcal{L}}_{ss} \vec{T}_s \vec{i}_{s,odq} + \vec{\mathcal{L}}_{sr} \vec{T}_r \vec{i}_{r,odq} \quad (3.65)$$

$$\vec{\lambda}_{s,odq} = \vec{T}_s^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{ss} \vec{T}_s \vec{i}_{s,odq} + \vec{T}_s^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{sr} \vec{T}_r \vec{i}_{r,odq} \quad (3.66)$$

$$\vec{\lambda}_{s,odq} = \vec{\mathcal{L}}_{ss,odq} \vec{i}_{s,odq} + \vec{\mathcal{L}}_{sr,odq} \vec{i}_{r,odq} \quad (3.67)$$

e sabendo que \vec{T}_s admite inversa, temos

$$\vec{T}_s^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{ss} \vec{T}_s = \vec{\mathcal{L}}_{ssodq} \quad (3.68)$$

$$\vec{T}_s^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{sr} \vec{T}_r = \vec{\mathcal{L}}_{srodq} \quad (3.69)$$

e assim definidas a Matriz de Indutâncias Próprias de Estator odq $\vec{\mathcal{L}}_{ssodq}$

$$\vec{\mathcal{L}}_{ssodq} = \begin{bmatrix} L_{so} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

e a Matriz de Indutâncias Mútuas de Estator e Rotor odq $\vec{\mathcal{L}}_{srodq}$

$$\vec{\mathcal{L}}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

que por verificação são independentes de θ_s e θ_r , e possuem indutâncias constantes. Sendo possível, finalmente, determinar as equações de fluxos concatenados do estator em termos odq

$$\lambda_o = L_{so} i_o \quad (3.72)$$

$$\lambda_d = L_s i_d + L_m i_{dr} \quad (3.73)$$

$$\lambda_q = L_s i_q + L_m i_{qr} \quad (3.74)$$

$$(3.75)$$

As análises e operações realizadas para as gradezas do estator, valem para o rotor, então

$$\vec{T}_r \vec{\lambda}_{r,odq} = \vec{\mathcal{L}}_{rs} \vec{T}_s \vec{i}_{s,odq} + \vec{\mathcal{L}}_{rr} \vec{T}_r \vec{i}_{r,odq} \quad (3.76)$$

$$\vec{\lambda}_{r,odq} = \vec{T}_r^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{rs} \vec{T}_s \vec{i}_{s,odq} + \vec{T}_r^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{rr} \vec{T}_r \vec{i}_{r,odq} \quad (3.77)$$

$$\vec{\lambda}_{r,odq} = \vec{\mathcal{L}}_{rs,odq} \vec{i}_{s,odq} + \vec{\mathcal{L}}_{rr,odq} \vec{i}_{r,odq} \quad (3.78)$$

e

$$\vec{T}_r^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{rs} \vec{T}_s = \vec{\mathcal{L}}_{rsodq} \quad (3.79)$$

$$\vec{T}_r^{-1} \vec{\mathcal{L}}_{rr} \vec{T}_r = \vec{\mathcal{L}}_{rrodq} \quad (3.80)$$

de maneira similar a (3.70) e (3.71), foram desenvolvidas a Matriz de Indutâncias Próprias de Rotor odq $\vec{\mathcal{L}}_{rrodq}$

$$\vec{\mathcal{L}}_{rrodq} = \begin{bmatrix} L_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

e a Matriz de Indutâncias Mútuas de Rotor e Estator odq $\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rsodq}$

$$\overrightarrow{\mathcal{L}}_{rsodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

que também são independentes dos ângulos θ_s e θ_r , além de possuírem indutâncias constantes.

As equações de fluxo do rotor em termos odq, são assim determinadas

$$\lambda_{or} = L_{ro}i_{or} \quad (3.83)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_d \quad (3.84)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_q \quad (3.85)$$

$$(3.86)$$

bem como as tensões do rotor

$$v_o = R_s i_o + \frac{d\lambda_o}{dt} \quad (3.87)$$

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_{el} \lambda_q \quad (3.88)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_{el} \lambda_d \quad (3.89)$$

que podem ser desenvolvidas como

$$v_{or} = 0 = R_r i_o + \frac{d\lambda_{or}}{dt} \quad (3.90)$$

$$v_{dr} = 0 = R_r i_d + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_{el} - \omega_{me}) \lambda_q \quad (3.91)$$

$$v_{qr} = 0 = R_r i_q + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_{el} - \omega_{me}) \lambda_d \quad (3.92)$$

sendo iguais a zero, devido ao curto-circuito em seus terminais.

As equações de torque

$$T_m = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.93)$$

$$T_m = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{L_m}{L_r}\right) (\lambda_{dr} i_q - \lambda_{qr} i_d) \quad (3.94)$$

também definidas em termos de grandezas odq.

Concluídas as transformações matemáticas, consideremos agora a transformação odq a partir da ótica da física. A Transformação odq só é válida fisicamente pois a indução no entreferro de qualquer ponto aleatório é igual no ponto correspondente do sistema transformado (Brandão, 2005). O conceito só é possível devido a corrente homopolar i_o , que é responsável por não criar indução magnética no entreferro da máquina, além de ser proporcional a soma das correntes trifásicas. Caso as corrente forem balanceadas a componente homopolar será nula.

3.3 Considerações

As equações aqui desenvolvidas que são dependentes de ângulos variáveis no tempo foram constatadas de difícil análise, e induziu a obtenção de um sistema com referência adequada para que esta dependência seja anulada, sistema tal referido como odq.

As transformações em termos odq anulam a dependência de θ_{me} das indutâncias mútuas entre estator e rotor.

O sistema de referência para transformação odq deve ser escolhido cuidadosamente para que se tenha valor prático.

4 Circuito elétrico equivalente de máquinas de indução polifásicos em regime permanente

Assuntos relacionados a eficiência de energia e fator de potência de dispositivos indústrias vêm sendo abordados constantemente em congressos científicos, distribuidoras de energia e empresas. Mensurar o rendimento, fp e torque útil das máquinas elétricas é por consequência algo de grande valia de ordem prática, e é partir destes que projetos de máquinas podem ser avaliados.

O circuito elétrico equivalente das máquinas permite se obter inúmeras características de desempenho para pontos de operação. Pontos de operação definidos a partir do conceito de escorregamento que é descrito por

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (4.1)$$

sendo n_s a velocidade síncrona, n a velocidade mecânica, ambas em rpm (rotações por minuto).

Será introduzido o conceito de componentes simétricas, e os efeitos de operar as máquinas a partir de fontes desequilibradas. Em seguida será mostrado o circuito elétrico equivalente para máquinas de indução CA simétricas operando em regime permanente e sendo alimentadas por fontes equilibradas.

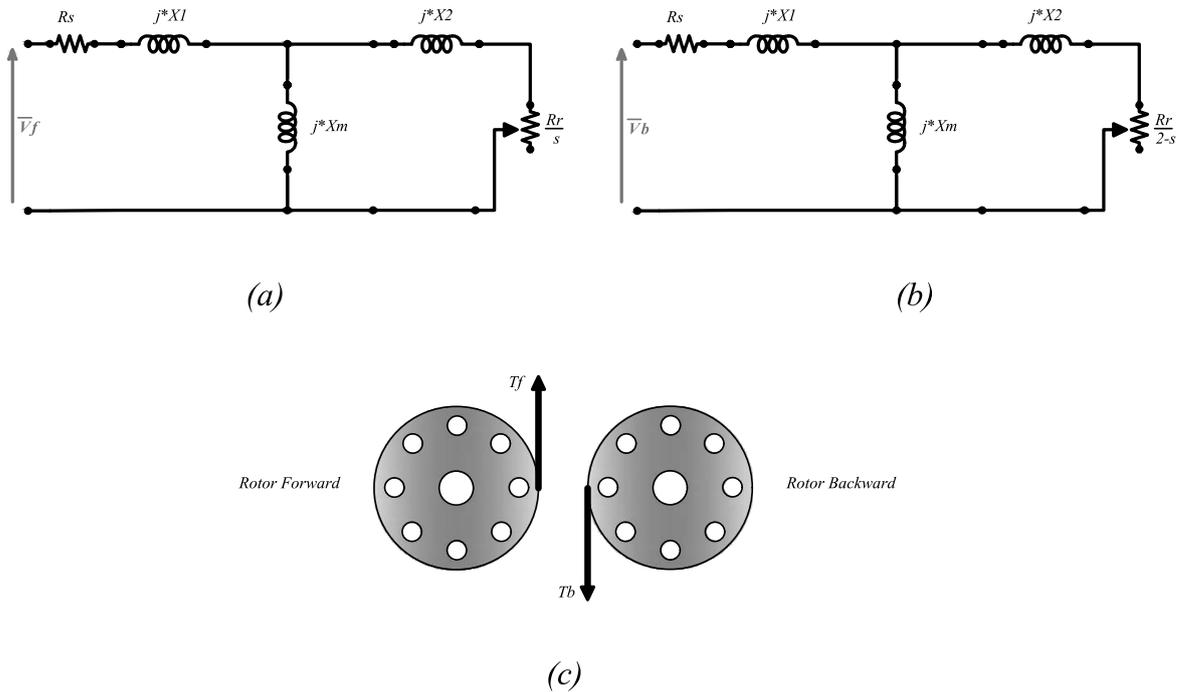
4.1 Circuito equivalente de máquinas bifásicas operando em condições de desequilíbrio

A partir de manipulações matemáticas será criado um meio de separar cada grandeza que alimenta a máquina em duas, a partir do que é chamado na literatura, de *componentes de sequência positiva e de sequência negativa*: este referente ao campo *backward* (retrógrado) com as respectivas componentes de subíndice b ; e esse referente ao campo *forward* (progressivo) com as respectivas componentes de subíndice f .

Alimentar as máquinas elétricas por fontes desbalanceadas gera um problema: o surgimento de um campo retrógrado. Um dado relevante é que estes campos irão influenciar no desempenho da máquina de forma negativa. A Fig. 9c ilustra o conceito de separar o rotor em dois, um para cada campo, o Rotor Forward é referente ao circuito equivalente da Fig. 9a, enquanto o Rotor Backward é o referente ao da Fig. 9b, este espelha os efeitos do

campo retrógrado, esse os do campo progressivo. É possível perceber que se pudéssemos acoplar mecanicamente tais rotores, o torque resultante seria o T_f menos o T_b , o que o gera um *insight* dos efeitos do campo retrógrado no dispositivo.

Figura 9 – Circuito equivalente da máquina de indução bifásica: (a)Circuito equivalente para o sistema de sequência positiva; (b)Circuito equivalente para o sistema de sequência negativa; (c) Ilustração do conceito de separar o campo em dois: Rotor Forward e Rotor Backward e os respectivos torques



Fonte – próprio autor.

Primeiramente será definido a Matriz de Transformação \vec{T}_{fb} , esta separa as grandezas em componentes simétricas, e definida como

$$\vec{T}_{fb} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & +j \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

depois a matriz \vec{X}_{fb}

$$\vec{X}_{fb} = \begin{bmatrix} X_f \\ X_b \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

que contém as componentes simétricas, e a matriz $\vec{X}_{\alpha\beta}$

$$\vec{X}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

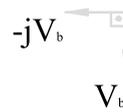
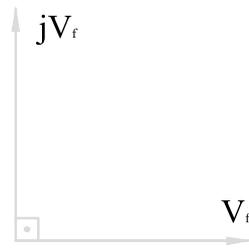
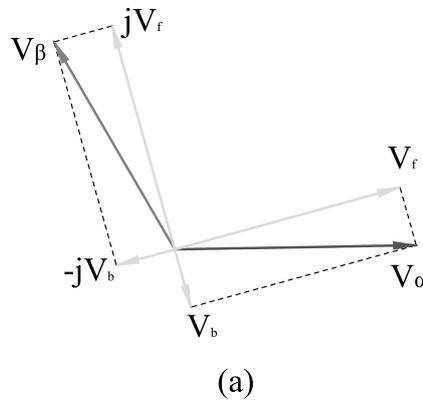
com as variáveis a serem transformadas. Por fim, foi definida a equação que separa as grandezas em componentes simétricas f e b como

$$\vec{X}_{fb} = \vec{T}_{fb} \vec{X}_{\alpha\beta} \quad (4.5)$$

A matriz \vec{T}_{fb} possui inversa, logo é possível obter os elementos de $\vec{X}_{\alpha\beta}$ a partir das componentes de \vec{X}_{fb} .

A transformação em termos de componentes simétricas, está ilustrada na Fig. 10, no caso as tensões V_α e V_β estão com as respectivas componentes simétricas, vale a pena observar que V_f e jV_f estão, entre si, em quadratura, bem como V_b e $-jV_b$, tal característica é inerente a este tipo de sistema, além dessa característica podemos notar que foram formados dois sistemas equilibrados: V_b e $-jV_b$; V_f e jV_f . Outro fato relevante é: ao se alimentar uma máquina bifásica simétrica em quadratura a partir de uma fonte bifásica equilibrada em quadratura, só estará presente as componentes de sequência positiva, logo o circuito equivalente da máquina será apenas o da Fig. 9a.

Figura 10 – Decomposição de um sistema em componentes simétricas: (a) V_α e V_β com as respectivas componentes de sequência positiva e negativa; (b) Sistema de sequência positiva equilibrado e em quadratura; (c) Sistema de sequência negativa equilibrado e em quadratura



(b)

(c)

Fonte – próprio autor.

Agora serão definidas as equações que caracterizam o sistema, e (4.5) possibilita

obter as componentes simétricas de \bar{V}_α e \bar{V}_β

$$\bar{V}_f = \frac{1}{2}(\bar{V}_\alpha - j\bar{V}_\beta) \quad (4.6)$$

$$\bar{V}_b = \frac{1}{2}(\bar{V}_\alpha + j\bar{V}_\beta) \quad (4.7)$$

e de maneira similar com \bar{I}_α e \bar{I}_β

$$\bar{I}_f = \frac{1}{2}(\bar{I}_\alpha - j\bar{I}_\beta) \quad (4.8)$$

$$\bar{I}_b = \frac{1}{2}(\bar{I}_\alpha + j\bar{I}_\beta) \quad (4.9)$$

A operação inversa também pode ser realizada, logo

$$\bar{V}_\alpha = \bar{V}_f + \bar{V}_b \quad (4.10)$$

$$\bar{V}_\beta = j\bar{V}_f - j\bar{V}_b \quad (4.11)$$

e

$$\bar{I}_\alpha = \bar{I}_f + \bar{I}_b \quad (4.12)$$

$$\bar{I}_\beta = j\bar{I}_f - j\bar{I}_b \quad (4.13)$$

As equações de potência serão definidas também em termos de sequência positiva e negativa.

Primeiramente a Potência Entregue ao Entreferro pelo Campo *forward* $P_{g,f}$

$$P_{g,f} = 2(\text{Re}[\bar{V}_f \bar{I}_f^*] - R_s(I_f)^2) \quad (4.14)$$

em seguida a Potência Entregue ao Entreferro pelo Campo *backward* $P_{g,b}$

$$P_{g,b} = 2(\text{Re}[\bar{V}_b \bar{I}_b^*] - R_s(I_b)^2) \quad (4.15)$$

e a partir de $P_{g,f}$ e $P_{g,b}$ a Potência Entregue ao Entreferro P_g

$$P_g = P_{g,f} - P_{g,b} \quad (4.16)$$

a Potência Mecânica P_m será então

$$P_m = (1 - s)(P_{g,f} - P_{g,b}) \quad (4.17)$$

incluindo os efeito das perdas, temos a Potência no Eixo P_{eixo}

$$P_{eixo} = P_m - P_{rot} \quad (4.18)$$

As equações definidas nesta seção permitem assim, obter o desempenho de uma máquina de indução bifásica sendo alimentada por uma fonte equilibrada ou não.

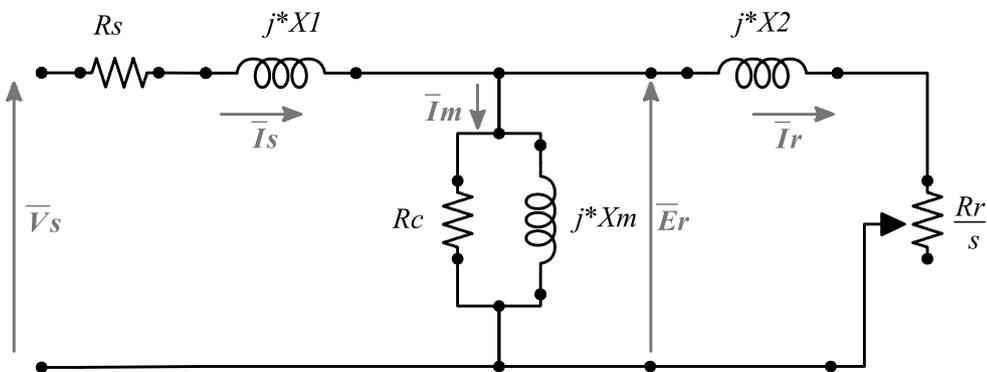
4.2 Circuito elétrico equivalente de máquinas de indução polifásicas

Algumas considerações devem ser mencionadas para que o modelo seja válido, e aqui resumidas em:

- As máquinas devem ser simétricas com enrolamentos de estator idênticos entre si, bem como os do rotor;
- Máquinas de pólos lisos, ou seja é considerado um entreferro constante;
- Máquinas sendo alimentada por uma fonte equilibrada;
- Máquinas polifásicas, ou seja ($q \geq 2$).

Sendo explicitadas tais considerações, o circuito elétrico equivalente da máquina de indução é o ilustrado na figura 11.

Figura 11 – Circuito elétrico equivalente de máquinas polifásicas de indução



Fonte – próprio autor.

Temos que X_1 e X_2 são as reatâncias de dispersão, esta do rotor e essa do estator. A Reatância de Magnetização X_m , a Resistência de Enrolamento do Estator R_s e R_r a Resistência de Enrolamento do Rotor, bem como a Resistência de Perdas no Núcleo R_c . Sendo a unidade definida como $\Omega/fase$.

As reatâncias do circuito equivalente podem ser expressas a partir das indutâncias obtidas pelas matrizes (3.70), (3.71), (3.81) e (3.82)

$$X_1 = \omega_s(L_s - L_m) \quad (4.19)$$

$$X_m = \omega_s(L_m) \quad (4.20)$$

$$X_2 = \omega_s(L_r - L_m) \quad (4.21)$$

4.3 Análise do circuito equivalente para máquinas bifásicas e polifásicas operando em condições de equilíbrio

Esta seção tem por intuito definir: as equações de potência e o significado físico delas e o circuito equivalente visto dos terminais do rotor do circuito equivalente, definido na Seção 4.2, a partir do teorema de Thévenin.

A máquina elétrica é um dispositivo de conversão eletromecânica, e assim a potência elétrica segue um fluxo até se transformar em potência mecânica, ou no sentido inverso caso trabalhe como gerador. Definiremos assim as potências:

- P_{in} : Potência de entrada do sistema;
- P_{est} : Potência dissipada nos enrolamentos do estator;
- P_j : Potência dissipada nos enrolamentos do rotor;
- P_g : Potência transferida útil transferida através do entreferro;
- P_m : Potência eletromagnética do rotor;
- P_{mec} : Potência relativa as perdas por atrito e ventilação do dispositivo.
- P_{eixo} : Potência de saída ou potência de saída no eixo.

As respectivas equações são

$$P_{in} = qRe\{(\bar{V}_f)(\bar{I}_s^*)^2\} \quad (4.22)$$

$$P_{est} = q(I_s)^2 R_s \quad (4.23)$$

$$P_j = sP_g \quad (4.24)$$

$$P_g = q(I_r)^2 \left(\frac{R_r}{s}\right) \quad (4.25)$$

$$P_m = qR_r \left(\frac{1-s}{s}\right) (I_2)^2 \quad (4.26)$$

$$P_{eixo} = P_m - P_{mec} \quad (4.27)$$

Outro aspecto que surge a partir das potências é a eficiência da máquina e é definida como sendo

$$\eta = \frac{P_{eixo}}{P_{in}} \quad (4.28)$$

A partir das equações acima é possível observar que o dispositivo deve operar nas zonas próximas da velocidade síncrona ou em termos de escorregamento numa faixa $7\% \geq s \geq 2\%$, caso contrário a máquina terá uma baixa eficiência.

Os torques serão definidos em termos de potência e velocidade. Sendo assim

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_m} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (4.29)$$

$$T_{eixo} = \frac{P_{eixo}}{\omega_m} \quad (4.30)$$

as unidades serão: N.m (Newton metro) para o conjugado e rad/s para as velocidades.

O circuito Equivalente Thévenin visto dos terminais do rotor possibilitar escrever as equações que determinam: O torque máximo T_{max} ; s_{maxT} que é o Escorregamento para se obter o Torque Máximo; e a Resistência para se obter um Torque Máximo na Partida $R_{r,Tmax}$. Sendo assim, definiremos tal circuito equivalente começando com a Impedância Equivalente Vista dos Terminais do Rotor Z_{th}

$$Z_{th} = \frac{Z_1 Z_m}{Z_1 + Z_m} \quad (4.31)$$

e a Tensão Vista dos Terminais do Rotor V_{th}

$$\bar{V}_{th} = \left(\frac{Z_m}{Z_1 + Z_m} \right) \bar{V}_s \quad (4.32)$$

e a partir de Z_{th} e \bar{V}_{th}

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_{th}}{Z_{th} + Z_2} \quad (4.33)$$

onde

$$Z_1 = R_s + jX_1 \quad (4.34)$$

$$Z_2 = jX_2 + \frac{R_r}{s} \quad (4.35)$$

$$Z_m = \frac{R_c(jX_m)}{R_c + jX_m} \quad (4.36)$$

Agora serão definidos T_{max} , s_{maxT} e $R_{r,Tmax}$ como

$$T_{max} = \frac{1}{2\omega_s} \left(\frac{q(V_{th})^2}{R_{th} + \sqrt{(R_{th})^2 + (X_{th} + X_2)^2}} \right) \quad (4.37)$$

$$s_{maxT} = \frac{R_r}{\sqrt{(R_{th})^2 + (X_{th} + X_2)^2}} \quad (4.38)$$

$$R_{r,Tmax} = \sqrt{(R_{th})^2 + (X_{th} + X_2)^2} \quad (4.39)$$

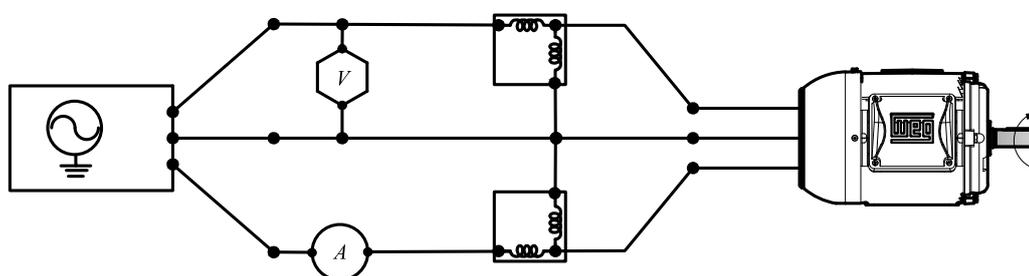
todos em termos de parâmetros de circuito equivalente Thévenin.

4.4 Obtenção de parâmetros do circuito equivalente a partir do *Ensaio a Vazio* e do *Ensaio com Rotor Bloqueado*

A obtenção de parâmetros do circuito equivalente será realizada a partir do *Ensaio a Vazio* e do *Ensaio com Rotor Bloqueado*.

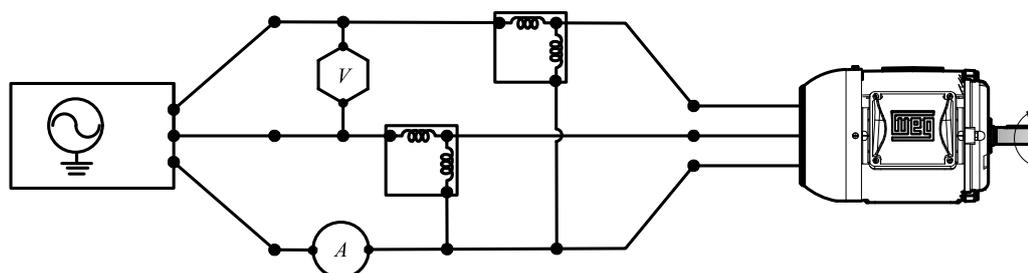
A montagem do *Ensaio a Vazio* para o motor bifásico é o da Fig. 12 e do motor trifásico o da Fig. 13.

Figura 12 – Montagem do *Ensaio a Vazio* para o motor bifásico



Fonte – próprio autor.

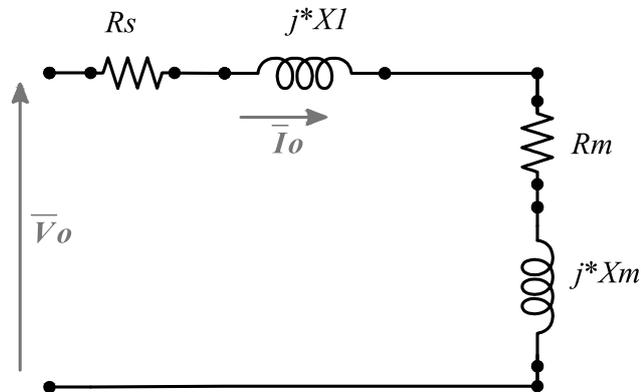
Figura 13 – Montagem do *Ensaio a Vazio* para o motor trifásico



Fonte – próprio autor.

No *Ensaio a Vazio* a máquina opera próximo da velocidade síncrona, pois não há carga na ponta do eixo do dispositivo, com isso $s \approx 0$, podendo assim aproximar o circuito equivalente pelo da Fig. 14. Além disso, o dispositivo é alimentado com a tensão nominal.

Figura 14 – Circuito equivalente para o teste de *Ensaio a Vazio*



Fonte – próprio autor.

As equações para este circuito serão definidas com o subíndice 0, em referência a carga nula no eixo. A tensão para este circuito é

$$V_0 = V_f \quad (4.40)$$

que é a tensão de fase, ou seja a tensão imposta a bobina. As reatâncias são

$$R_0 = R_s + R_m \quad (4.41)$$

$$X_0 = X_1 + X_m \quad (4.42)$$

$$Z_0 = R_0 + j * X_0 \quad (4.43)$$

a potência ativa consumida é

$$P_0 = |W_2 + W_1| \quad (4.44)$$

ou seja, a soma das potências lidas nos Wattímetros. A corrente será mensurada pelo amperímetro

$$I_0 = I_c \quad (4.45)$$

Definindo assim

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} \quad (4.46)$$

$$P_0 = qV_0I_0 = qR_0(I_0)^2 \quad (4.47)$$

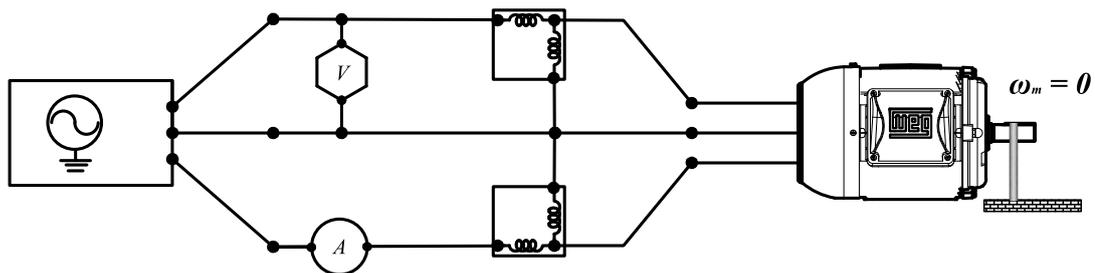
$$R_0 = \frac{P_0}{q(I_0)^2} \quad (4.48)$$

$$X_0 = \sqrt{(Z_0)^2 - (R_0)^2} \quad (4.49)$$

Equações estas que caracterizam o teste.

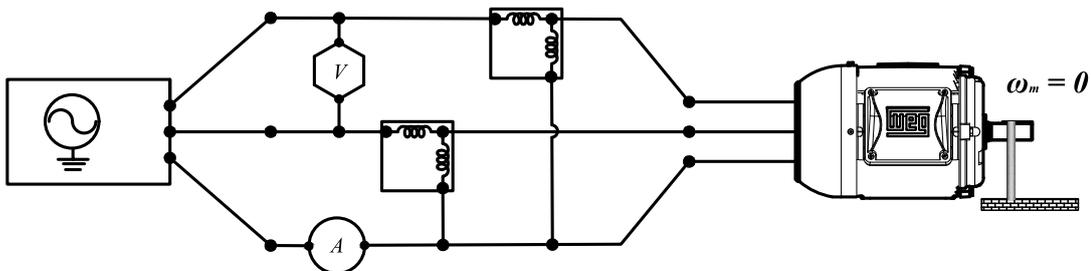
O *Ensaio com Rotor Bloqueado* tem como montagem para o motor: Bifásico o da Fig. 15; e do do trifásico o da Fig. 16.

Figura 15 – Montagem do *Ensaio com Rotor Bloqueado* para o motor bifásico



Fonte – próprio autor.

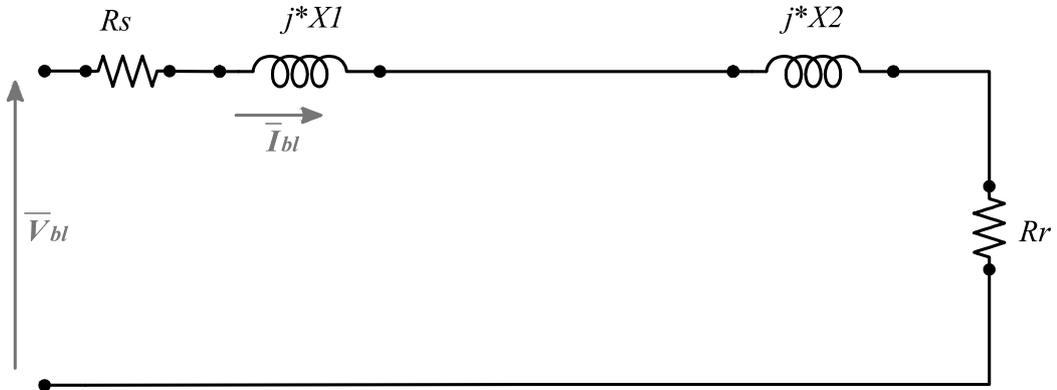
Figura 16 – Montagem do *Ensaio com Rotor Bloqueado* para o motor trifásico



Fonte – próprio autor.

No *Ensaio com Rotor Bloqueado* a máquina opera com velocidade nula, com isso $s = 1$, podendo assim aproximar o circuito equivalente pelo da Fig. 14. Durante o ensaio a tensão é elevada gradativamente até o dispositivo ser alimentado pela corrente nominal.

Figura 17 – Circuito equivalente para o *Ensaio com Rotor Bloqueado*



Fonte – próprio autor.

As equações para o circuito da Fig. serão definidas com o subíndice bl . As impedâncias são

$$R_{bl} = R_s + R_r \quad (4.50)$$

$$X_{bl} = X_1 + X_2 \quad (4.51)$$

$$Z_{bl} = R_{bl} + X_{bl} \quad (4.52)$$

A potência consumida no momento que é obtida a corrente nominal é

$$P_{bl} = |W_2 + W_1| \quad (4.53)$$

por consequência

$$I_{bl} = I_{nom} = I_c \quad (4.54)$$

Sendo assim, definimos as outras equações deste ensaio como

$$Z_{bl} = \frac{V_{bl}}{I_{bl}} \quad (4.55)$$

$$P_{bl} = qV_{bl}I_{bl} = qR_{bl}(I_{bl})^2 \quad (4.56)$$

$$R_{bl} = \frac{P_{bl}}{q(I_{bl})^2} \quad (4.57)$$

$$X_{bl} = \sqrt{(Z_{bl})^2 - (R_{bl})^2} = X_\varphi \quad (4.58)$$

A R_s é obtida a partir do método da resistência referida a 75 graus.

A segregação prática da reatância total de dispersão entre o estator e rotor pode ser obtida a partir da norma IEEE 112 e aqui resumida na tabela

Tabela 1 – Tabela de segregação prática de reatância total de dispersão entre o estator e rotor

Classe	Parcela X1 de X_φ	Parcela X1 de X_φ
A	0,5	0,5
B	0,4	0,6
C	0,3	0,7
D	0,5	0,5
Rotor bobinado	0,5	0,5

Fonte – Norma IEEE 112

Determinadas estas equações, podemos obter assim os parâmetros das máquinas.

4.4.1 Segregação de Perdas

A partir do ensaio a vazio podemos montar a seguinte equação

$$P_0 = qR_s(I_0)^2 + P_{fe} + P_{mec} \quad (4.59)$$

é a partir dela que será realizada a segregação de perdas.

No ensaio, as tensões aplicadas as bobinas do estator são variadas de forma gradativa. As P_{mec} são obtidas a partir das técnicas de interpolação e linearização dos dados de *Tensão versus Potência* do ensaio a vazio, e ilustrado aqui na Figura 18 (FILHO, 2017). Transcorridos os passos deste parágrafo é finalmente obtido as P_{fe}

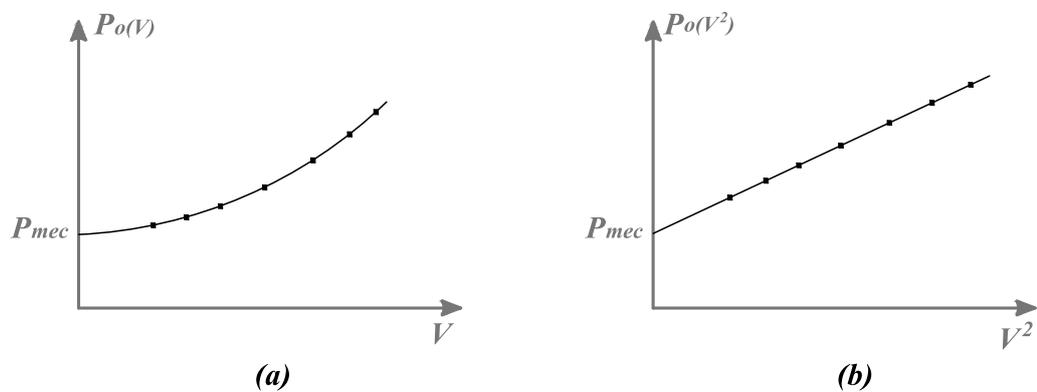
$$P_{fe} = P_0 - qR_s(I_0)^2 - P_{mec} \quad (4.60)$$

Outro parâmetro possível de obtenção é R_c , pois

$$R_c = \frac{q(V_0)^2}{P_{fe}} \quad (4.61)$$

tornando assim o circuito equivalente mais preciso.

Figura 18 – Curva característica do *Ensaio a Vazio* pelas técnicas de: (a) Interpolação; (b) Linearização



Fonte – adaptado de (FILHO, 2017).

5 Freio Eletromagnético por ação de correntes induzidas

Os campos magnéticos podem ser aplicados das mais diversas formas, e bilhões de dólares têm sido investidos por grandes expoentes mundiais, como Alemanha e Estados Unidos da América, nesta temática. Tal situação pode ser observada em pesquisas sobre *sistemas maglev* que usam *levitação magnética* como base de estudo para desenvolvimento do *Trem maglev*.

Outra aplicação dos campos magnéticos, é o freio eletromagnético por ação de correntes induzidas num disco acoplado ao eixo da máquina. O princípio do disco é de que: Tensões elétricas são induzidas num condutor quando este atravessar as linhas de fluxo de campo magnético dando origem a correntes que não possuem caminhos bem definidos, contudo opostas ao movimento natural do disco. Tal aplicação é de grande valor prático em termos de análise de desempenho de máquinas elétricas, pois a frenagem é do tipo externa, esta é mais adequada quando se quer analisar cargas estáticas ou dinâmicas, face a frenagem interna. Analisado o que foi descrito neste parágrafo, foi montado uma bancada de estudo para possibilitar a obtenção do desempenho de máquinas elétricas quando operadas com carga no eixo. A referida bancada possui um freio eletromagnético por ação de correntes induzidas num disco, este deve ser acoplado ao eixo da máquina.

O princípio de funcionamento do freio eletromagnético é descrito como:

Consiste em um disco de material condutor elétrico que ao cruzar uma região de campo magnético, provocado por um eletroímã localizado em determinado ponto do disco, faz variar o fluxo magnético naquele ponto, o que provoca a indução de corrente parasitas nesta área. A ação dos campos do eletroímã e o campo induzido pelas correntes induzidas se opõem, tendendo a se anularem, o que gera uma força que tende a frear o disco. (MICCO, 2015)

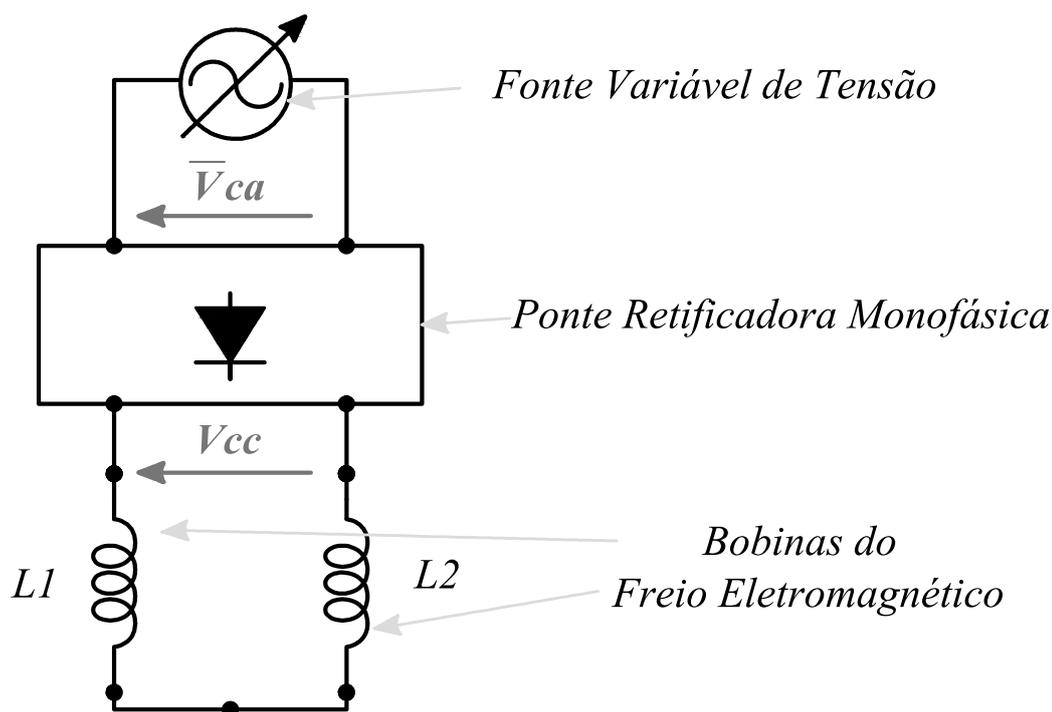
Este capítulo tem por objetivos: introduzir o conceito de frenagem a partir de freios eletromagnéticos, o que foi realizado nos dois primeiros parágrafos deste; posteriormente descrever a bancada em termos de diagrama multifilar e imagens da bancada.

5.1 Bancada para ensaios de máquinas elétricas com carga no eixo a partir de freio eletromagnético

O freio eletromagnético terá a montagem como ilustrado no diagrama da Figura 19, o freio deve ser alimentado por uma fonte monofásica alternada e esta ser conectada a uma

ponte monofásica retificadora, as bobinas devem ser ligadas em série e as extremidades destas ligadas na saída da ponte retificadora, indicada como V_{cc} . A tensão de operação das bobinas deve ser entre 0 Volts e 150 Volts, vale salientar que esta leitura da tensão deve ser realizada nos terminais V_{cc} da ponte retificadora.

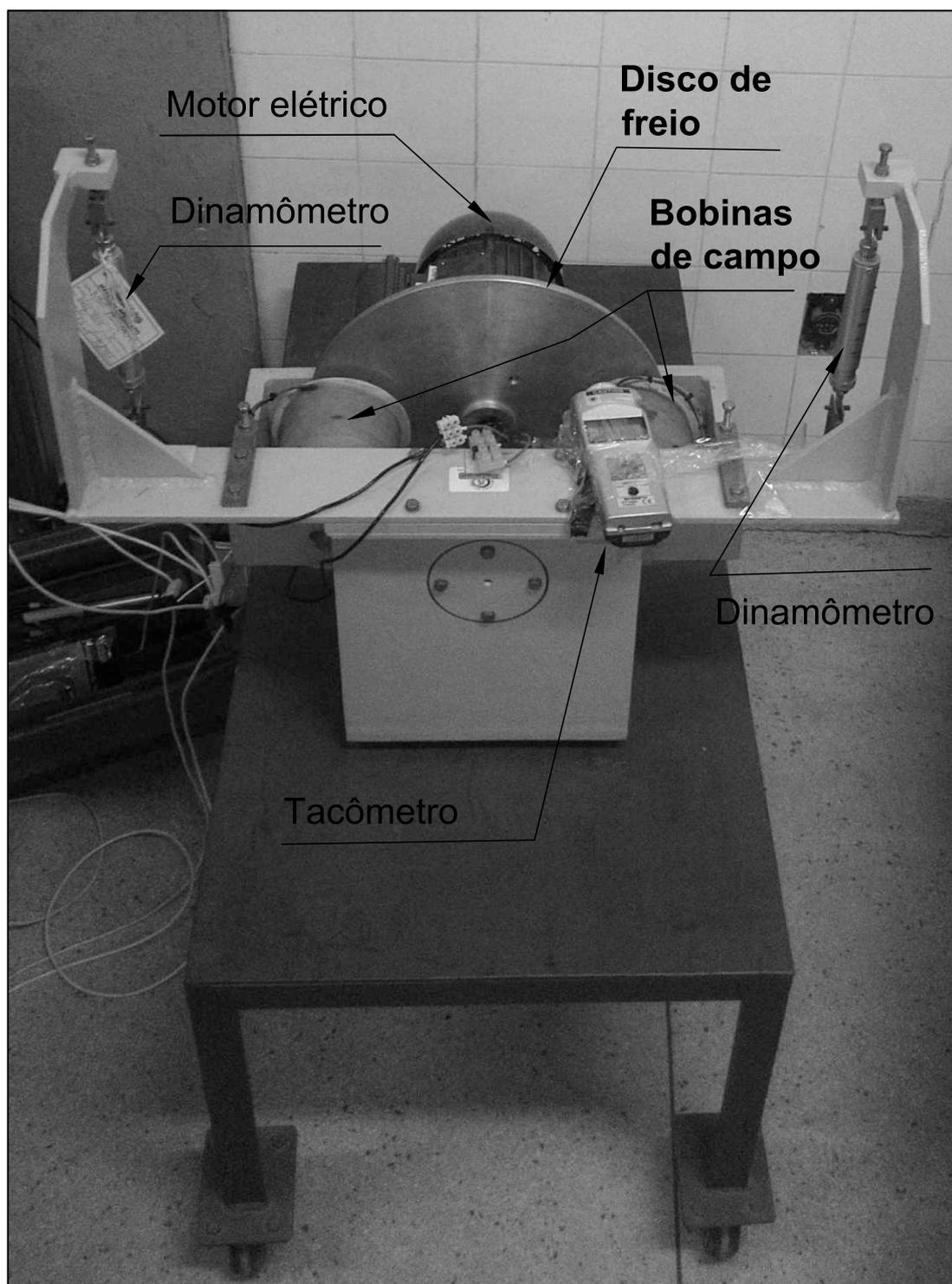
Figura 19 – Diagrama multifilar de montagem e acionamento do freio eletromagnético



Fonte – próprio autor.

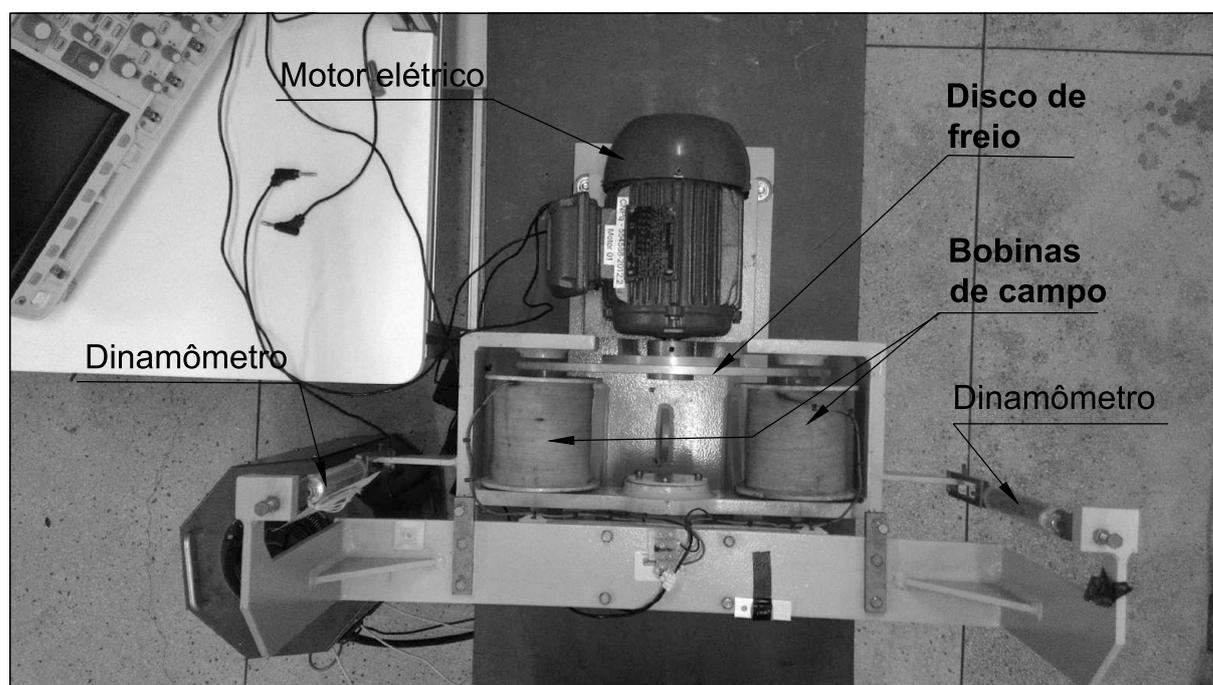
Para se obter as características de desempenho das máquinas serão usados amperímetros, voltímetros, wattímetros, tacômetro e um dinamômetro acoplado a bancada como ilustrado nas Figuras 20 e 21. O freio eletromagnético em conjunto com os equipamentos citados irão possibilitar sintetizar as curvas de: corrente, rendimento, fator de potência e conjugado das máquinas utilizadas neste trabalho.

Figura 20 – Bancada para ensaio em carga a partir de freio eletromagnético



Fonte – próprio autor.

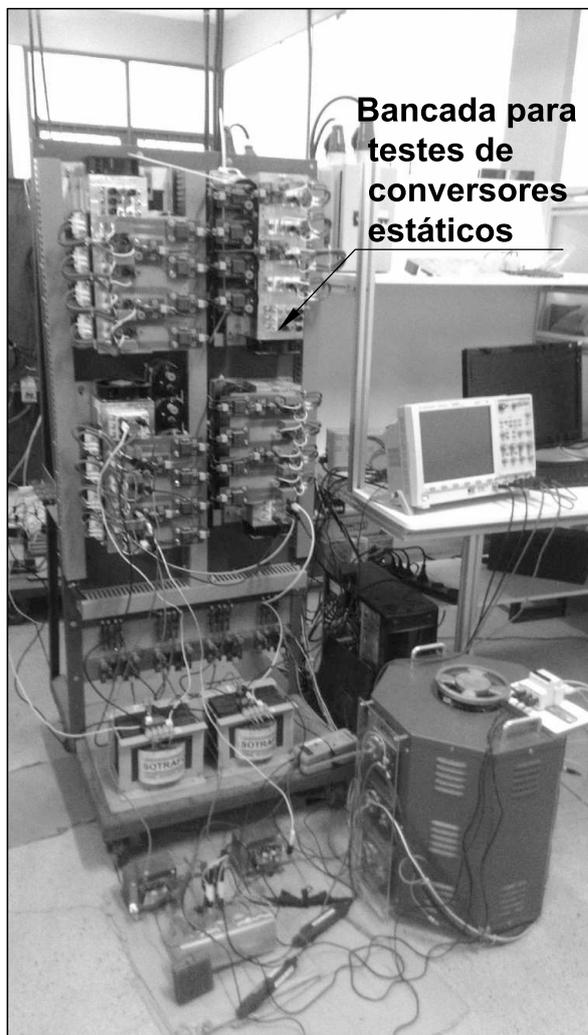
Figura 21 – Vista superior: Bancada para ensaio em carga a partir de freio eletromagnético



Fonte – próprio autor.

A máquina de indução trifásica será alimentada por um variac trifásico (ver Figura 22 (a)) e o motor de indução será alimentado a partir de uma bancada para teste de conversor estáticos (ver Figura 22 (b)), possibilitando se obter uma fonte adequada a máquina em quadratura, ou seja, a máquina deve ser alimentada por duas tensões com mesma amplitude e defasadas de 90° entre si.

Figura 22 – Fonte de alimentação: (a) Variac trifásico; (b) Bancada para teste de conversores estáticos



(a)



(b)

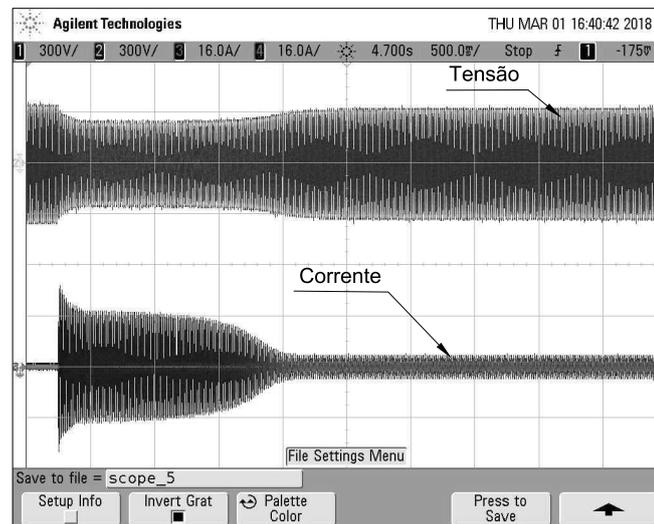
Fonte – próprio autor.

6 Resultados Experimentais e Simulações

O comportamento das máquinas elétricas é de suma importância para: indústria, havendo assim um grande foco no consumo de energia destes dispositivos, tanto é que a *Portaria Nº 553 da Lei de Eficiência Energética* regulariza os níveis de eficiência energética das máquinas de indução trifásicas; os projetos de conversores estáticos que são utilizados, muitas vezes, para o acionamento de MIs.

No capítulo é realizado comparações entre as curvas das máquinas de indução bifásica e da trifásica em função da velocidade. As curvas referidas serão as de: corrente, fator de potência, rendimento e torque no eixo. O regime transitório também será analisado, pois este é importante, principalmente, do ponto de vista dos dispositivos ligados a mesma rede que os motores elétricos que ao serem chaveados causam transientes afetando, em especial, os equipamentos eletrônicos. Uma consequência do transitório da máquina pôde ser observado durante os ensaios de partida direta das máquinas, na captura da tela do osciloscópio, (ver Figura 23), estavam as leituras de corrente e tensão que alimentavam a máquina, o sistema assim sofreu um afundamento de tensão durante o RT de corrente.

Figura 23 – Afundamento de tensão causado por partida de um motor elétrico



Fonte – próprio autor.

6.1 Ensaio a Vazio e com Rotor Bloqueado

A partir dos ensaios descritos no Capítulo 4, foram obtidos os parâmetros e as perdas das máquinas de indução: bifásica que estão determinados, respectivamente, nas Tabelas 2 e 3; e trifásica nas Tabelas 4 e 5, por essa ordem.

Tabela 2 – Parâmetros de circuito equivalente da Máquina de Indução Bifásica

Parâmetro	Valor $\Omega/fase$
R_s	5,9
X_1	5,6
R_c	2427,3
X_m	147,3
R_r	5,47
X_2	8,4

Fonte – próprio autor.

Tabela 3 – Perdas e Momento de Inércia da Máquina de Indução Bifásica

P_{rot}	5,65 W
J	0,0066 $kg(m)^2$

Fonte – próprio autor.

Tabela 4 – Parâmetros de circuito equivalente da Máquina de Indução Trifásica

Parâmetro	Valor $\Omega/fase$
R_s	6,21
X_1	4,11
R_c	1648,79
X_m	110,75
R_r	3,04
X_2	6,17

Fonte – próprio autor.

Tabela 5 – Perdas Rotacionais e Momento de Inércia da Máquina de Indução Trifásica

P_{rot}	25,87 W
J	0,0066 $kg(m)^2$

Fonte – próprio autor.

6.2 Resposta transitória das máquinas

Nesta seção é comparada a resposta transitória das máquinas para determinadas cargas aplicadas ao eixo destas. Primeiramente serão exibidas as RTs e no final será realizada

uma análise comparativa entre estas. O procedimento utilizado para o acionamento foi o de partida direta, ou seja, a máquina inicialmente desenergizada é imposta a tensão nominal, a partir de uma chave do tipo partida direta. A V_{nom} é de: 380 Volts, com as bobinas ligadas em *estrela*, para máquina trifásica; 220 Volts para a máquina bifásica com as bobinas ligadas em série.

Para comparar as máquinas em termos de corrente na resposta transitória, será criado o termo Υ que é a *corrente de pico do regime transitório* em A; definido o *tempo de duração da resposta transitória* t_{tr} em s. Vale salientar que os parâmetro Υ e t_{tr} são importantes, pois altas amplitudes das oscilações de corrente causam afundamento de tensão e o t_{tr} pode atenuar ainda mais as consequências de tal efeito. O RT tem como possível consequência danos a produtos eletrônicos, pois estes dispositivos são, em geral, mais sensíveis a oscilações de tensão.

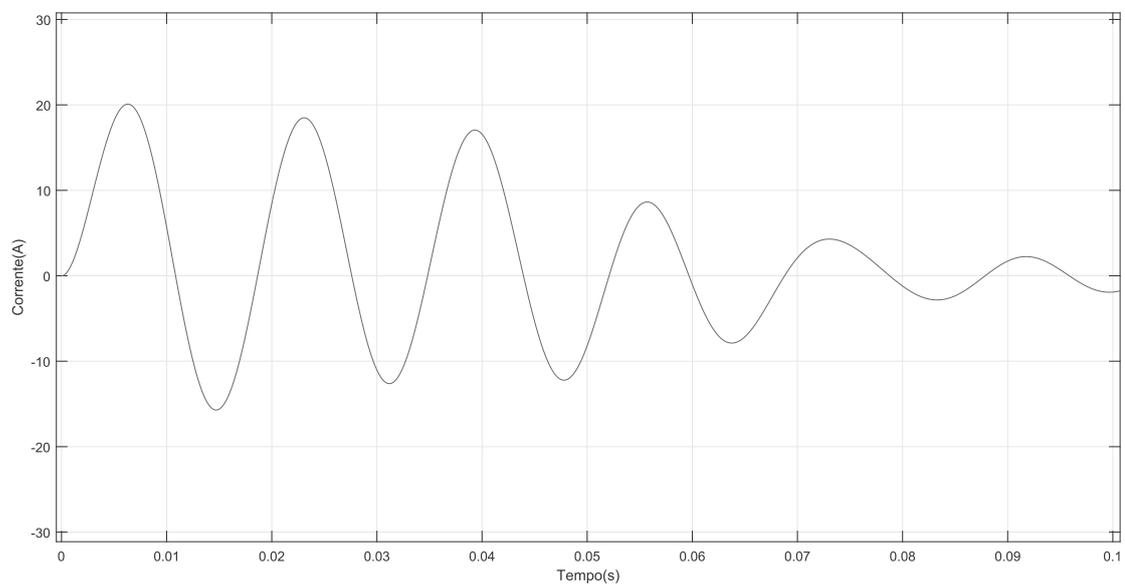
6.2.1 Resposta transitória das máquinas operando sem carga no eixo

Sendo realizado o acionamento como descrito no início desta seção, ou seja, por partida direta, e com o eixo da máquina sem carga, foram obtidas as repostas transitórias das máquinas bifásicas e trifásicas.

A resposta transitória do motor de indução bifásico está ilustrada nas Figuras 24, 25, 26: esta é uma captura do osciloscópio, essa é uma seleção de um trecho da captura do osciloscópio de forma a facilitar a análise do RT e aquela é a resposta da simulação no ambiente *Simulink*. Os parâmetros dos dados experimentais foram: $t_{tr} = 1,20$ s e $\Upsilon = 25,2$ A. Os parâmetros das simulações foram: $t_{tr} = 0,10$ s e $\Upsilon = 20,0$ A.

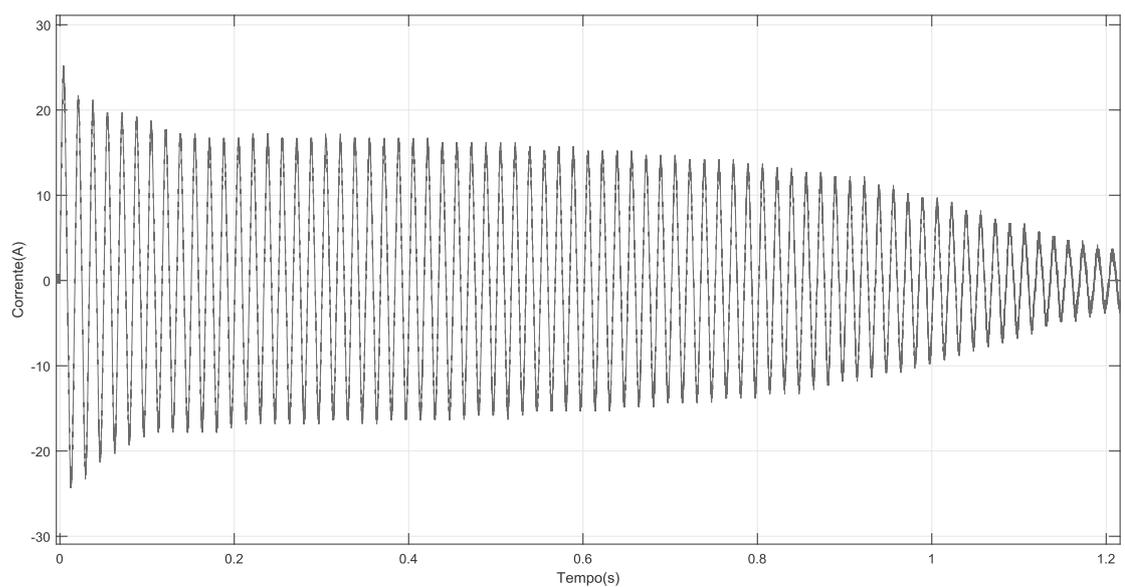
A resposta transitória do motor de indução trifásico está ilustrada nas Figuras 27, 28, 29: esta é uma captura do osciloscópio, essa é uma seleção de um trecho da captura do osciloscópio de forma a facilitar a análise do RT e aquela é a resposta da simulação no ambiente *Simulink*. Os parâmetros dos dados experimentais foram: $t_{tr} = 0,37$ s e $\Upsilon = 27,3$ A. Os parâmetros das simulações foram: $t_{tr} = 0,15$ s e $\Upsilon = 25$ A.

Figura 24 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução bifásica sem carga no eixo



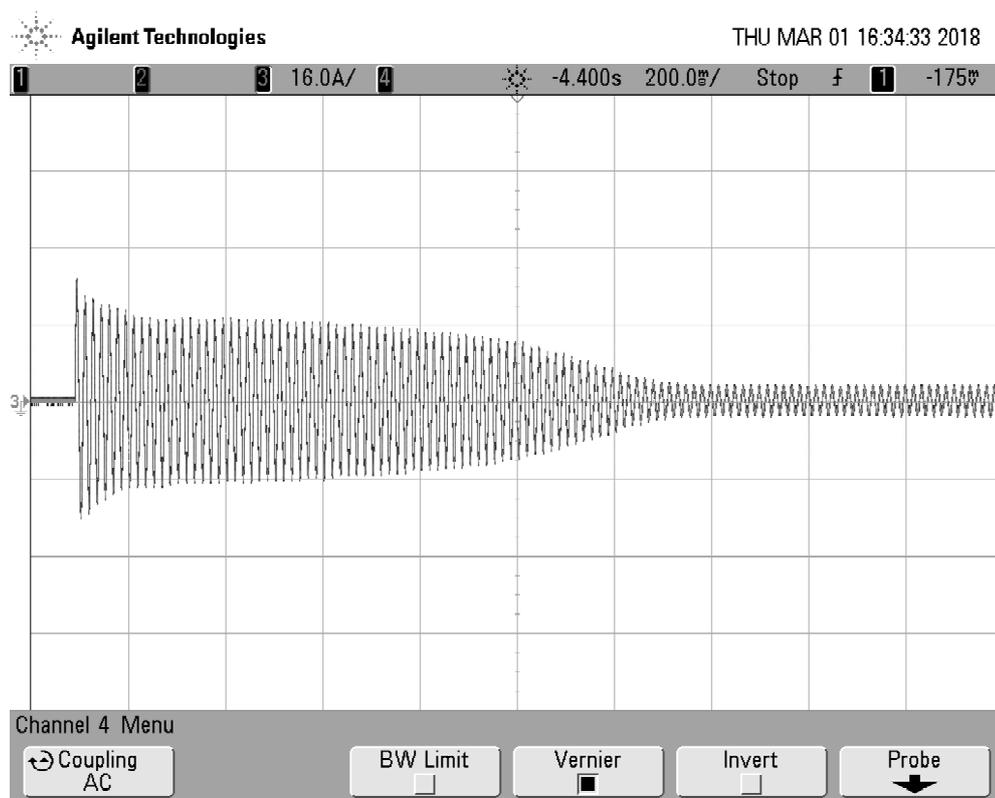
Fonte – próprio autor.

Figura 25 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução bifásica sem carga no eixo



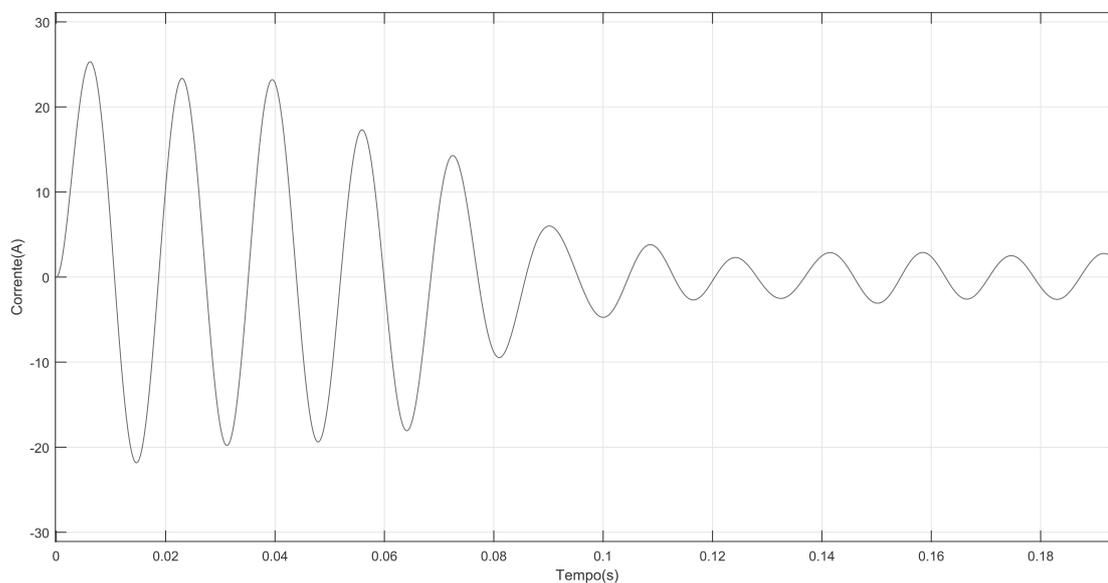
Fonte – próprio autor.

Figura 26 – *PrtSc* da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução bifásica sem carga no eixo



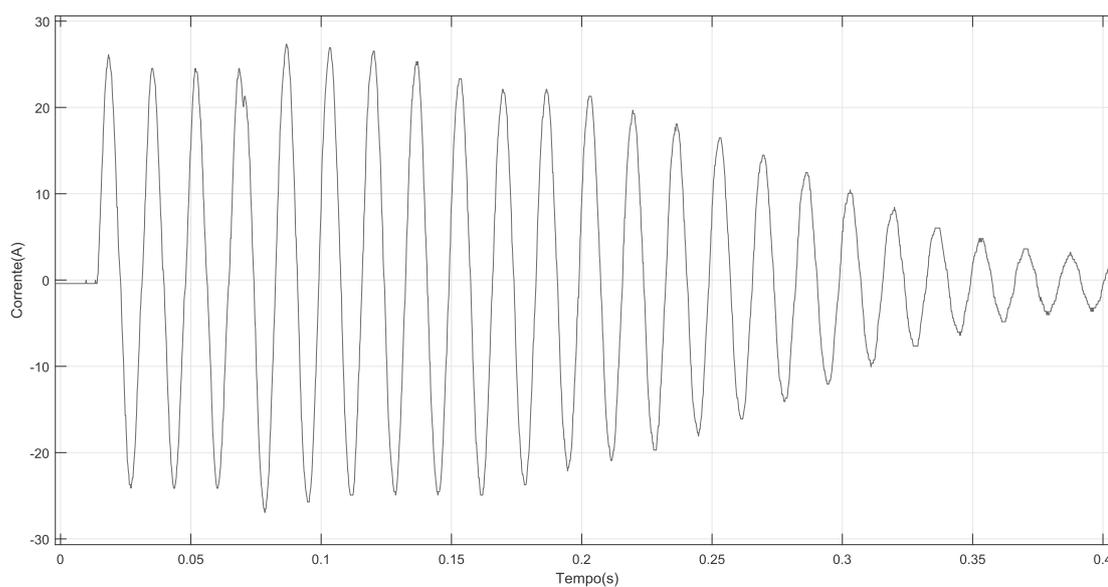
Fonte – próprio autor.

Figura 27 – Simulação - Resposta Transitória da máquina de indução trifásica sem carga no eixo



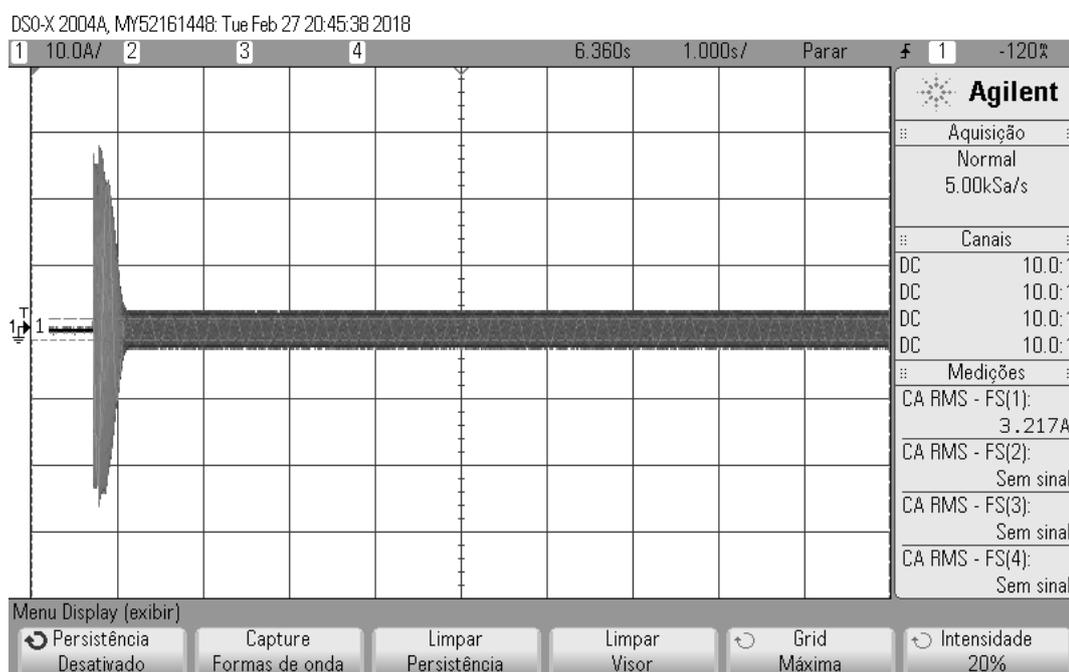
Fonte – próprio autor.

Figura 28 – Resultado Experimental - Resposta Transitória da máquina de indução trifásica sem carga no eixo



Fonte – próprio autor.

Figura 29 – *PrtSc* da tela do osciloscópio - Resposta Transitória da máquina de indução trifásica sem carga no eixo



Fonte – próprio autor.

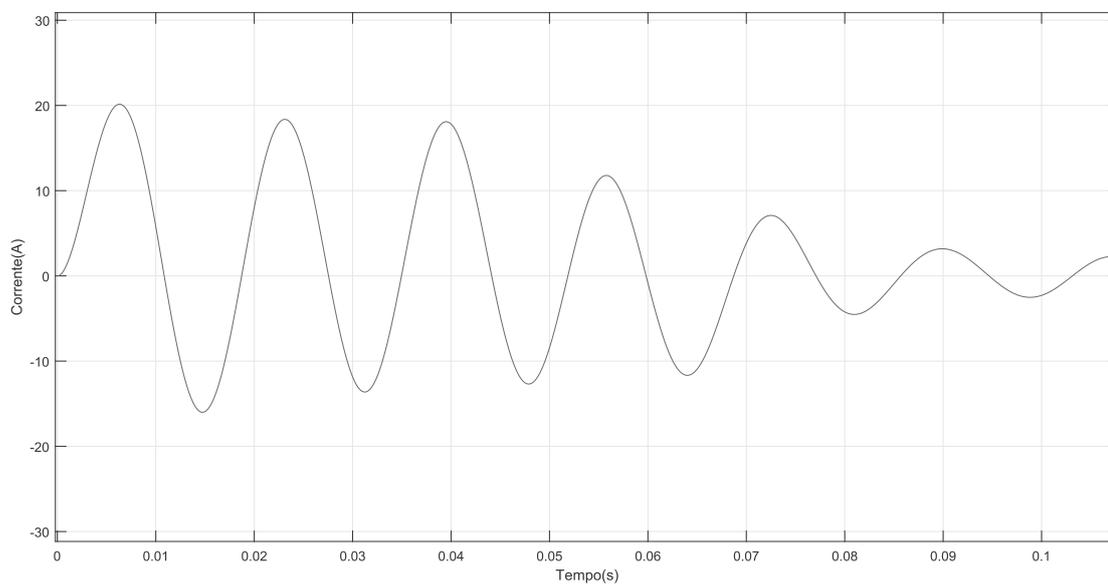
6.2.2 Resposta Transitória das máquinas com uma carga no eixo de 1,42 N.m

O procedimento da Subseção 6.2.1 foram repetidos, e assim obtidas as repostas das máquinas para uma carga aplicada ao eixo de 1,42 N.m na máquina trifásica e na bifásica.

A resposta transitória do motor de indução bifásico está ilustrada nas Figuras 30, 31, 32: esta é uma captura do osciloscópio, essa é uma seleção de um trecho da captura do osciloscópio de forma a facilitar a análise do t_r e aquela é a resposta da simulação no ambiente *Simulink*. Os parâmetros dos dados experimentais foram: $t_{tr} = 1,80$ s e $\Upsilon = 24,0$ A. Os parâmetros das simulações foram: $t_{tr} = 0,10$ s e $\Upsilon = 20,1$ A.

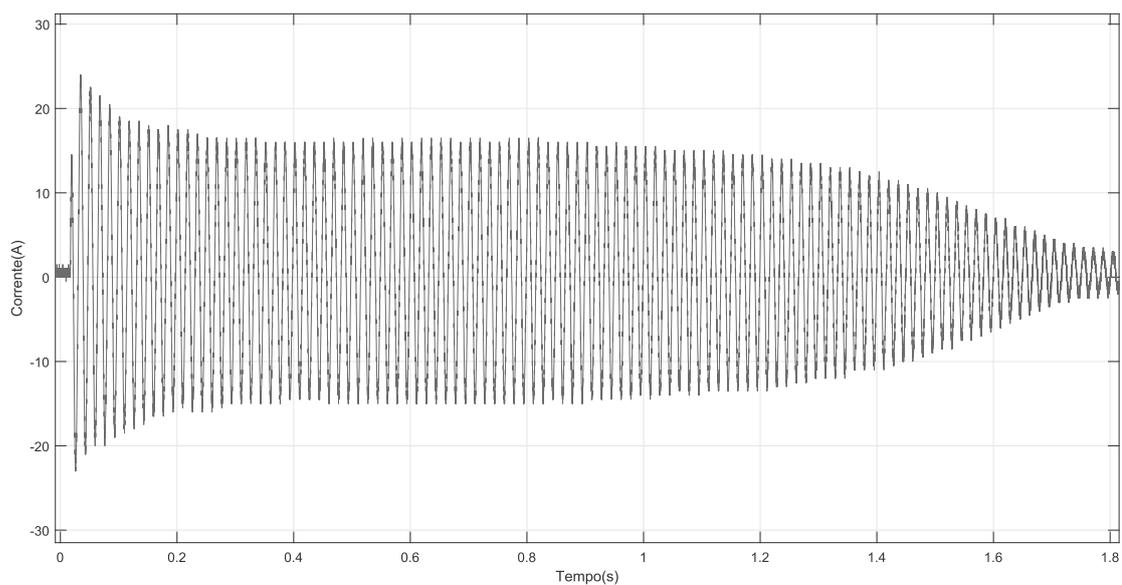
A resposta transitória do motor de indução trifásico está ilustrada nas Figuras 33, 34, 35: esta é uma captura do osciloscópio, essa é uma seleção de um trecho da captura do osciloscópio de forma a facilitar a análise do t_r e aquela é a resposta da simulação no ambiente *Simulink*. Os parâmetros dos dados experimentais foram: $t_{tr} = 0,38$ s e $\Upsilon = 28,5$ A. Os parâmetros das simulações foram: $t_{tr} = 0,15$ s e $\Upsilon = 25,3$ A.

Figura 30 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m



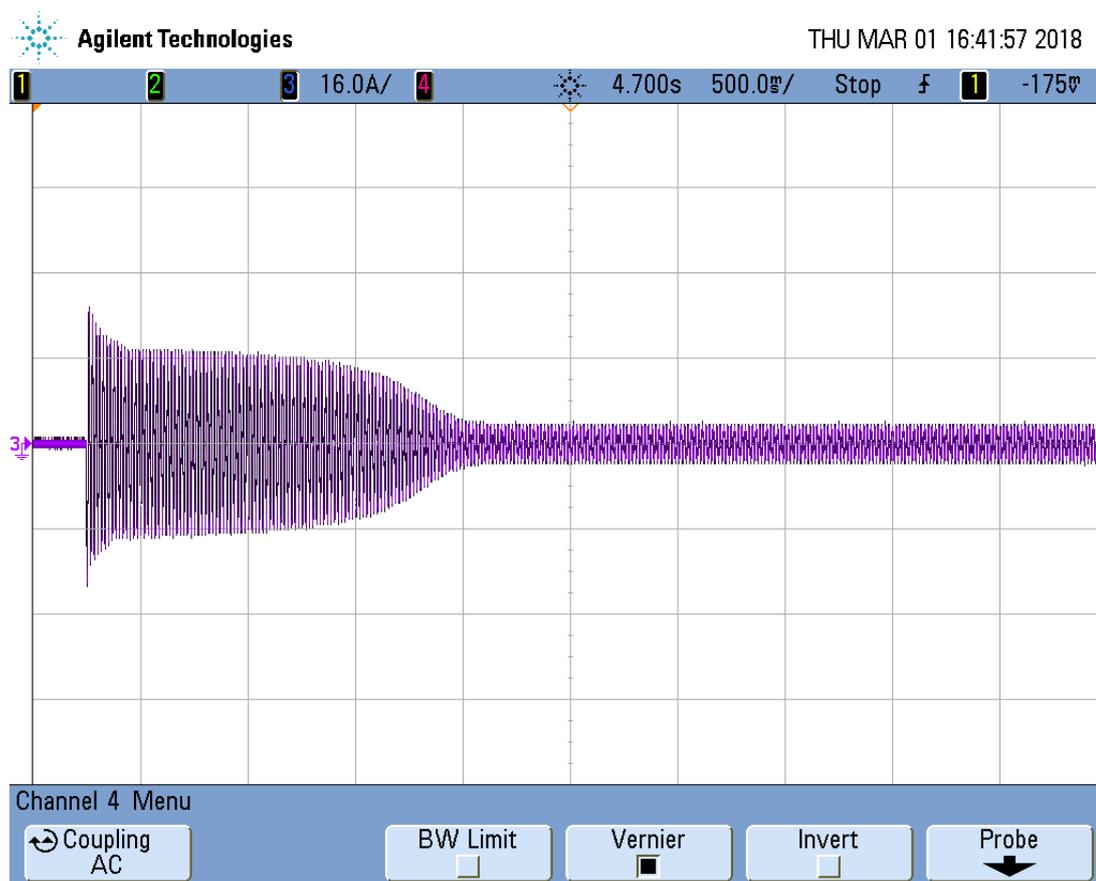
Fonte – próprio autor.

Figura 31 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m



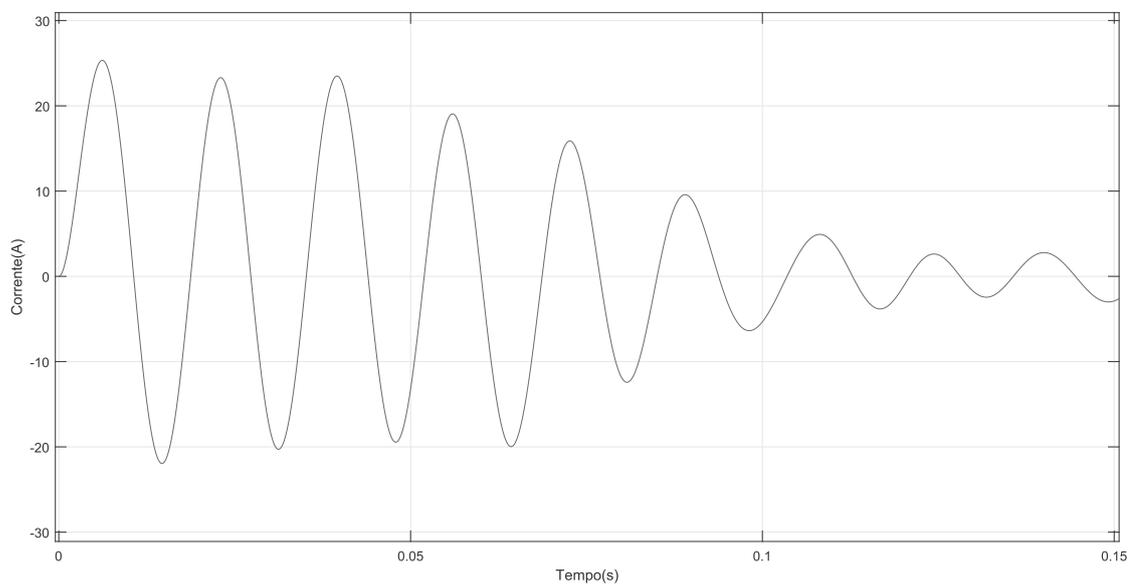
Fonte – próprio autor.

Figura 32 – *PrtSc* da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m



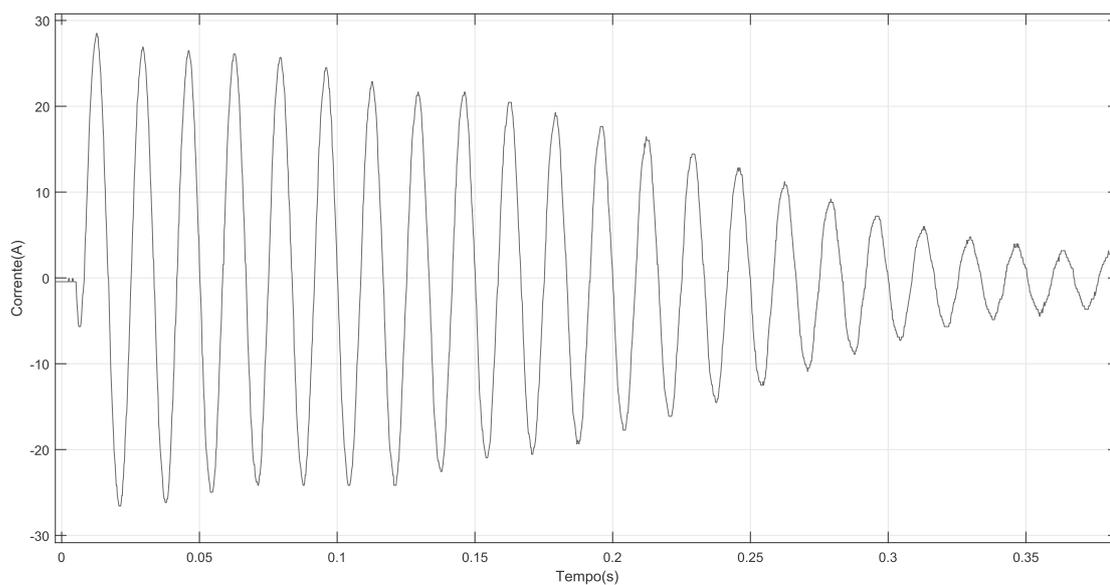
Fonte – próprio autor.

Figura 33 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m



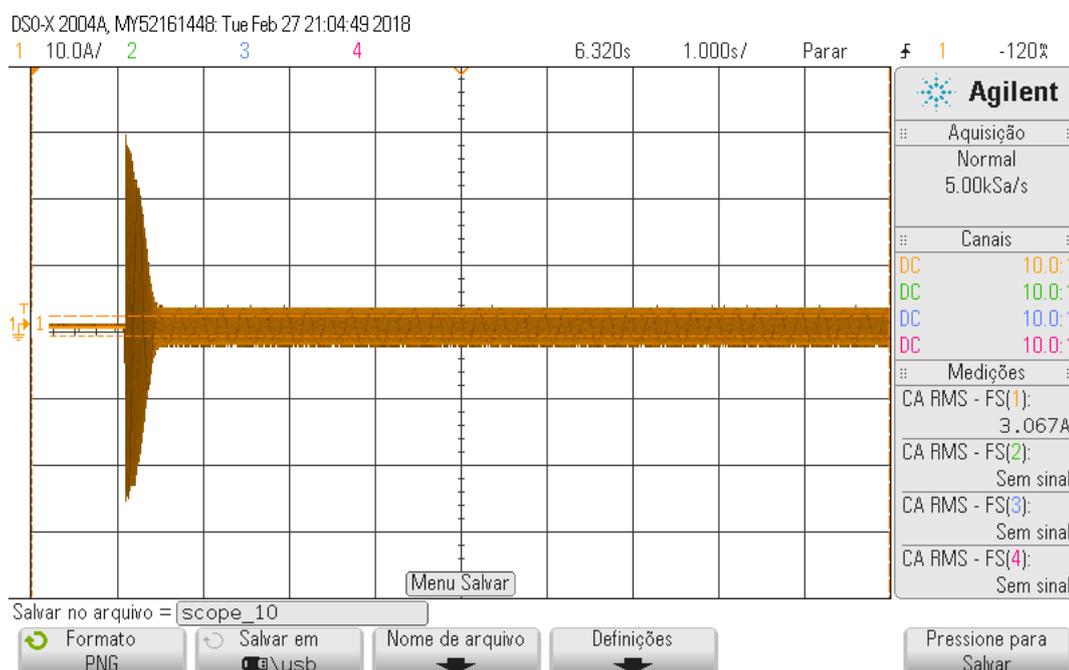
Fonte – próprio autor.

Figura 34 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m



Fonte – próprio autor.

Figura 35 – *PrtSc* da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 1,42 N.m



Fonte – próprio autor.

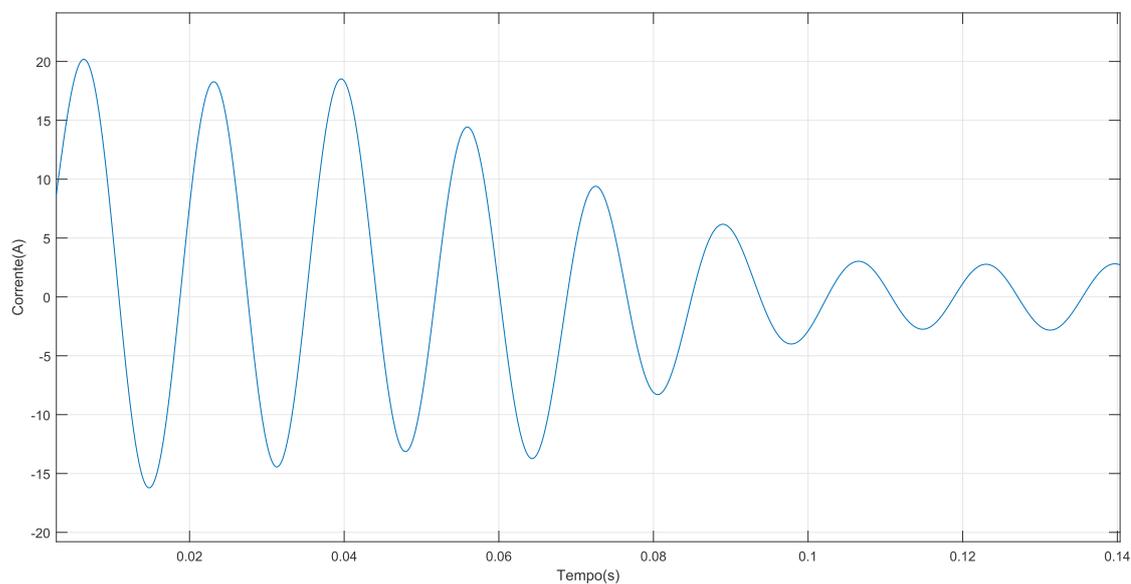
6.2.3 Resposta Transitória das máquinas com uma carga no eixo de 2,58 N.m

O último procedimento para esta seção foi impor uma carga ao eixo de 2,58 N.m a máquina trifásica e a bifásica.

A resposta transitória do motor de indução bifásico está ilustrada nas Figuras 36, 37, 38: esta é uma captura do osciloscópio, essa é uma seleção de um trecho da captura do osciloscópio de forma a facilitar a análise do RT e aquela é a resposta da simulação no ambiente *Simulink*. Os parâmetros dos dados experimentais foram: $t_{tr} = 4,70$ s e $\Upsilon = 25,5$ A. Os parâmetros das simulações foram: $t_{tr} = 0,11$ s e $\Upsilon = 20,2$ A.

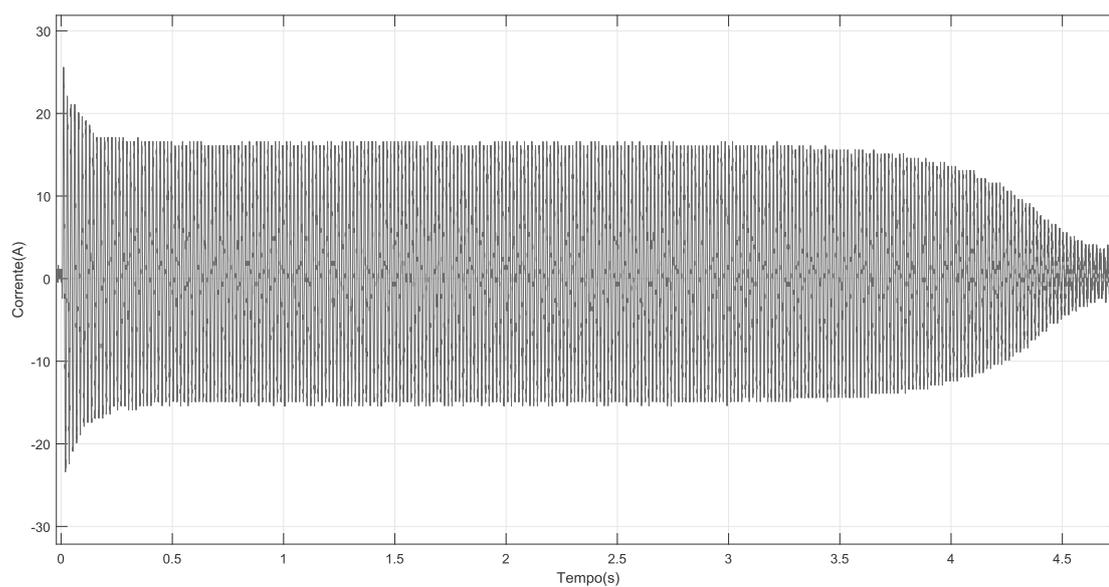
A resposta transitória do motor de indução trifásico está ilustrada nas Figuras 39, 40, 41: esta é uma captura do osciloscópio, essa é uma seleção de um trecho da captura do osciloscópio de forma a facilitar a análise do rt e aquela é a resposta da simulação no ambiente *Simulink*. Os parâmetros dos dados experimentais foram: $t_{tr} = 0,38$ s e $\Upsilon = 26,5$ A. Os parâmetros das simulações foram: $t_{tr} = 0,15$ s e $\Upsilon = 25,3$ A.

Figura 36 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m



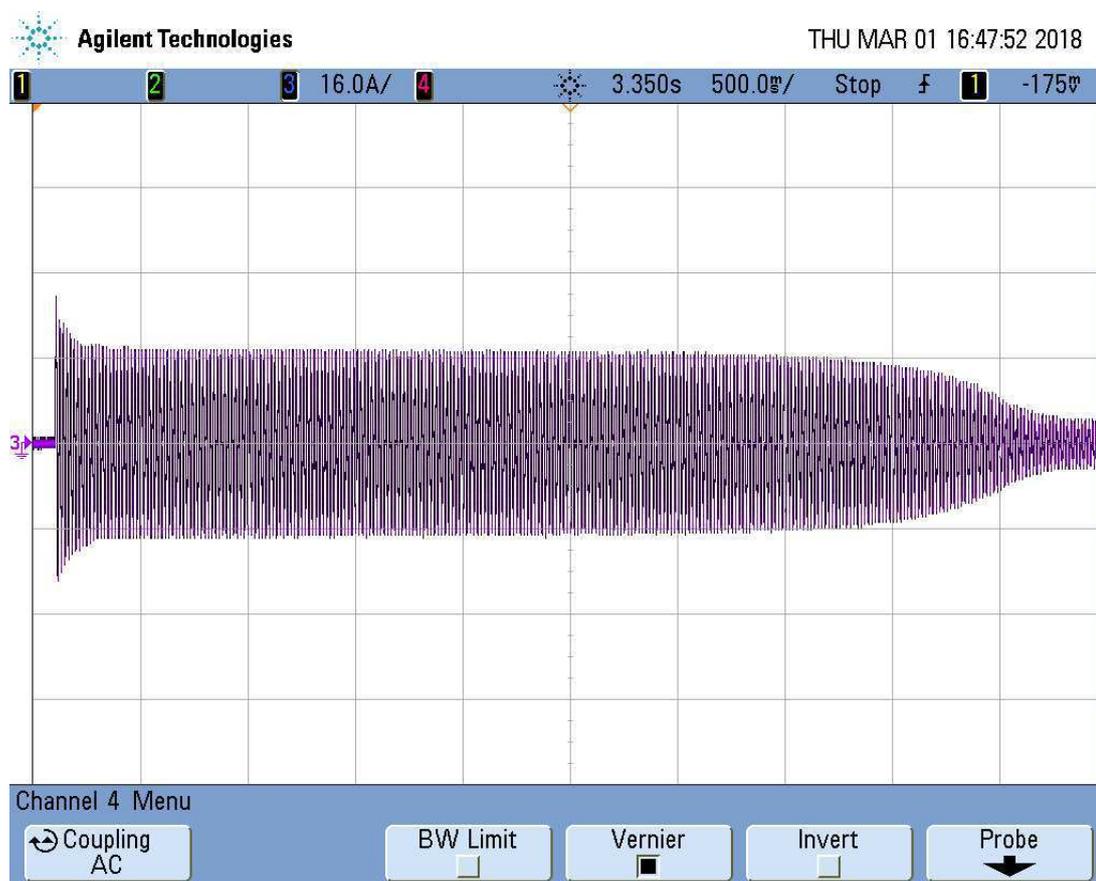
Fonte – próprio autor.

Figura 37 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m



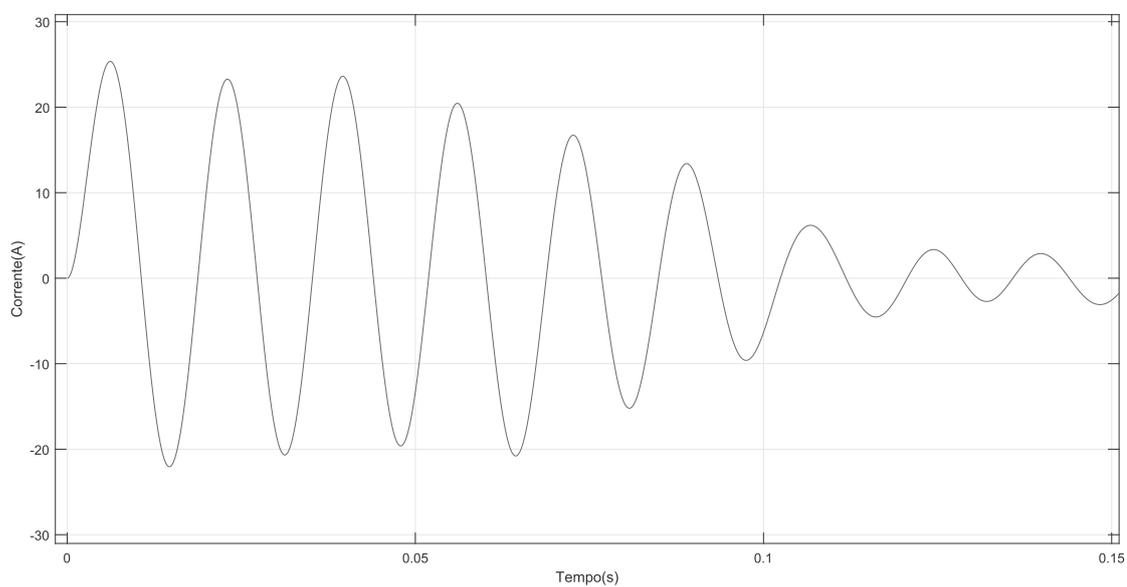
Fonte – próprio autor.

Figura 38 – *PrtSc* da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução bifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m



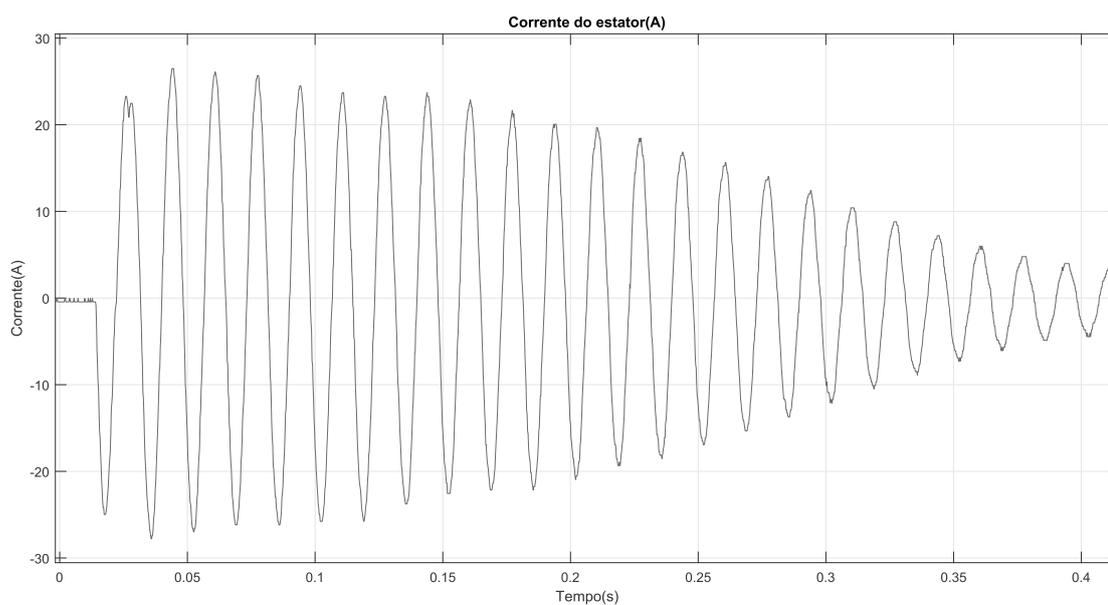
Fonte – próprio autor.

Figura 39 – Simulação - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m



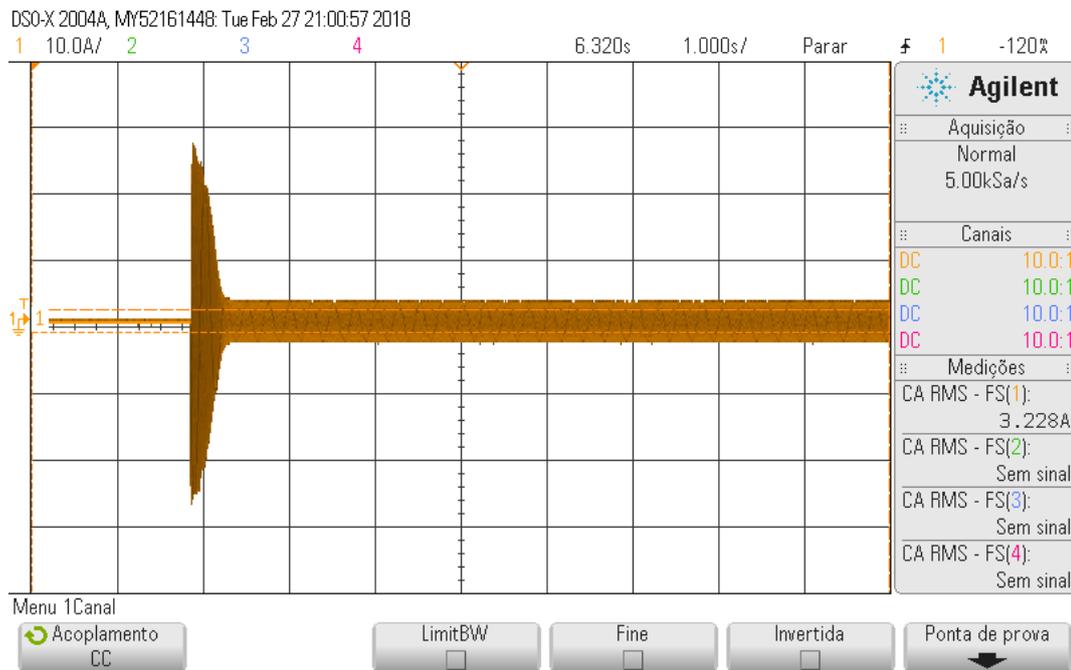
Fonte – próprio autor.

Figura 40 – Resultado Experimental - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m



Fonte – próprio autor.

Figura 41 – *PrtSc* da tela do osciloscópio - Resposta transitória da máquina de indução trifásica com uma carga no eixo de 2,58 N.m



Fonte – próprio autor.

6.2.4 Comparativo

A Tabela 6 contém o tempo de duração de regime transitório, a partir dos ensaios experimentais, das máquinas de indução bifásica e da trifásica para os torques aplicados ao eixo. Conclui-se que a máquina trifásica possui uma resposta transitória melhor do que a bifásica, quanto ao t_{tr} , pois essa leva um menor tempo para passar do regime transitório para o regime permanente.

Tabela 6 – Resultado Experimental - Tempo de duração de regime transitório das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo

Carga Aplicada	t_{tr} da MIB(s)	t_{tr} da MIT(s)
0,00 N.m(A Vazio)	1,20	0,37
1,42 N.m	1,80	0,38
2,58 N.m	4,70	0,38

Fonte – próprio autor.

A Tabela 7 contém o Υ , a partir dos ensaios experimentais, das máquinas de indução bifásica e da trifásica para os torques aplicados ao eixo. A partir dos dados, a máquina

bifásica possui uma resposta transitória melhor do que a trifásica, quanto ao Υ , pois essa possui um valor menor para esse parâmetro.

Tabela 7 – Resultado Experimental - Υ das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo

Carga Aplicada	Υ MIB (A)	Υ MIT (A)
0,00 N.m(A Vazio)	25,2	27,3
1,42 N.m	24,0	28,5
2,58 N.m	25,5	26,5

Fonte – próprio autor.

A Tabela 8 contém o tempo de duração de regime transitório, a partir de simulação no ambiente Simulink, das máquinas de indução bifásica e da trifásica para os torques aplicados ao eixo. Conclui-se que a máquina bifásica possui uma resposta transitória melhor do que a trifásica, quanto ao t_{tr} , pois essa leva um menor tempo para passar do regime transitório para o regime permanente.

Tabela 8 – Simulação - Tempo de duração de regime transitório das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo

Carga Aplicada	t_{tr} da MIB (s)	t_{tr} da MIT (s)
0,00 N.m(A Vazio)	0,10	0,15
1,42 N.m	0,10	0,15
2,58 N.m	0,11	0,15

Fonte – próprio autor.

A Tabela 9 contém o Υ , a partir de simulação no ambiente Simulink, das máquinas de indução bifásica e da trifásica para os torques aplicados ao eixo. A partir dos dados, a máquina bifásica possui uma resposta transitória melhor do que a trifásica, quanto ao Υ , pois essa possui um valor menor para esse parâmetro.

Tabela 9 – Simulação - Υ das Máquinas de Indução Bifásica e da Trifásica a partir de um determinado torque aplicado ao eixo

Carga Aplicada	Υ da MIB (A)	Υ da MIT (A)
0,00 N.m(A Vazio)	20,0	25,0
1,42 N.m	20,1	25,3
2,58 N.m	20,2	25,3

Fonte – próprio autor.

A alta discrepância entre o t_{tr} simulado e o experimental, quanta a máquina bifásica, é devido ao conversor projetado na bancada de conversores estáticos, que é do tipo não

controlado, além disso existem filtros na saída deste. Conclui-se que para ser analisado o t_{tr} entre as máquinas, experimentalmente, deve ser realizado um projeto mais robusto e menos sensível ao transitório.

6.3 Desempenho das máquinas em Regime Permanente

"Os ensaios de motores elétricos com carga são essenciais para a determinação das condições operacionais mecânicas e elétricos destes motores. Quanto mais próximo da condição de operação real mais significativo será o ensaio." (PEREIRA, 2006). Sendo assim, para validação dos modelos descritos nos Capítulos 3 e 4, foram realizados os ensaios dos motores em carga, sendo utilizado o freio eletromagnético bem como os instrumentos listados no Capítulo 5, para obtenção das curvas de: corrente de estator, fator de potência, torque e rendimento, todas em função da velocidade. O circuito equivalente descrito no Capítulo 4 serviu como base para realização de um *scrip* no ambiente Matlab, para obtenção das curvas características das máquinas aqui citadas. Durante a simulação, bem como o do ensaio foi considerado intervalo de velocidade: 1660 rpm a 1800 rpm.

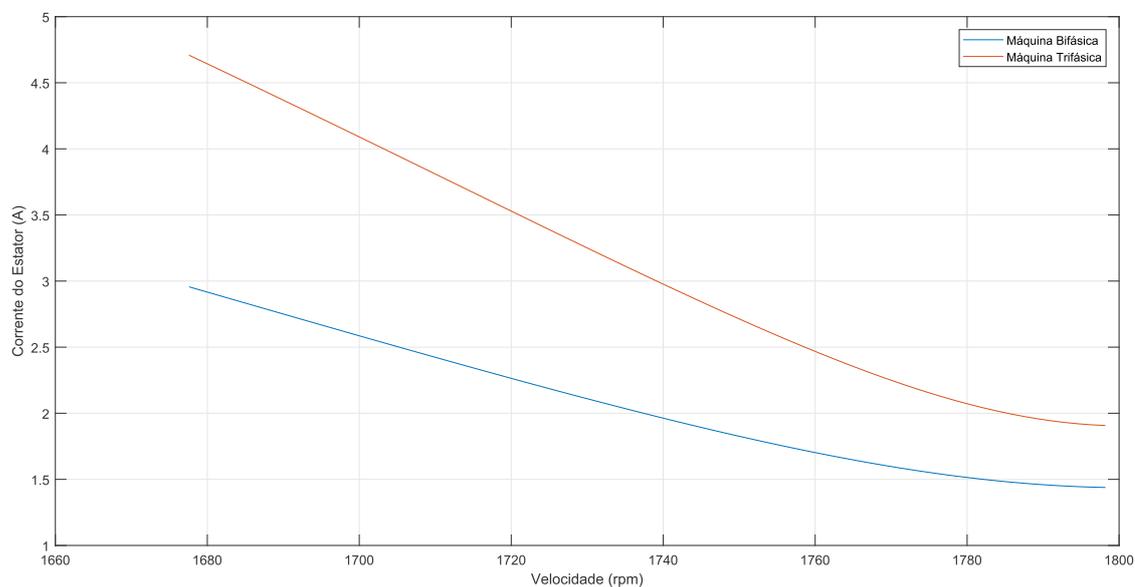
Os primeiros gráficos serão os de corrente do estator. A curva a partir de simulação pode ser vista na Figura 42 e a do ensaio em carga na Fig. 43. Os gráficos de corrente obtidos na simulação e experimentalmente possuem pequena discrepância entre si, validando o modelo. Quanto a corrente, a resposta da máquina de indução bifásica OEW é melhor do que a trifásica, esta possui um valor, em módulo, maior do que essa em todo trecho de interesse.

O fator de potência f_p das máquinas podem ser vistos nas Figuras 44 e 45: esta do ensaio carga e essa da simulação. Novamente, há uma pequena discrepância entre o gráfico obtido por simulação e o dos dados experimentais. Conclui-se que a resposta das máquinas quanto ao f_p é praticamente equivalente.

O rendimento foi calculado e ilustrado nas Figuras 44 e 45: esta do ensaio em carga e essa da simulação. A discrepância entre os gráficos se dá da mesma maneira dos anteriores, e a máquina bifásica possui um rendimento melhor do que a máquina trifásica, referente a velocidade nominal das máquinas, ou seja, em torno de 1720 rpm.

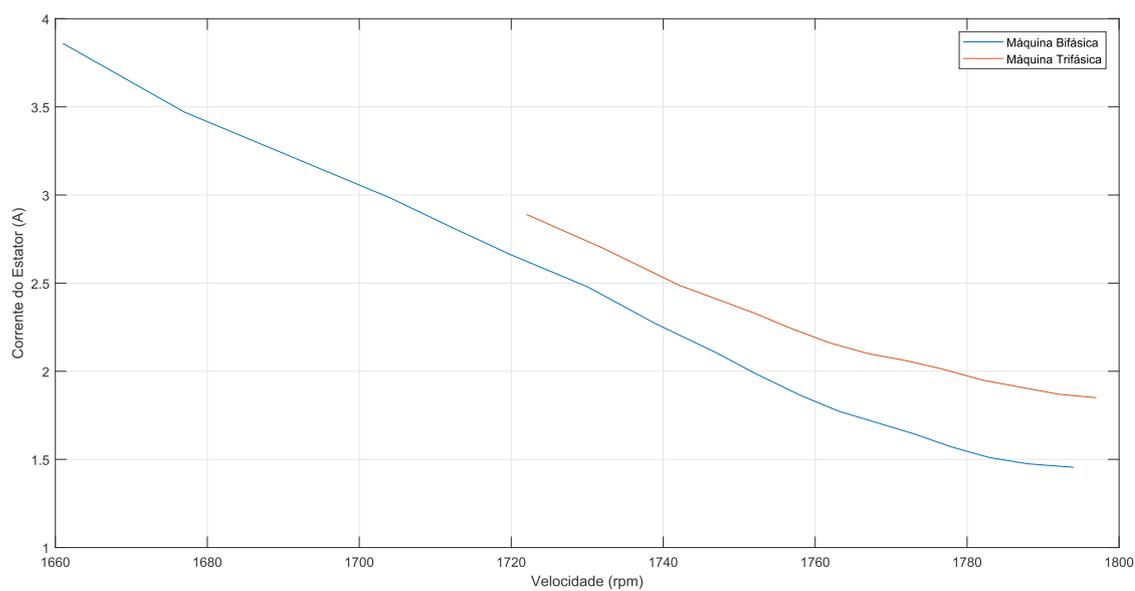
Por último, foi ilustrado a curva de torque a partir de simulação, Figura 48, e do ensaio em carga, Figura 49, as quais possuem pequena discrepância entre si. Quanto a Torque, a máquina trifásica possui uma resposta bem melhor em comparação a bifásica, em todo trecho.

Figura 42 – Simulação - *Corrente de Estator versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



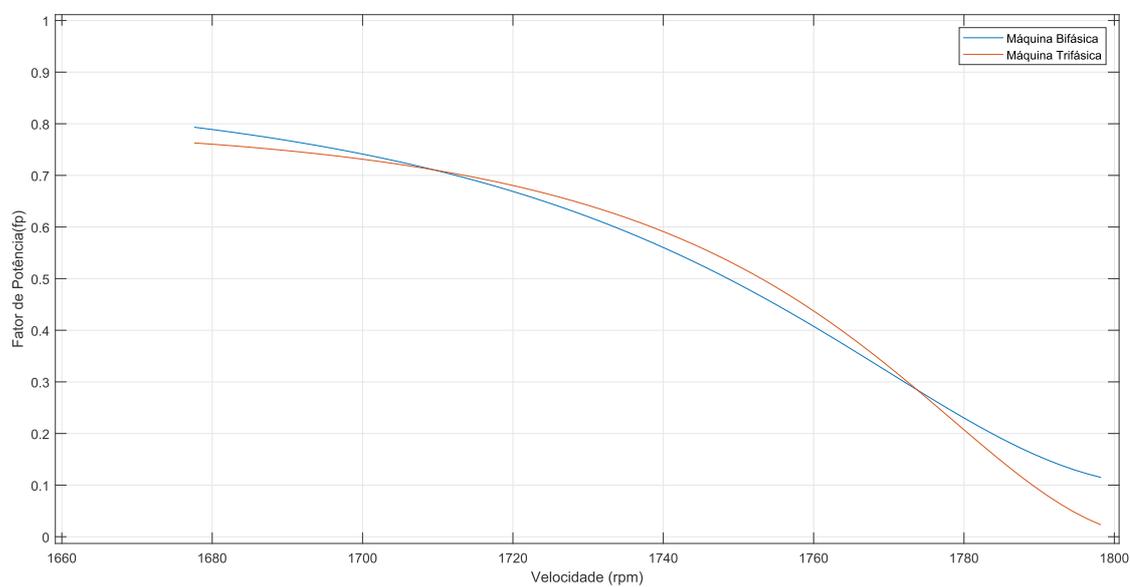
Fonte – próprio autor.

Figura 43 – Resultado experimental - *Corrente de Estator versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



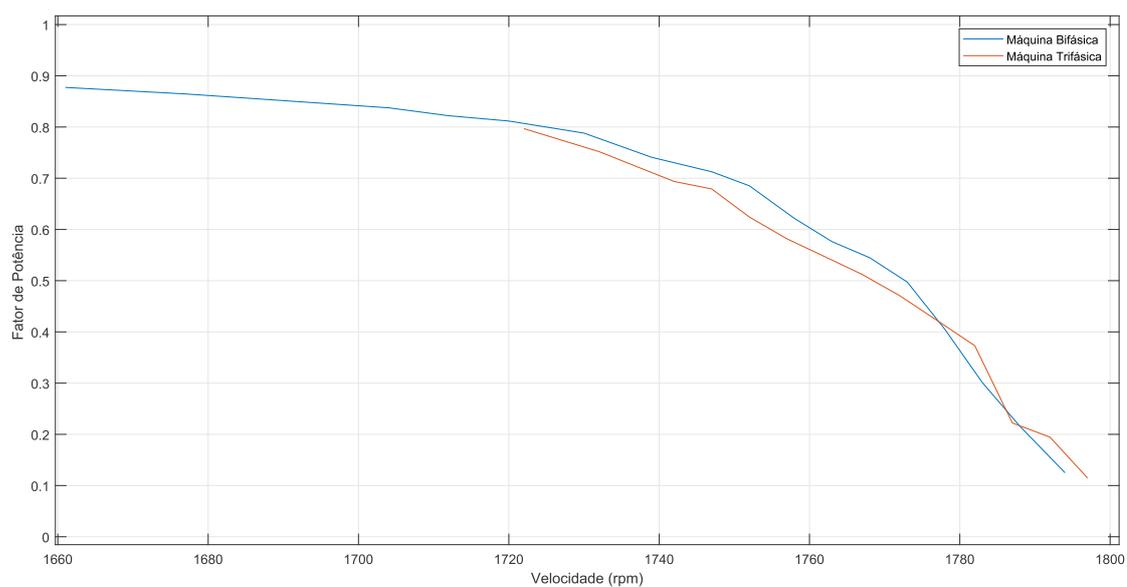
Fonte – próprio autor.

Figura 44 – Simulação - *Fator de Potência versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



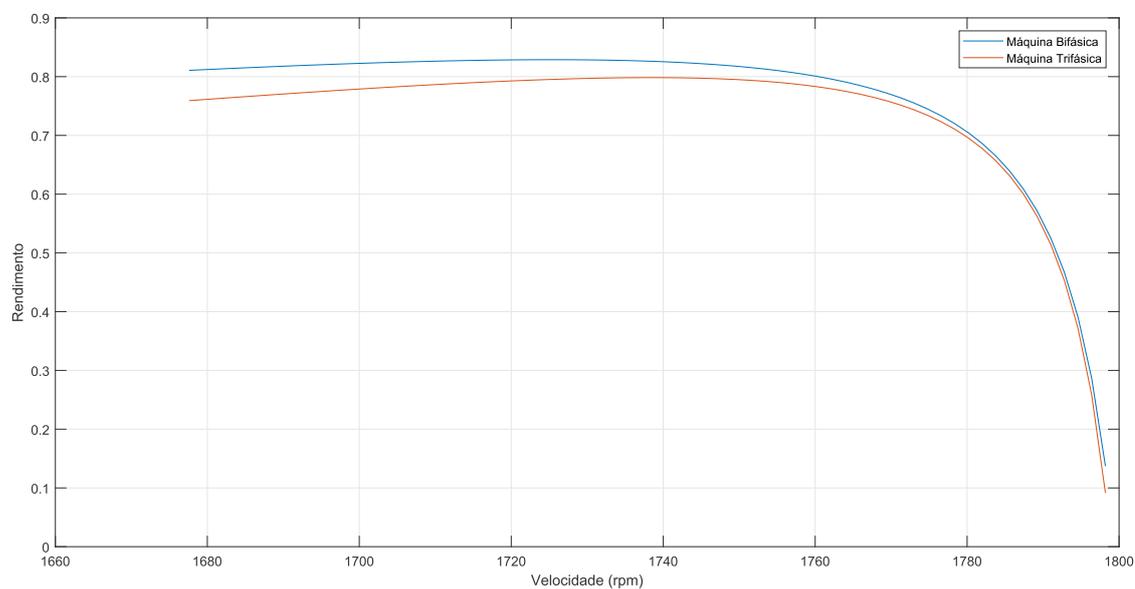
Fonte – próprio autor.

Figura 45 – Resultado experimental - *Fator de Potência versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



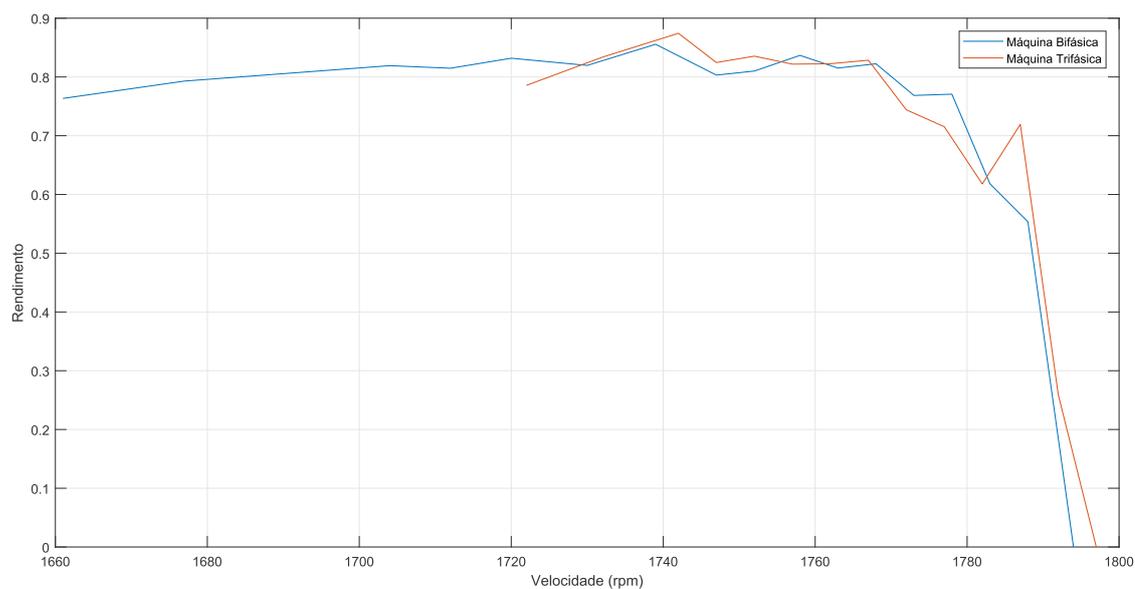
Fonte – próprio autor.

Figura 46 – Simulação - *Rendimento versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



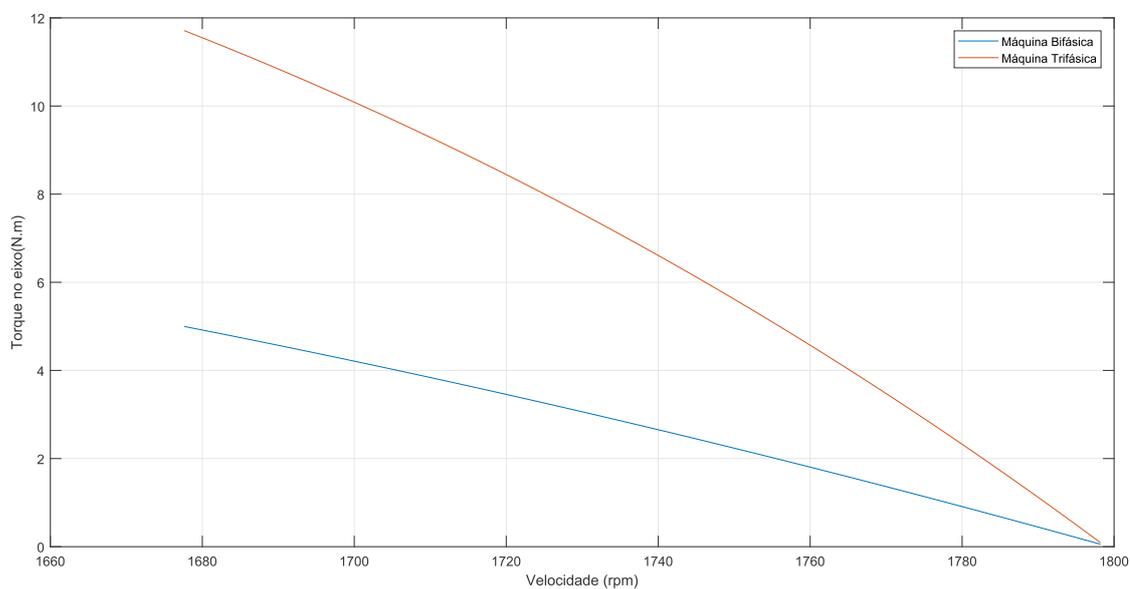
Fonte – próprio autor.

Figura 47 – Resultado experimental - *Rendimento versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



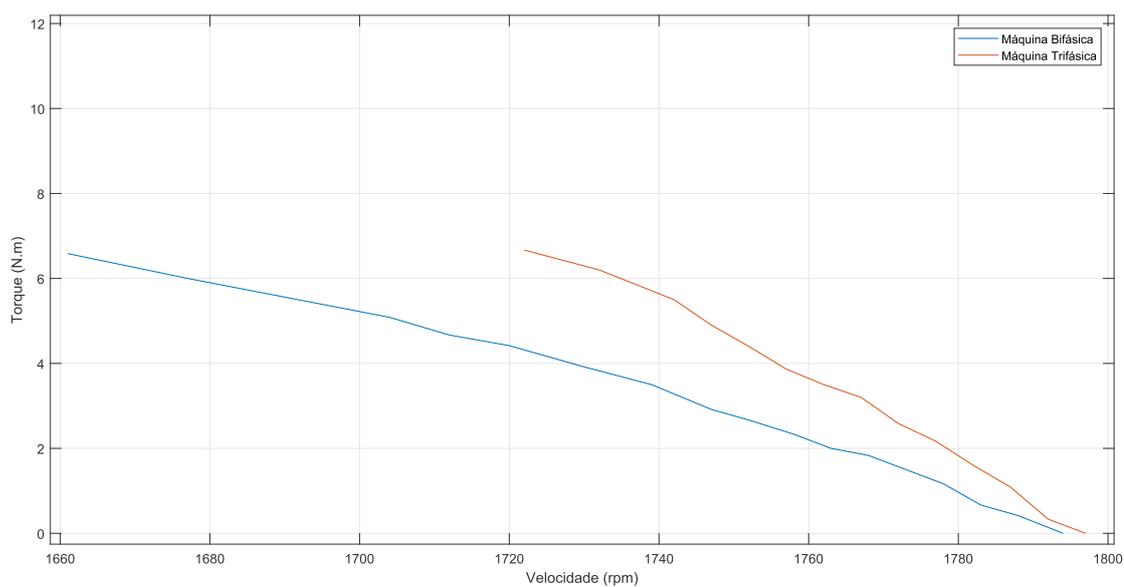
Fonte – próprio autor.

Figura 48 – Simulação - *Torque no Eixo versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



Fonte – próprio autor.

Figura 49 – Resultado experimental - *Torque no Eixo versus Velocidade Mecânica* das máquinas bifásica e trifásica



Fonte – próprio autor.

7 Considerações Finais

A partir das análises matemáticas do Capítulo 2, conclui-se que a $\mathcal{F}(\theta_{el}, t)$ nas máquinas trifásicas possuem valor máximo $\frac{3}{2}F_{pico}$ ao passo que nas máquinas bifásicas F_{pico} , sendo assim a máquina trifásica possui uma FMM resultante maior que o motor bifásico, desde que os aspectos construtivos sejam iguais.

A partir da análise do regime transitório das máquinas conclui-se que o RT das máquinas de indução causam afundamento de tensão; se deve projetar conversores robustos para suavizar este tipo de problema.

A partir da análise do regime permanente conclui-se que a máquina de indução bifásica possui: excelente resposta face a máquina trifásica, quanto a corrente de estator; resposta quanto ao fp praticamente equivalente ao da MIT; um rendimento melhor do que a máquina trifásica, referente a velocidade nominal das máquinas, ou seja, em torno de 1720 rpm; um torque bem abaixo em comparação a trifásica, em todo trecho.

Conclui-se a partir da análise do regime permanente de que o protótipo, a máquina de indução OEW, desenvolvido na Universidade Federal de Campina Grande, pelo professor Edgar Roosevelt Braga Filho, possui excelente resposta face a máquina trifásica, quanto a corrente de estator, rendimento e fator de potência. Quanto a perdas no ferro em circuito aberto ou a vazio a máquina bifásica sofre menos com esta, possuindo uma perda de 40 W, ao passo que a trifásica perde neste tipo de operação uma potência de 87,58 W.

Conclui-se que ao passo que o torque é maior na MIT a corrente também é maior face a máquina bifásica, isto é devido ao torque estar essencialmente ligado a corrente de entrada.

Referências

- BECKER, P. B. **Troca de motores como indutora de competitividade na indústria brasileira.** Disponível em: <<https://www.cpfl.com.br/releases/Paginas/troca-de-motores-como-indutora-de-competitividade-na-industria-brasileira.aspx>>. Acesso em: 08 dez. 2017. Citado na página 19.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de máquinas elétricas.* [S.l.]: AMGH Editora, 2013. Citado na página 21.
- FILHO, E. R. B. *Disciplina Máquinas Elétricas - Campina Grande - PB: UFCG. Notas de Aulas.* [S.l.: s.n.], 2017. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 56.
- JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. *Controle & Automação*, v. 7, n. 1, p. 15–28, 1996. Citado na página 21.
- MICCO, F. K. Avaliação de metodologia para o dimensionamento de um freio de foucault. 2015. Citado na página 57.
- PEREIRA, A. H. Freio eletromagnético para ensaios de motores elétricos de indução. *UFC, Fortaleza*, 2006. Citado na página 78.
- TORO, V. D. *Fundamentos de máquinas elétricas.* [S.l.]: Prentice-Hall do Brasil, 1994. Citado na página 21.
- TRAN, Q.-H.; NGUYEN, N.-V.; LEE, H.-H. A carrier-based modulation method to reduce switching losses for indirect matrix converters. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE.* [S.l.], 2014. p. 4828–4833. Citado na página 21.
- UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley-7.* [S.l.]: AMGH Editora, 2014. Citado na página 21.
- WEG. **W22** Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-w22-motor-trifasico-tecnico-mercado-brasil-50023622-catalogo-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 05 marc. 2018. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 92.

Apêndices

APÊNDICE A – Algoritmo desenvolvido no Matlab[®] do tipo .m para caracterização de máquinas CA de indução

O algoritmo desenvolvido no Matlab[®], do tipo .m, para caracterização de máquinas CA de indução, gera a partir dos dados dos ensaios *rotor bloqueado* e a *a vazio* as curvas características das máquinas.

```

close all
clear all
clc
%-----Leitura de Dados -----
[V1,Vf,q,p,fe,R1,X1,R2,X2,Xm,b0,b1,Rc,Pfe] = calc_par_maq_ind;

#####          Cálculos          #####

s = 0:0.001:1; %Escorregamento

ns = zeros(size(s));      %Velocidade síncrona em rpm;
n = zeros(size(s));      %Velocidade mecânica do rotor em rpm;
omegas = zeros(size(s)); %Velocidade síncrona em rad/s;
omega = zeros(size(s));  %Velocidade mecânica do rotor em rad/s;
Z1 = zeros(size(s));     %Impedância do Estator
Z2 = zeros(size(s));     %Impedância do Rotor
Zm = zeros(size(s));     %Impedância do Ramo de Magnetização
Zf = zeros(size(s));     %Z2/Zm
Zeq = zeros(size(s));    %Z1+Zf
I1 = zeros(size(s));     %Corrente no estator
I1mod = zeros(size(s));  %Módulo da corrente no estator
I2 = zeros(size(s));     %Corrente no rotor
I2mod = zeros(size(s));  %Módulo da corrente no rotor
Zth = zeros(size(s));    %Impedância Thevenin visto dos terminais do rotor
Vth = zeros(size(s));    %Tensao Thevenin visto dos terminais do rotor
Pestator = zeros(size(s));%Potência dissipada no estator
Pin = zeros(size(s));    %Potência entrada
Pj = zeros(size(s));     %Pot. transferida p/ o rotor através do entreferro
Pj = zeros(size(s));     %Potência dissipada no rotor
Pm = zeros(size(s));     %Potência eletromagnética
Peixo = zeros(size(s));  %Potência no eixo ou de Saída
Teixo = zeros(size(s));  %Torque no eixo ou de Saída
fp = zeros(size(s));     %Fator de potência, ou seja, cos do ângulo de I1
rendimento = zeros(size(s));%Rendimento da máquina Pout/Pin = Peixo/Pin

#####          Velocidades          #####

ns=120*fe/p;             %Velocidade síncrona em rpm;
n = (1-s).*ns;          %Velocidade mecânica do rotor em rpm;
omegas = (4*pi*fe)/p;%Velocidade síncrona em rad/s;
omega = (1-s).*omegas;  %Velocidade mecânica do rotor em rad/s;

#####

Z1 = (R1 + (X1*i));      %Impedância do Estator
Z2 = ((R2./s) + (X2*i)); %Impedância do Rotor
Zm = (Rc*(Xm*i)) / (Rc+(Xm*i));%Impedância do Ramo de Magnetização mm...
                                     %...paralelo com o ramo de perdas no cobre(Rc)

```

```

*****Perdas mecânicas*****

Prot = b0; %Em Watts
b0=Prot;%Perdas por atrito e ventilação

Vquad = 0:10:(V1*V1);
Po = b1*Vquad + b0;
figure(9);
plot (Vquad,Po);
grid on
title('Curva de Potência a Vazio(Vo*XPo)')
xlabel ('Vo^2');
ylabel ('Po');
*****
**

%Circuitor equivalente visto do estator

Zf = (Z2.*Zm)./(Z2+ Zm);
Zeq= Z1+Zf;

I1 = Vf./Zeq;
I1mod = abs(I1);

%Equivalente Thevenin visto dos terminais do rotor

Zth = (Z1.*Zm)./(Z1+Zm);
Vth = ((Zm)./(Z1+Zm)).*Vf;

I2 = Vth./(Zth+Z2);
I2mod = abs(I2);

#####Potências#####

Pestator = q*(I1mod.^2)*R1;
Pin= q*(real(Vf.*conj(I1)));
Pg = q*(I2mod.^2).*(R2./s);
Pj = s.*Pg;
Pm = q*R2.*((1-s)./s).*(I2mod.^2);
Peixo = Pm - Prot;

```

```

%Laço que garante potências ativas maiores ou iguais a zero
for j=1:length(s);
    if Pestator(j)<0
        Pestator(j)=0;
    end
    if Pin(j)<0
        Pin(j)=0;
    end
    if Pg(j)<0
        Pg(j)=0;
    end
    if Pj(j)<0
        Pj(j)=0;
    end
    if Pm(j)<0
        Pm(j)=0;
    end
    if Peixo(j)<0
        Peixo(j)=0;
    end
end

#####

##### Torques #####

Teixo = Peixo./omega

#####

##### Fator de Potência (fp) #####

fp = cos(angle(I1));

#####

##### Fator de Potência (fp) #####

rendimento = Peixo./Pin;

#####

##### Valores Máximos #####

Zth2 = ((R1+X1*i)*(Xm*i))/(((R1+X1*i)+(Xm*i)));
Vth2 = ((Xm*i)/((R1+X1*i)+(Xm*i)))*Vf;

```

```

Vth2mod = abs(Vth2);
Rth2 = real(Zth2);
Xth2 = imag(Zth2);
smaxT = R2/(sqrt((Rth2^2)+((Xth2+X2)^2)));
Tmax = (1/(2*omegas))*((q*(Vth2mod^2))/...
(Rth2+(sqrt((Rth2^2)+((Xth2+X2)^2)))));
R2TmaxPart=(sqrt((Rth2^2)+((Xth2+X2)^2)));
fprintf('Escorregamento para um Torque Máximo %.2f\n',smaxT);
fprintf('Torque Máximo %.2f\n',Tmax);
fprintf('Resistência Rotórica(R2)para um Torque máximo na Partida(s=1)
%.2f\n',Tmax);

#####

##### Gráficos #####

%Corrente de Entrada em função do escorregamento
figure(1)
plot(s,I1mod)
grid on
title('Corrente de Entrada em função do escorregamento(s)')
xlabel ('Escorregamento(s)');
ylabel ('Módulo da corrente de entrada (A)');

%Fator de potência em função do escorregamento s
figure(2)
plot(s,fp)
grid on
title('Fator de potência em função do escorregamento(s)')
xlabel ('Escorregamento(s)');
ylabel ('Fator de Potência(fp)');

%Torque no eixo em função do escorregamento s

figure(3)
plot(s,Teixo)
grid on
title('Torque no eixo(Teixo) em função do escorregamento(s)')
xlabel ('Escorregamento(s)');
ylabel ('Torque no eixo(N.m)');

```

```

%Potências em função do escorregamento
figure(4);
plot(s,Pin,s,Pestator,s,Pg,s,Pj,s,Pm,s,Peixo);
xlabel('Escorregamento(s)');
ylabel('Potência(Watts)');
title('Potências em função do escorregamento(s) ');
legend({'Pin:Potência de entrada(Pin)',...
        'Pestator:Potência dissipada no estator',...
        'Pg:Pot. transferida p/ o rotor através do entreferro',...
        'Pj:Potência dissipada no rotor','Pf:Potência eletromagnética',...
        'Peixo:Potência no Eixo'});
grid on;
hold on;

%Corrente de Entrada em função da velocidade
figure(5)
plot(n,IImod)
grid on
title('Corrente de Entrada em função da Velocidade Mecânica')
xlabel('Velocidade Mecânica(rpm)');
ylabel ('Módulo da corrente de entrada (A)');

%Fator de potencia em função da velocidade
figure(6)
plot(n,fp)
grid on
title('Fator de potência em função da Velocidade Mecânica')
xlabel('Velocidade Mecânica(rpm)');
ylabel ('Fator de Potência(fp)');

%Torque no eixo em função da velocidade
figure(7)
plot(n,Teixo)
grid on
title('Torque no eixo(Teixo) em função da Velocidade Mecânica')
xlabel('Velocidade Mecânica(rpm)');
ylabel ('Torque no eixo(N.m)');

%Potências em função da velocidade
figure(8);
plot(n,Pin,n,Pestator,n,Pg,n,Pj,n,Pm,n,Peixo);
xlabel('Velocidade Mecânica(rpm)');
ylabel('Potência(Watts)');
title('Potências em função da Velocidade Mecânica ');
legend({'Pin:Potência de entrada(Pin)',...
        'Pestator:Potência dissipada no estator',...
        'Pg:Pot. transferida p/ o rotor através do entreferro',...
        'Pj:Potência dissipada no rotor','Pf:Potência eletromagnética',...
        'Peixo:Potência no Eixo'});
grid on;
hold on;

```

APÊNDICE B – Detalhes das máquinas utilizadas no trabalho

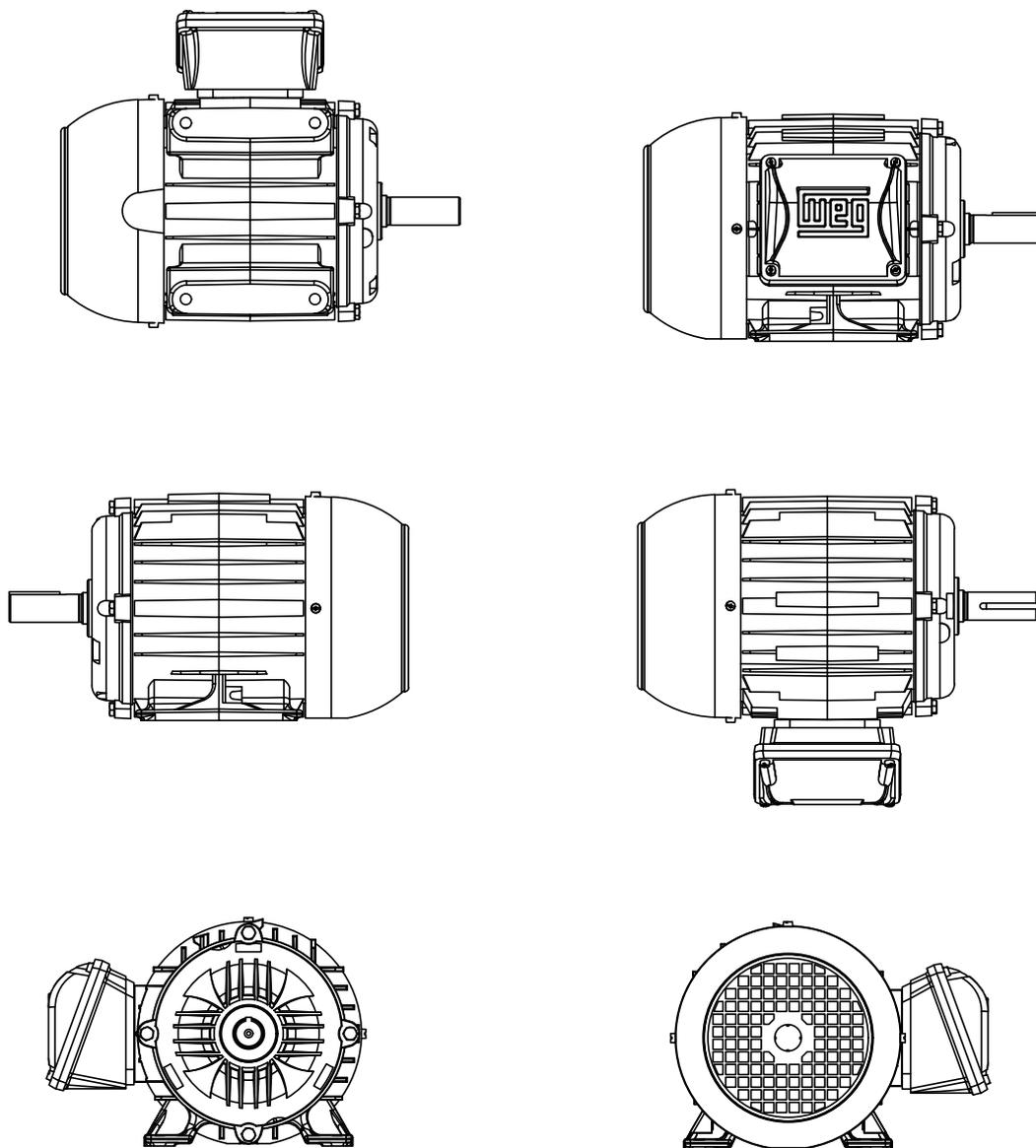
Foram utilizadas duas máquinas idênticos da linha W22 Plus, sendo que: a da Figura 51 (b) foi modificada; a da 51 (a) manteve as características de fábrica. Os detalhes da carcaça das MIs podem ser observados na Figura 50.

A placa das máquinas está ilustrada na Figura 51 (c). Sendo assim, têm-se as seguintes informações:

- Número de Fases: 3;
- Tensão nominal de Operação: 220 V para ligação em Delta, 380 V em Y;
- Rendimento: 81,6%;
- Frequência: 60 Hz;
- Potência: 1,5 cv;
- Rotação Nominal por Minuto: 1715 rpm;
- Corrente Nominal de Operação: 4,48 A para ligação em Delta, 2,59 A em Y;
- Fator de Potência: 0,79.

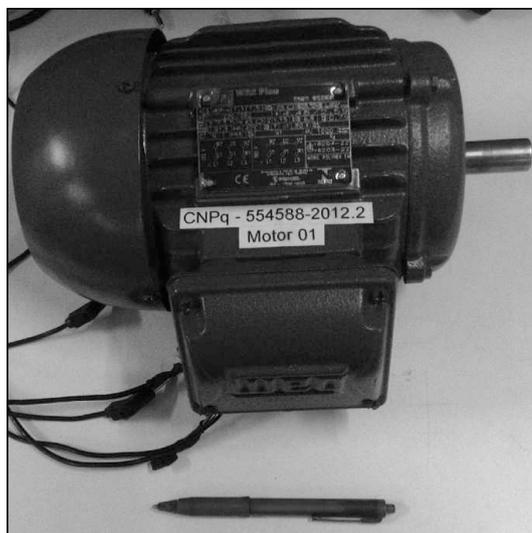
Outras informações podem ser observadas na figura.

Figura 50 – Detalhes da carcaça da máquina de indução trifásica da linha W22 da WEG

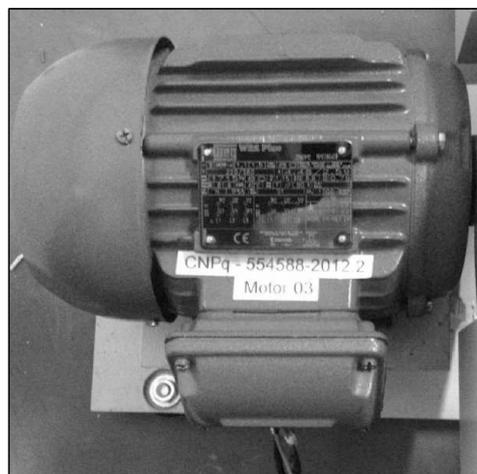


Fonte – (WEG, 2018).

Figura 51 – Máquinas da linha W22 Plus da WEG utilizadas no trabalho: (a) Máquina não modificada, ou seja, máquina trifásica; (b) Máquina modifica; (c) Placa das máquinas



(a)



(b)



(c)

Fonte – próprio autor.