



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

WILLIAM DE SOUSA BRITO

**CONTROLE VETORIAL DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO EM MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

SOBRAL – CE

2016

WILLIAM DE SOUSA BRITO

CONTROLE VETORIAL DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO EM MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à coordenação do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista. Área de concentração: Controle de Sistemas Dinâmicos, Máquinas Elétricas e Fontes Alternativas de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro.

Página reservada para ficha catalográfica que deve ser confeccionada após apresentação e alterações sugeridas pela banca examinadora.

Para solicitar a ficha catalográfica de seu trabalho, acesse o site: www.biblioteca.ufc.br, clique no banner Catalogação na Publicação (Solicitação de ficha catalográfica)

CONTROLE VETORIAL DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO EM MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à coordenação do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista. Área de concentração: Controle de Sistemas Dinâmicos, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Fontes Alternativas de Energia.

Aprovada em: 03/02/2016.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Márcio André Baima Amora
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado
Universidade Federal do Ceará (UFC)

DEDICATÓRIA

*Aos meus pais, Francisco e Das Dores,
à meu irmão Wellington
e a minha namorada Tyciany
que sempre me apoiaram
e estiveram ao meu lado
em todos os momentos*

AGRADECIMENTOS

O agradecimento sempre será para Deus, pois sem ele não chegarei em canto algum.

Meu pai, Francisco e minha Mãe Das Dores, que com muito sacrifício e muito amor sempre me ajudaram de todas as formas possíveis e impossíveis. Sem eles eu não seria nada.

Ao meu irmão, Wellington, que Deus me deu, e está sendo outro pilar muito importante na minha caminhada, que me incentivou de todas as formas para seguir em frente e lutar pelo meu sonho de ser engenheiro. Ele foi mais que essencial nas minhas vitórias e sempre serei grato a ele.

A minha namorada, Tyciany, que está ao meu lado em todos os momentos da minha vida, e que suportou a distância de forma impressionante.

Meu orientador, Marcus Rogério, que com toda sua paciência me auxiliou de forma impecável, me passando um pouco do seu enorme conhecimento.

A toda minha família maravilhosa que Deus me deu.

Aos meus amigos Artur, Paulo Robson, John, Assis, Jeff, Anderson, Matheus, Marcelo, Erick, Ayoanma, Paulo Henrique, Jaimerson, Jorge Biell e Vicente que me ajudam e estiveram ao meu lado nessa caminhada árdua.

Aos meus professores, Janaina, Isaac, Eber, Vandilberto, Romulo, André, Marcio que foram de suma importância para minha formação.

Eu gostaria de colocar todos aqui, mas sairia maior que a monografia...

*Talvez não tenha conseguido fazer o melhor,
mas lutei para que o melhor fosse feito. Não
sou o que deveria ser, mas graças a Deus, não
sou o que era antes.”*

Marthin Luther King

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo propor um controle vetorial de campo orientado indireto para acionar e controlar um motor de indução trifásico com um controlador proporcional integrador na malha de velocidade. Pretende – se controlar as malhas de corrente de eixo direto e de quadratura regulando assim a velocidade e magnetização do motor de indução trifásico. Primeiramente são abordados conceitos da máquina de indução, modelagem matemática do motor de indução trifásico e do controle vetorial. Foi realizado o ensaio à vazio e de rotor bloqueado da máquina em questão, para levantar os parâmetros do circuito equivalente. Em seguida foi realizado os cálculos dos ganhos proporcionais e integrativos para a malha de velocidade, com o intuito de melhorar o controle vetorial. Foi feita a simulação do controle vetorial utilizando o *software matlab*, e por fim analisou - se a estabilidade do sistema, com a aplicação de cargas, variações de referências, inversão de sentido de rotação e com condição à vazio.

Palavras-chave: Controle Vetorial de Campo Orientado Indireto, PI, Motor de Indução.

ABSTRACT

This paper aims to propose the indirect vector control oriented field to drive and control a three-phase induction motor with a PI controller in speed loop. Intended to control the direct axis current loops and quadrature thereby controlling the speed of an induction motor. First they are addressed induction motor concepts, mathematical modeling of MIT and vector control. It was carried out the test on empty and locked rotor of the machine in question, to raise the MIT parameters. Then it was made the calculations of the PI for the speed loop, in order to improve vector control. It was made the vector control's simulation using the Matlab software, and finally the system stability was analyzed, with the application of loads, variations references, reversing direction at MIT and the empty condition.

Keywords: Field Oriented Vector Control Indirect, PI, Induction Motor

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 – ESTRUTURA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO.....	17
FIGURA 1.2 – ROTOR EM GAIOLA DE ESQUILO.	18
FIGURA 1.3 – ENROLAMENTO DE CAMPO	18
FIGURA 1.4 – CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO EM REGIME.	20
FIGURA 2.1 – TRANSFORMADA DE PARK.....	22
FIGURA 2.2 – DIAGRAMA DE BLOCO SIMPLIFICADO DO CONTROLE VETORIAL DO MIT	24
FIGURA 3.1 – ENSAIO UTILIZANDO UM MIT DE 1 CV.....	27
FIGURA 3.2 – EXTRAPOLAÇÃO PARA DETERMINAR AS PERDAS ROTACIONAIS.....	29
FIGURA 4.1 – DIAGRAMA DE BLOCO DO CONTROLADOR PI PARA A MALHA DE VELOCIDADE.....	35
FIGURA 4.2 – LOCALIZAÇÃO DOS POLOS E DO ZERO UTILIZANDO O LUGAR DAS RAÍZES	39
FIGURA 5.1 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DE REFERÊNCIA COM O MIT À VAZIO.....	40
FIGURA 5.2 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DESENVOLVIDA PELO MIT À VAZIO.....	40
FIGURA 5.3 – GRÁFICO DA CORRENTE DE FASE A DO MIT À VAZIO.....	41
FIGURA 5.4 – GRÁFICO DO TORQUE DO MIT À VAZIO	42
FIGURA 5.5 – GRÁFICO DO FLUXO DO MIT À VAZIO	42
FIGURA 5.6 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DE REFERÊNCIA COM INVERSÃO DE SENTIDO DO MIT À VAZIO	43
FIGURA 5.7 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DO MIT À VAZIO, COM INVERSÃO DE SENTIDO	43
FIGURA 5.8 – GRÁFICO DA TENSÃO DO MIT À VAZIO COM INVERSÃO DE SENTIDO.	44
FIGURA 5.9 – GRÁFICO DO TORQUE DO MIT À VAZIO COM INVERSÃO DE SENTIDO.....	44
FIGURA 5.10 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DE REFERÊNCIA COM O MIT A PLENA CARGA.	45
FIGURA 5.11 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DESENVOLVIDA PELO MIT A PLENA CARGA	46
FIGURA 5.12 – GRÁFICO DA TENSÃO DE FASE DO MIT A PLENA CARGA.	46
FIGURA 5.13 – GRÁFICO DA CORRENTE DE FASE DO MIT A PLENA CARGA	47
FIGURA 5.14 – GRÁFICO DO TORQUE DO MIT A PLENA CARGA.....	47
FIGURA 5.15 – GRÁFICO DO FLUXO A PLENA CARGA.	48
FIGURA 5.16 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DO MIT COM INVERSÃO DE SENTIDO COM CARGA. ...	49
FIGURA 5.17 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DE REFERÊNCIA DO MIT COM VARIAÇÃO	49
FIGURA 5.18 – GRÁFICO DA VELOCIDADE DO MIT COM MUDANÇA DE REFERÊNCIA.	50
FIGURA A.1 – PLACA DE DADOS DO MIT.....	61
FIGURA A.2 – SIMULAÇÃO REALIZADA NO SIMULINK.....	62

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 – DADOS DO MIT UTILIZADO NO ENSAIO..	27
TABELA 3.2 – DADOS OBTIDOS NO ENSAIO À VAZIO COM 100% DA CARGA NOMINAL..	28
TABELA 3.3 – DADOS OBTIDOS NO ENSAIO À VAZIO COM 110% DA CARGA NOMINAL..	28
TABELA 3.4 – DADOS OBTIDOS ATRAVÉS DO ENSAIO DE ROTOR BLOQUEADO.....	29
TABELA 3.5 – TEMPO ENTRE A VELOCIDADE NOMINAL A VAZIO ATÉ ZERO.....	32
TABELA 3.6 – PARÂMETROS DO MIT.....	33
TABELA 4.1 – VALORES DOS GANHOS DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE VELOCIDADE DO MIT.....	38

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado
R_s	Resistência Estatórica por fase
L_s	Indutância de magnetização estatórica por fase
R_r	Resistência Rotórica por fase referenciada ao estator
L_r	Indutância Rotórica por fase referenciada ao estator
L_m	Indutância de magnetização por fase
$\overset{o}{L}_s$	Indutância de magnetização estatórica ensaiada do motor por fase
$\overset{o}{r}_s$	Resistência Estatórica ensaiada do motor por fase
ω_e	Velocidade elétrica angular
ω_r	Frequência de escorregamento angular
v_{ds}	Tensão do estator no eixo direto (coordenadas $dq0$)
v_{qs}	Tensão do estator no eixo em quadratura (coordenadas $dq0$)
i_{ds}	Corrente do estator no eixo direto (coordenadas $\alpha\beta0$)
i_{qs}	Corrente do estator no eixo em quadratura (coordenadas $\alpha\beta0$)
i_{ds}^*	Comando de Corrente do estator no eixo direto (coordenadas $\alpha\beta0$)
i_{qs}^*	Comando de Corrente do estator no eixo em quadratura (coordenadas $\alpha\beta0$)
i_{de}	Corrente do estator no eixo direto (coordenadas $dq0$)
i_{qe}	Corrente do estator no eixo em quadratura (coordenadas $dq0$)

i_{de}^* Comando de Corrente do estator no eixo direto
(coordenadas $dq0$)

i_{qe}^* Comando de Corrente do estator no eixo em
quadratura(coordenadas $dq0$)

J_m Momento de inércia

B_m Coeficiente de atrito viscoso

LISTA DE SIGLAS

Sigla	Significado
CA	Corrente Alternada
MIT	Motor de Indução Trifásico
PI	Proporcional e Integral
DSP	<i>Digital Processing Signs</i>
CC	Corrente Contínua
EPE	Empresa de Pesquisa Energética

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1 Motivação	16
1.2 Motor de indução trifásico.....	16
1.3 Rotor	17
1.4 Estator	18
1.5 Princípio de funcionamento do MIT.....	19
1.6 Circuito equivalente do MIT	20
2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE INDUÇÃO E CONTROLE VETORIAL DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO	22
2.1 Modelagem matemática do MIT	22
2.2 Modelagem dinâmica do campo orientado indireto para o MIT	24
3. OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICA	27
3.1 Ensaio realizado no laboratório	27
3.2 Resultado experimental do ensaio à vazio	28
3.3 Resultado experimental do ensaio com rotor bloqueado	30
3.4 Cálculo dos parâmetros a partir dos valores obtidos nos ensaios.....	31
3.4.1 Ensaio à vazio.....	31
3.4.3 Ensaio de rotor bloqueado.....	32
4. DETERMINAÇÃO DO CONTROLE PI PARA A MALHA DE VELOCIDADE.....	35
5. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	41
5.1 Simulação com o MIT à vazio	40

5.2 Simulação com carga.....	45
5.3 Simulação com a variação da referência	50
6. CONCLUSÕES	53
7. PERSPECTIVAS DE TRABALHOS FUTUROS.....	54
REFERÊNCIAS.....	54
ANEXO A – CÓDIGO PARA GERAR AS PERTURBAÇÕES E REALIZAR OS CÁLCULOS DO MIT PARA A SIMULAÇÃO DO <i>MATLAB</i>	56
ANEXO B – CÓDIGO PARA GERAR OS PARÂMETROS NA SIMULAÇÃO DO <i>MATLAB</i>.	60
ANEXO C – PLACA DE DADOS DO MIT UTILIZADOS NO ENSAIO E NA SIMULAÇÃO.	61
ANEXO D – SIMULAÇÃO DO CONTROLE VETORIAL REALIZADO NO SIMULINK (<i>MATLAB</i>).....	62

1. INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

Atualmente, a energia elétrica vem se tornando cada vez mais indispensável para a população mundial, sendo para o uso pessoal ou para todos os setores produtivos existentes em um país. Desta forma a disponibilidade e uma melhor utilização da energia elétrica é de suma importância para o desenvolvimento de um país.

Nos países em desenvolvimento como é o exemplo do Brasil, a crescente demanda no consumo de energia elétrica é acarretada por diversos fatores como: crescimentos industriais, crescimento das grandes cidades e crescimento demográfico. Logo para atender tal demanda serão necessários investimentos diversos na área tecnológica e em construções de novas usinas de geração, linhas de transmissões e distribuição.

Estudos de planejamento realizados pela Empresa de Pesquisa Energética apontam um crescimento de 4,3 %, em média, nos próximos dez anos, no consumo de energia elétrica no país (EPE,2013).

Os sistemas motrizes, responsáveis pela maior parte do consumo energético no Brasil, foram os primeiros a ganhar leis que padronizavam parâmetros ideais de eficiência energética, descrito no Decreto 4.508/2002. Na indústria nacional é comum encontrar aplicações que reúnem técnicas convencionais para operar tais sistemas motrizes. Onde o sistema industrial consome cerca de 43,7% da energia elétrica de todo Brasil, sendo que destes, aproximadamente, 49% se referem a sistemas motrizes (ANNUNCIACÃO,2011).

1.2 Motor de indução trifásico

O motor elétrico é uma máquina que tem como objetivo converter energia elétrica em energia mecânica. Na classe das máquinas elétricas rotativas, o motor de indução é o mais utilizado dentro de diversas indústrias, pois apresenta diversas vantagens, tais como: baixo custo, manutenção rápida, robustez, alta eficiência e alta confiabilidade. (SANTIAGO,2011).

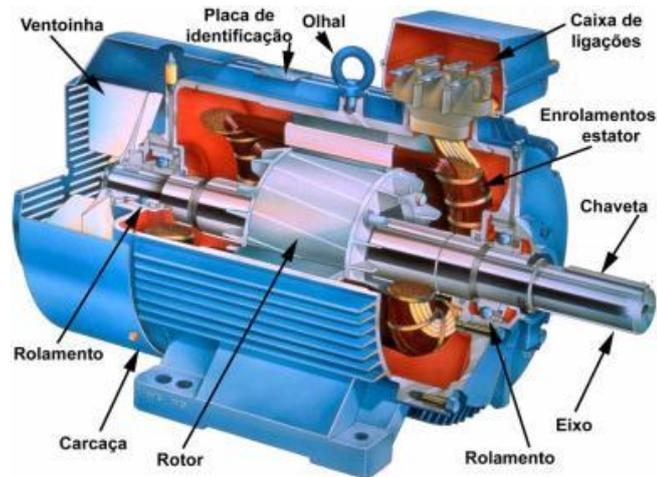
Por possuir características bastante atrativas, o motor de indução vem sendo utilizado em diversas aplicações, com isso os estudos de acionamentos e controle da máquina vem se tornando cada vez mais frequentes no meio acadêmico.

O motor de indução trifásico (MIT), tem princípio de funcionamento bastante simples, baseado na lei de indução, que se encontra de forma materializada num motor

envolvido com aspectos construtivos de fácil execução e que, se usado de forma correta, permitirá alto rendimento e acionamento estáveis de carga com ótima qualidade (GUEDES, 1993).

O MIT é ilustrado, com todas suas partes construtivas, na figura 1.1:

Figura 1.1 – Estrutura de um motor de indução.



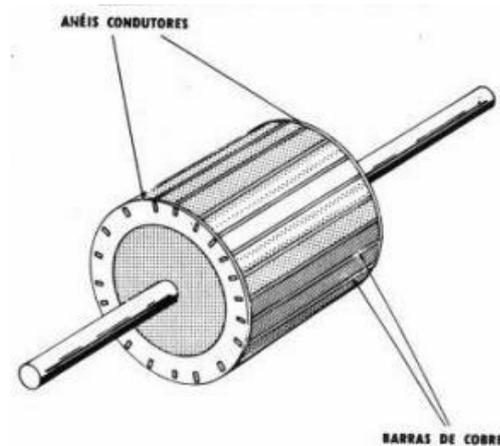
Fonte : SCHIRMER (2015).

A figura 1.1 ilustra um MIT com rotor gaiola de esquilo, máquina está a mais utilizada nas indústrias em geral.

1.3 Rotor

O rotor de um MIT é classificado em duas classes rotor bobinado e de gaiola de esquilo. Onde o MIT com rotor gaiola de esquilo, é o mais encontrado no mercado e seu rotor é constituído com barras condutoras encaixadas em ranhuras no ferro sendo curto – circuitadas por anéis condutores (FITZGERALD,2006) .

Figura 1.2 – Rotor em gaiola de esquilo.



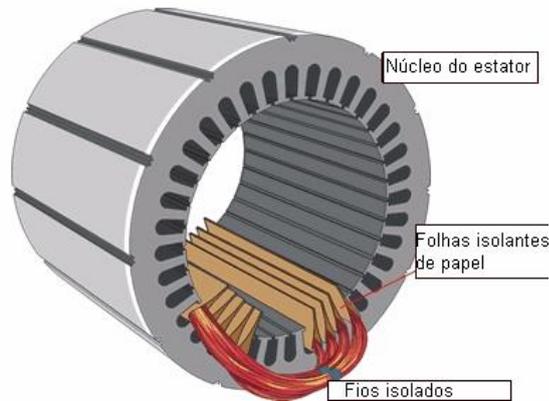
Fonte : SANTIAGO (2011).

1.4 Estator

O estator (parte fixa) é observado na figura 1.3 e tem como função produzir o fluxo magnético do MIT, no estator estão montados três enrolamentos que são conectados a rede de alimentação com conexão estrela ou delta.

A parte da alimentação é constituída por fonte (rede) de tensão trifásica equilibrada, logo as correntes que circulam no estator são defasadas de 120° . Devido as correntes que circulam no estator um fluxo resultante girante, é produzido correntes induzidas no rotor e tensões alternadas em seus enrolamentos. Como o rotor está curto – circuitado irão circular correntes no rotor produzindo assim correntes e fluxo girante, onde assim irá ser produzido o torque no eixo do MIT (GUEDES,1994).

Figura 1.3 – Enrolamento de campo.



Fonte : SANTIAGO (2011).

1.5 Princípio de funcionamento do MIT

Como já dito, o estator funciona ligado a uma fonte CA e quando energizado, cria – se um campo magnético girante que concatena os condutores do rotor induzindo uma fem, produzindo assim uma corrente alternada nos condutores do rotor (Lei de Faraday e Lenz). Analisando as correntes rotóricas, observa – se que as polaridades do rotor são contrárias a do estator, criando assim um campo magnético girante e desenvolvendo assim um torque mecânico no eixo do MIT (TEIXEIRA,2009).

Como o próprio nome já sugere, o motor assíncrono não funciona na velocidade síncrona. Ou seja, o fluxo do rotor não consegue acompanhar a velocidade do fluxo do campo girante do estator, produzindo assim uma diferença nas duas velocidades. E esta diferença entre a velocidade do fluxo do estator (síncrona), e a velocidade do rotor é chamada de escorregamento. O escorregamento é definido por:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.1)$$

Onde:

s - Escorregamento;

n_s – Velocidade síncrona do estator em rpm;

n – Velocidade do rotor em rpm.

De modo semelhante, a velocidade angular mecânica (ω_m) pode ser dada em função da velocidade síncrona angular (ω_s) e do escorregamento (FITZGERALD,2006):

$$\omega_m = (1 - s) \cdot \omega_s \quad (1.2)$$

Sendo que, a velocidade síncrona é desenvolvida por:

$$n_s = 120 \cdot \frac{f}{p} \quad (1.3)$$

Onde:

f – Frequência em hertz;

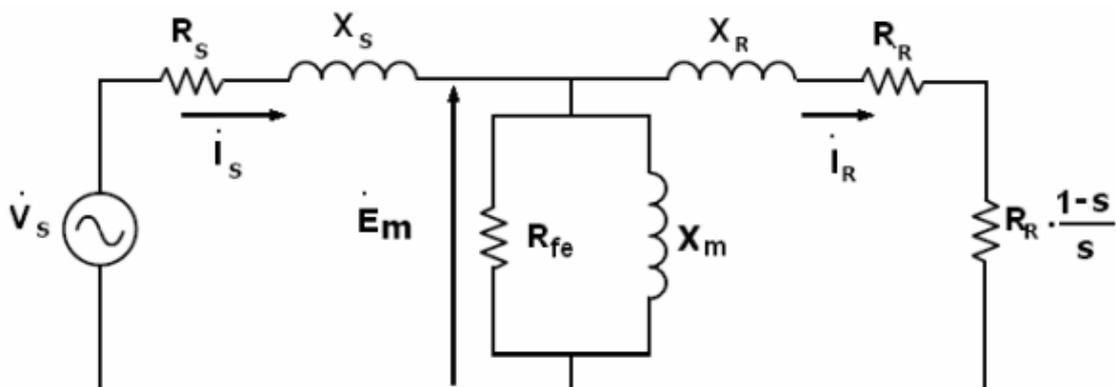
n – Números de polos.

1.6 Circuito equivalente do MIT

É desejável trabalhar com o circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico, onde irá facilitar a análise e o cálculo do desempenho do MIT.

Motores de indução trifásicos funcionando em regime permanente, com as tensões de alimentação balanceadas, comportamento magnético do motor linear e com todas suas grandezas referidas ao estator, podem ser representados pelo circuito equivalente monofásico como mostra a Figura 1.4.

Figura 1.4 – Circuito equivalente de um motor de indução em regime.



Fonte : SANTIAGO (2011).

Onde:

R_S e R_R - Representa as perdas ôhmicas do estator e do rotor respectivamente;

X_S e X_R - Reatâncias de dispersão do estator e do rotor respectivamente;

X_m - Reatância de magnetização;

R_{fe} - Perdas no núcleo;

E_m - Tensão aplicada ao circuito do rotor refletida ao estator.

Os parâmetros do circuito equivalente podem ser obtidos através do ensaio a vazio e de rotor bloqueado, a partir de contato direto com o fabricante ou estimando através de um modelo matemático baseado nas informações das curvas do fabricante.

2. MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE INDUÇÃO E CONTROLE VETORIAL DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO

2.1 Modelagem matemática do MIT

Para o estudo e modelagem matemática do motor de indução trifásico, serão feitas algumas hipóteses simplificativas, pois sem elas seria impossível a modelagem por se tratar de um sistema altamente complexo. A modelagem é desenvolvida por Barbi (1985).

As seguintes hipóteses são utilizadas para o modelo ser desenvolvido:

1. Os 3 enrolamentos estáticos são iguais entre si;
2. Os 3 enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
3. Os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no rotor quanto no estator;
4. O entreferro é considerado constante;
5. A saturação é desprezível;
6. A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal;
7. Não serão consideradas as perdas magnéticas.

As equações de tensão para o motor de indução trifásico são:

$$v_{s1} = R_{s1}i_{s1} + \frac{d\lambda_{s1}}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_{s2} = R_{s2}i_{s2} + \frac{d\lambda_{s2}}{dt} \quad (2.2)$$

$$v_{s3} = R_{s3}i_{s3} + \frac{d\lambda_{s3}}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_{r1} = R_{r1}i_{r1} + \frac{d\lambda_{r1}}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_{r2} = R_{r2}i_{r2} + \frac{d\lambda_{r2}}{dt} \quad (2.5)$$

$$v_{r3} = R_{r3}i_{r3} + \frac{d\lambda_{r3}}{dt} \quad (2.6)$$

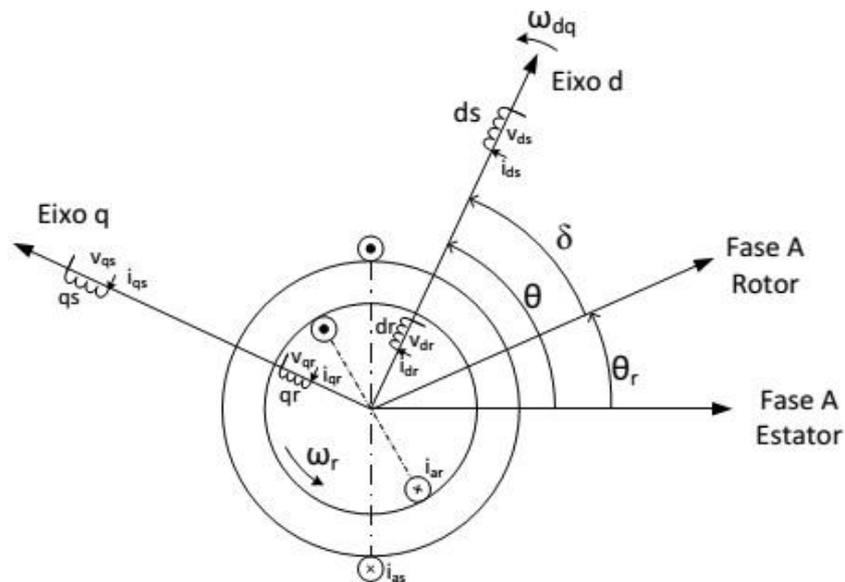
Sendo que v indica as tensões e i indica as correntes com referência. Os subscritos s e r correspondem as quantidades referentes ao estator e ao rotor respectivamente e o símbolo λ refere-se ao fluxo.

Para simplificar a modelagem matemática do MIT, é utilizado como ferramenta matemática, a transformação de Park. Pois ela consiste de uma transformação linear que deixa as equações do MIT mais simples e o controle vetorial aplicável.

A transformada de Park, transforma a máquina bifásica com enrolamentos estáticos fixos e enrolamentos rotóricos girantes, já ajustada através da transformação dq0, em enrolamentos estáticos fixos e rotóricos pseudo – estacionários (BARBI,1985).

A figura 2.1 mostra o sistema do motor de indução sobreposto na configuração da transformada de Park, onde os enrolamentos do estator foram substituídos pelos enrolamentos ds e qs , e os enrolamentos do rotor foram substituídos por dr e qr , onde d e q são o eixo direto e em quadratura da transformada de Park.

Figura 2.1 – Transformada de Park.



Fonte : ALMADA (2013) .

Ao utilizar a transformada de park nas equações (2.1) a (2.6), obtém – se as tensões no eixo direto e em quadratura do MIT (BOSE,2001).

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.7)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} - \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.8)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (2.9)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (2.10)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_m - T_e) \quad (2.11)$$

Tem – se ainda que os fluxos que circulam no MIT dependerão das correntes de eixo direto e de quadratura tanto do estator quanto do rotor, conforme apresentado a seguir:

$$\lambda_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \quad (2.12)$$

$$\lambda_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \quad (2.13)$$

$$\lambda_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \quad (2.14)$$

$$\lambda_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \quad (2.15)$$

Onde:

d - Corresponde a variáveis no eixo direto;

q - Corresponde a variáveis no eixo de quadratura;

s - Corresponde a variáveis do estator;

r - Corresponde a variáveis do rotor;

R_s e R_r – Resistência do estator e do rotor respectivamente;

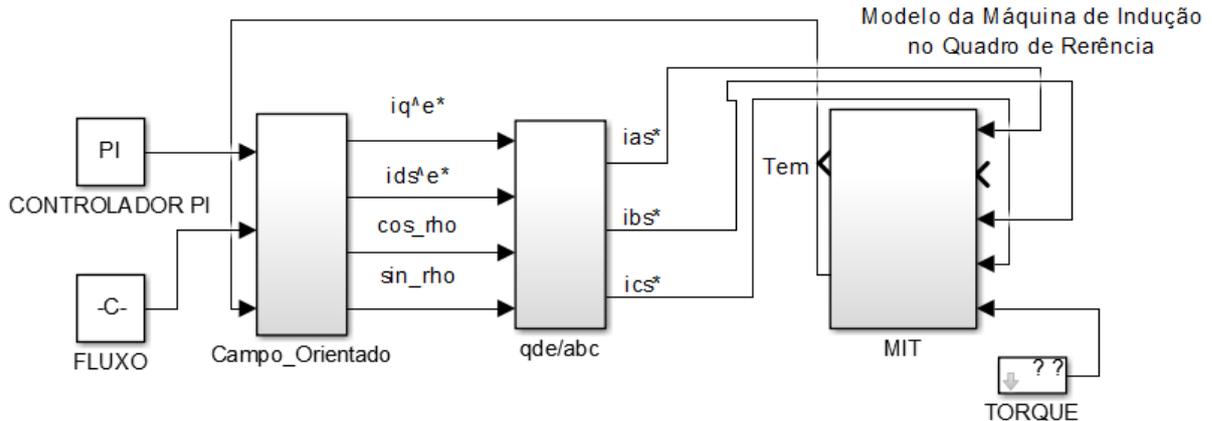
L_m – Indutância de magnetização;

λ – Referente aos fluxos.

2.2 Modelagem dinâmica do campo orientado indireto para o MIT

O diagrama de blocos simplificado do controle vetorial indireto de um MIT, é mostrado na figura 2.2.

Figura 2.2 – Diagrama de bloco simplificado do controle vetorial indireto de um MIT.



Fonte : PRÓPRIA.

O diagrama apresentado na figura 2.2 consiste no esboço do controle vetorial indireto implementado no *Maltab*. A simulação consiste em uma modelagem de campo orientado acoplado no bloco de transformada de Park/Clark, em uma malha de controle de velocidade que utiliza um controlador PI para controlar as correntes de eixo direto e em quadratura.

O controle indireto tem como ideias principais, utilizar a relação de escorregamento para estimar a posição do fluxo rotórico, com isso fica possível produzir a orientação do campo do MIT (POLLI,2012) .

Para a implementação do controle vetorial, as equações do MIT, serão transformadas para o referencial síncrono do rotor e serão representadas a partir das equações de estados (DINIZ,2013).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{P \omega_r L_m}{2 \sigma L_s L_r^2} \\ \omega_e & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{P \omega_r L_m}{2 \sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e - \frac{P}{2} \omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -(\omega_e - \frac{P}{2} \omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2.17)$$

A principal dificuldade de controlar um MIT seria por causa da configuração mecânica da máquina, sendo que está dificuldade é contornada através do desacoplamento do

eixo direto e em quadratura, ficando assim parecida com a configuração da máquina CC. Após o desacoplamento, o fluxo rotórico de dispersão da máquina é alinhado com o eixo direto (BARBI,1985).

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (2.18)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.19)$$

Logo, o fluxo do rotor no eixo q é igual a zero, logo a equação 2.17 resulta em:

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}\lambda_{dr}) \quad (2.20)$$

Após as transformações a máquina ficará desacoplada imaginariamente, e como pode ser observado na equação (2.20), o torque será controlado pela corrente do estator de eixo q e o fluxo será controlado pela corrente do estator de eixo d .

A frequência de escorregamento encontrada no MIT será alterada constantemente de forma a atender a condição da equação (2.18).

Para alimentar o MIT, após o bloco do controle vetorial, utilizou – se a grandeza da tensão e não a da corrente, como usualmente é utilizado. Esse método tem a vantagem de impor a frequência de escorregamento do MIT de forma a controlar o fluxo do rotor, mantendo o mesmo constante. Desta forma o modelo será descrito com as equações a seguir (GASPARETTO,2006):

$$\lambda_{dr} = L_m \cdot i_{ds}^* \quad (2.21)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m \cdot R_r \cdot i_{qs}^*}{L_r \cdot \lambda_{dr}} = \frac{R_r \cdot i_{qs}^*}{L_r \cdot i_{ds}^*} \quad (2.22)$$

A equação (2.21) pode ser observada na terceira linha da equação (2.16), com algumas simplificações, e a equação (2.22) da frequência de escorregamento pode ser encontrada na quarta linha da equação (2.16). Onde as correntes no eixo direto e em quadratura serão controladas pelo PI da malha de velocidade.

3. OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Os parâmetros do circuito equivalente podem ser obtidos através de ensaios na máquina, a partir de contato direto com o fabricante ou estimados através de um modelo matemático baseado nas informações das curvas do fabricante.

Neste capítulo é mostrado os ensaios realizados para a determinação dos parâmetros do MIT utilizado na simulação do controle em questão.

3.1 Ensaio realizado no laboratório

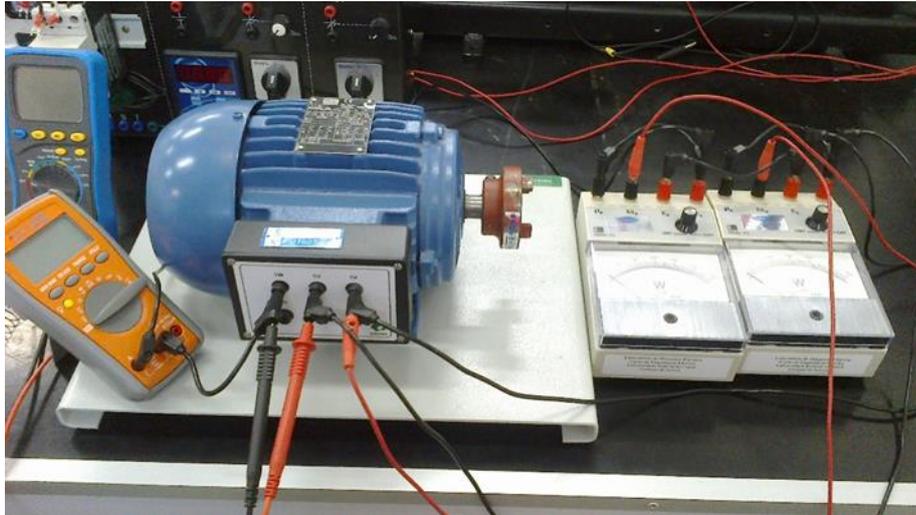
Adotando todas as medidas de segurança e a utilização correta dos equipamentos, realizou – se este experimento para obtenção dos parâmetros de um motor de indução trifásico, bem como seu modelo equivalente.

Primeiramente, observou – se os dados relevantes na placa do motor para a obtenção dos parâmetros, tais como: Fator de potência, potência nominal, corrente nominal, velocidade do rotor, tensão nominal e frequência. Estes estão resumidos na Tabela 4.1. Como a tensão nominal do motor é 380 V, este deve ser alimentado por tensão de linha na rede de distribuição local, portanto, o motor foi conectado em delta.

Com o multímetro, foi medida a resistência do estator. A resistência medida com o motor em delta é a equivalente da ligação em série da resistência de duas bobinas em paralelo com a outra, então foi feito o cálculo necessário para a obtenção da resistência equivalente de uma única bobina.

Para realizar o ensaio a vazio, que está ilustrado na figura 4.1, utilizou – se o método dos dois wattímetros para realizar a medição da potência trifásica e um amperímetro para a medição da corrente de linha. A partir da medida de potência, tensão e corrente, são realizados os procedimentos para determinar os parâmetros do MIT (FITZGERALD,2006).

Figura 3.1 – Ensaio utilizando um MIT de 1 cv.



Fonte : PRÓPRIA.

O motor utilizado para a realização do projeto é um motor de indução trifásico WEG W22 Plus com os seguintes dados de placa:

Tabela 3.1 – Dados do MIT utilizado no ensaio.

Tensão Nominal	380V(Δ)/ 660V (Y)
Corrente Nominal	1,68A(Δ) /0,97A(Y)
Frequência	60Hz
Potência	1CV = 750W
Fator de Potência	0,84
Velocidade do motor	1715 RPM
Rendimento	80,5%
IP/IN	6,6
Classe de Isolamento	IP55
Categoria	N

Fonte : WEG (2015).

3.2 Resultado experimental do ensaio à vazio

Observou – se que a ligação do motor deveria ser em Delta, pois a rede local opera em 380 V. Logo para 100 % da tensão nominal do MIT foram medidos os valores no laboratório, e estão apresentados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Dados obtidos no ensaio à vazio com 100% da carga nominal.

Resistencia do Estator	25,5Ω/fase
Tensão (V)	380
Corrente (A)	1
Potência à Vazio (W)	420
Velocidade (RPM)	1795

Fonte : PRÓPRIA.

A fim de determinar as perdas rotacionais, para eventuais cálculos de parâmetros, elevou – se a tensão até 110% da tensão nominal do MIT, e a partir desse momento foi – se diminuindo a tensão e anotando os valores expressados na tabela 3.3.

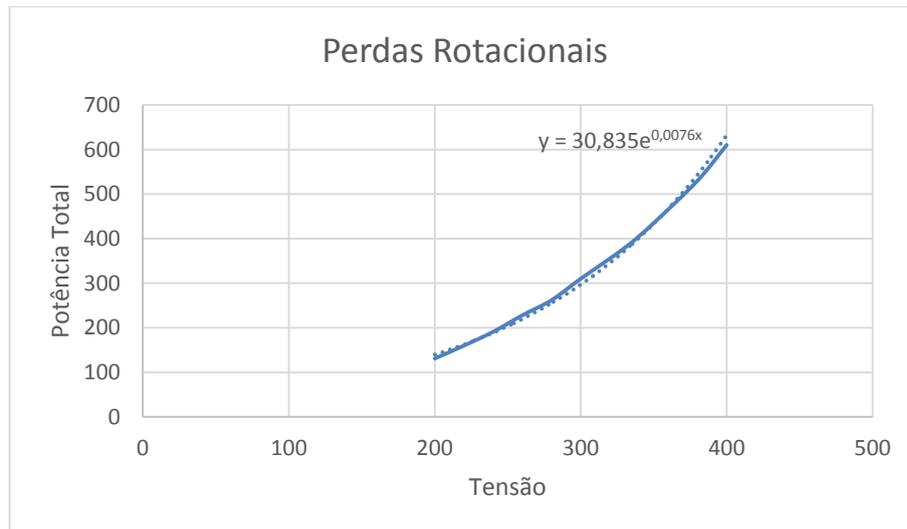
Tabela 3.3 – Dados obtidos no ensaio à vazio com 110% da carga nominal.

Tensão (V)	Corrente (A)	Velocidade (RPM)	Potência (W)		
			P1	P2	Ptotal
400	1.5	1797	400	220	620
380	1.4	1797	338	192	530
350	1.3	1796	277	158	435
320	1.2	1796	241	138	379
300	1	1795	200	110	310
280	0.96	1790	171	91	262
250	0.8	1787	150	78	228
220	0.7	1785	130	61	191
200	0.68	1783	91	40	131

Fonte : PRÓPRIA.

Com os dados obtidos pelo ensaio à vazio acima, pode-se desenvolver um gráfico através do EXCEL, a fim de aproximar os valores experimentais ao valor real. Pela extrapolação dessa curva, obtém-se as perdas rotacionais da máquina. Logo, utilizando-se o EXCEL foi obtida a seguinte curva apresentada a seguir.

Figura 3.2 – Extrapolação para determinar as perdas rotacionais.



Fonte : PRÓPRIA.

O valor da potência rotacional será obtido através da extrapolação do gráfico até o eixo y, ou seja, eixo x igual zero.

Logo fazendo o x igual a zero na equação da curva da figura 3.2, tem-se que as perdas rotacionais representam 30,8 W.

3.3 Resultado experimental do ensaio com rotor bloqueado

O teste de rotor bloqueado consiste em aplicar uma tensão variável até se atingir o valor nominal de corrente do motor, onde para isso foi utilizado um VARIAC disponível no laboratório. Este procedimento tem como objetivo determinar os parâmetros em série do circuito equivalente monofásico do motor de indução. Os dados obtidos para esse ensaio são os mostrados na tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Dados obtidos através do ensaio de rotor bloqueado

Tensão (V)	70
Corrente (A)	1,68
Perdas Rotor Bloqueado (W)	120

Fonte : PRÓPRIA.

3.4 Cálculo dos parâmetros a partir dos valores obtidos nos ensaios

3.4.1 Ensaio à vazio

Para o circuito monofásico do motor equivalente em estrela mostrado na figura 1.2, tem-se os seguintes valores de resistência do estator, corrente, tensão e potência à vazio:

- $R_1 = R_s = 25,5\Omega$;
- $V_{vz} = 380V$;
- $i_{vz} = (1/\sqrt{3})A$;
- $P_{vz} = 410W$.

Desconsiderando a resistência “ R_f ” no ramo de magnetização, do ensaio à vazio tem-se que a impedância à vazio é dada por (FITZGERALD,2006):

$$Z_{vz} = \frac{V_{vz}}{i_{vz}} \quad (3.1)$$

E a resistência e reatância à vazio são dadas por:

$$R_{vz} = \frac{P_{vz}}{3 * i_{vz}^2} \quad (3.2)$$

$$X_{vz} = \sqrt{Z_{vz}^2 + R_{vz}^2} = X_m + X_1 \quad (3.3)$$

Logo, com base nos valores à vazio tem-se:

$$Z_{vz} = \frac{380}{\frac{1}{\sqrt{3}}} = 658,1793069 \Omega \quad (3.4)$$

$$R_{vz} = \frac{410}{3 * \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2} = 410 \Omega \quad (3.5)$$

$$X_{vz} = X_m + X_1 = \sqrt{658,1793069 + 410^2} = 514,8786265 \quad (3.6)$$

Como observou – se na placa do motor, que o mesmo é de categoria N, e tem – se na NBR 5383 que:

$$X1 = 1,67 * X2 \quad (3.7)$$

3.4.3 Ensaio de rotor bloqueado

Para o ensaio de rotor bloqueado, foi medido os seguintes valores de resistência do estator, corrente, tensão e potência:

- $V_{rb} = 70V$;
- $i_{rb} = (1,68/\sqrt{3})A$;
- $P_{vz} = 120W$.

De acordo com Fitzgerald (2006) , para simplificar as contas, desprezou-se o ramo de magnetização no ensaio de rotor bloqueado, logo tem-se que a impedância de rotor bloqueado será calculada :

$$Z_{rb} = \frac{V_{rb}}{i_{rb}} \quad (3.8)$$

A resistência e reatância são dadas por:

$$R_{rb} = \frac{P_{rb}}{3 * i_{rb}^2} \quad (3.9)$$

$$X_{rb} = \sqrt{Z_{rb}^2 + R_{rb}^2} \quad (3.10)$$

Logo, com os valores medidos no ensaio temos:

$$Z_{rb} = \frac{70}{\frac{1,68}{\sqrt{3}}} = 72,169 \Omega \quad (3.41)$$

$$R_{rb} = \frac{120}{3 * \left(\frac{1,68}{\sqrt{3}}\right)^2} = 42,517 \quad (3.52)$$

$$X_{rb} = \sqrt{72,169^2 + 42,517^2} = 58,315 \quad (3.13)$$

De acordo com Fitzgerald (2006), para o cálculo da reatância de dispersão do rotor temos:

$$X_2 = (X_{rb} - X_1) * \frac{(X_{vz} - X_1)}{(X_{vz} - X_{rb})} \quad (3.14)$$

$$X_2 = (58,31 - 1,68X_2) * \frac{(514,88 - 1,68 * X_2)}{(456,56)} \quad (3.15)$$

$$2,789X_2^2 - 1413,797X_2 + 30025,14 = 0 \quad (3.16)$$

$$X_2 = X'_{lr} = 22,21\Omega \quad (3.17)$$

$$X_2 = X_{vz} - X_1 = 514,88 - 37,09 = 477,79 \Omega \quad (3.18)$$

$$R_2 = (R_{rb} - R_1) * \frac{(X_m - X_2)}{(X_m)} \quad (3.6)$$

$$R_2 = (42,52 - 25,5) * \left(\frac{477,78 + 22,21}{477,79}\right)^2 \quad (3.20)$$

$$R_2 = R'_r = 18,64\Omega \quad (3.21)$$

Para determinar todos os parâmetros do MIT, precisa-se do valor do momento de inercia, para isso foi realizado durante o ensaio a vazio a medição do tempo que o MIT leva para fazer transição entre a velocidade nominal até o repouso. Para utilizar um valor mais exato foi realizado 4 medições, e delas tirou-se a média dos tempos.

Tabela 3.5 – Tempo entre a velocidade nominal a vazio até zero.

t_1	3,66 s
t_1	3,35 s
t_3	3,34 s
t_4	3,31 s
$t_{médio}$	3,415 s

Fonte : PRÓPRIA.

Assim, como já foi calculado as perdas rotacionais, de acordo com a figura 3.2, pode-se calcular o valor da inercia com o tempo médio encontrado no ensaio acima (FITZGERALD,2006).

$$P_{rot} = -\omega_m * J * \frac{d\omega_n}{dt} \quad (3.22)$$

$$30 = -\left(1795 * \frac{\pi}{30}\right) * J * \left(\frac{1795 * \frac{\pi}{30}}{0-3,415}\right) \quad (3.23)$$

$$J = 0,002899518 \text{ kg.m}^2 \quad (3.24)$$

Com o último parâmetro calculado, pode-se implementar a simulação do controle vetorial do MIT, a tabela 3.6 traz os valores a serem simulados.

Tabela 3.6 – Parâmetros do MIT.

Resistência do estator ($R_1 = R_s$)	25,5 Ω
Resistência do rotor ($R_2 = R'_r$)	18,64 Ω
Reatância de dispersão ($X_1 = X_{ls}$)	37,09 Ω
Reatância de dispersão ($X_2 = X'_{ls}$)	22,21 Ω
Reatância de magnetização (X_m)	477,79 Ω
Momento de Inércia (J)	0,002899518 Kg.m^2

Fonte : PRÓPRIA.

4. DETERMINAÇÃO DO CONTROLE PI PARA A MALHA DE VELOCIDADE

A determinação de um controlador rápido para o sistema em questão é de suma importância, pois a aplicação desejada requer rapidez na estabilidade do sistema. Logo a escolha do controlador a ser utilizado será extremamente importante.

Utilizou-se na aplicação em questão o controlador PI, devido a sua simplicidade e baixo custo de implementação, em um controlador com ação de controle integral, o valor da saída será $u(t)$ do próprio controlador será modificado a uma taxa de variação que seja proporcional ao sinal de erro do sistema $e(t)$. Onde a ação do controle proporcional integral será definido de acordo com (OGATA,2003).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) dt \quad (4.1)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação 4.1, tem – se a função transferência para o controlador PI.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4.2)$$

No presente trabalho foi calculado e implementado na simulação, somente o controlador da malha de velocidade, pois o controlador da malha de corrente não acrescentaria melhorias significantes na simulação.

Dois parâmetros mecânicos caracterizam a parte móvel (rotor) do MIT, são eles o coeficiente de atrito D e o momento de inércia J . Portanto, para o funcionamento do motor associado a uma carga mecânica, tem – se o princípio de *D'Alembert*, para estabelecer a equação dinâmica que rege o sistema mecânico do MIT (GUEDES,1993).

$$T_e = T_L + J \cdot \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) + D \cdot \omega_r \quad (4.3)$$

Onde:

J - Momento de inércia;

D - Coeficiente de atrito viscoso;

T_e - Conjugado eletromecânico da máquina;

T_L - Torque de carga;

ω_r - Velocidade angular.

Aplicando a transformada de Laplace na equação 4.3, para transformá-la do domínio do tempo para frequência, tem-se (SOARES,2015):

$$s.W_r(s) = \frac{1}{J} [T_e(s) - T_L(s) - DW_r(s)] \quad (4.4)$$

Onde:

- $W_r(s)$ - Transformada de Laplace de ω_r ;

Considerando que T_L é uma perturbação, tem-se:

$$s.W_r(s) = \frac{1}{J} T_e(s) - \frac{1}{J} DW_r(s) \quad (4.5)$$

$$\frac{W_r(s)}{T_e(s)} = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{D}{J}} \quad (4.6)$$

Dividindo toda a equação 4.6 por $\frac{d}{J}$, tem-se:

$$\frac{W_r(s)}{T_e(s)} = \frac{\frac{1}{D}}{s \cdot \frac{J}{D} + 1} \quad (4.7)$$

Assim definiu-se constantes (β e τ) para simplificar as equações (4.8) e (4.9).

Utilizando os valores encontrados no ensaio do MIT, tem-se:

$$\beta = \frac{1}{d} = \frac{1}{0,0009} = 1111,1 \quad (4.8)$$

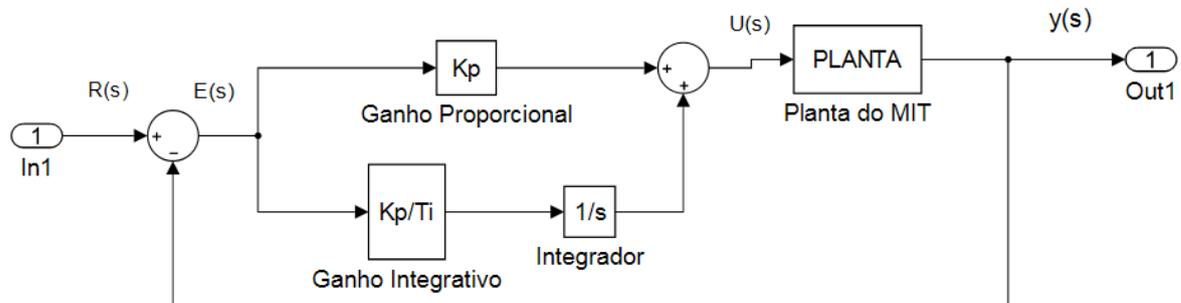
$$\tau = \frac{J}{d} = \frac{0,002899518}{0,0009} = 3,221687 \quad (4.9)$$

Logo a função de transferência que representa a dinâmica da malha de velocidade será:

$$G(s) = \frac{W_r(s)}{T_e(s)} = \frac{1111,1}{3,221687s + 1} \left[\frac{\frac{rad}{s}}{N.m} \right] \quad (4.10)$$

Após o cálculo da função de transferência que representa a malha de velocidade, deve – se fazer o cálculo do sistema em malha fechada agindo com o controlador PI.

Figura 4.1 – Diagrama de bloco do controlador PI para a malha de velocidade.



Fonte : PRÓPRIA.

Analisando o diagrama de bloco da figura 4.1, pode – se determinar a função de transferência de malha aberta do sistema de controle da malha de velocidade. A partir da análise deve – se fechar a malha do sistema para calcular os ganhos do controlador.

$$G_{MA}(s) = Kp_{\omega_r} \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti_{\omega_r} \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{\beta \omega_r}{s \cdot \tau \omega_r + 1} \right) \quad (4.11)$$

Manipulando matematicamente e fechando a malha do sistema em questão, tem – se:

$$G_{MA}(s) = \left(Kp_{\omega_r} \cdot \frac{Ki_{\omega_r}}{s} \right) \cdot \left(\frac{\beta \omega_r}{s \cdot \tau \omega_r + 1} \right) = \frac{Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r \cdot s + Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{s^2 \cdot \tau \omega_r + s} \quad (4.12)$$

$$G_{MA}(s) = \frac{Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r \cdot s + Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{s^2 \cdot \tau \omega_r + s \cdot (1 + Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r) + Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r} \quad (4.13)$$

Dividindo tudo por $\tau\omega_r$, tem - se:

$$G_{MA}(s) = \frac{\frac{Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r \cdot s}{\tau\omega_r} + \frac{Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r}}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r} \right) + \frac{Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r}} \quad (4.14)$$

Tomando como referência a função de transferência característica de segunda ordem, tem – se (OGATA,2003).

$$G_{MA}(s) = \frac{Kwn^2}{s^2 + 2\varepsilon \cdot wn + wn^2} \quad (4.15)$$

Onde:

K - Ganho do sistema;

ε - Fator de amortecimento;

w_n - Frequência natural;

Aplicando o critério mais utilizado em sistemas de controle, que seria o critério dos 2%, tem – se o cálculo do tempo de acomodação (t_s) do sistema em questão (OGATA, 1998).

$$t_s = \frac{4}{\varepsilon \cdot wn} \quad (4.16)$$

Igualando o denominador da equação (4.14) com a equação (4.15), tem – se:

$$s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r} \right) + \frac{Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r} = s^2 + 2\varepsilon \cdot wn + wn^2 \quad (4.17)$$

$$\frac{1 + Kp_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r} = 2\varepsilon \cdot wn \quad (4.18)$$

$$\frac{Ki_{\omega_r} \cdot \beta \omega_r}{\tau\omega_r} = wn^2 \quad (4.19)$$

Substituindo, a equação (4.16) nas equações (4.18) e (4.19), tem – se:

$$Kp_{\omega_r} = \frac{8 \cdot \tau\omega_r - t_s}{t_s \cdot \beta\omega_r} \quad (4.20)$$

$$Ki_{\omega_r} = 16 \cdot \frac{\tau\omega_r}{t_s^2 \cdot \varepsilon \cdot \beta\omega_r} \quad (4.21)$$

Na simulação do controle vetorial realizado no *software Matlab*, analisou – se o resultado para chegar nos Kp_{ω_r} e Ki_{ω_r} ideais, que deixa – se a simulação com um controle rápido e robusto. A partir das diversas simulações estabeleceu o ($Kp_{\omega_r} = 1$). Com isso calculou – se os parâmetros do controle PI utilizando a equação (4.20).

$$1 = \frac{8 \cdot 3,2217 - t_s}{t_s \cdot 1111,11} = t_s \cdot 1111,11 = 8 \cdot 3,2217 - t_s \quad (4.22)$$

$$t_s = 0,002318 \text{ seg} \quad (4.23)$$

Fixou – se a frequência natural em 40 rad/s, e utilizando a equação (4.16), tem – se:

$$\varepsilon = \frac{4}{0,02318 \cdot 40} = 4,314 \quad (4.24)$$

Substituindo os valores calculados até o momento na equação (4.21), tem – se:

$$Ki_{\omega_r} = 16 \cdot \frac{3,2217}{0,02318^2 \cdot 4,314 \cdot 1111,1} = 23,53 \quad (4.25)$$

Após calcular os ganhos da malha de velocidade, foi preenchido os valores significativos para a análise do sistema na tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Valores dos ganhos do controlador PI da malha de velocidade do MIT

Ganho proporcional Kp_{ω_r}	1
Ganho integral Ki_{ω_r}	23,53
Fator de amortecimento ε	4,314
Tempo de subida t_s (s)	0,002318 (s)
Frequência natural ω_n	40 (rad/s)
Parâmetro $\tau\omega_r$	3,221687
Parâmetro $\beta\omega_r$	1111,1

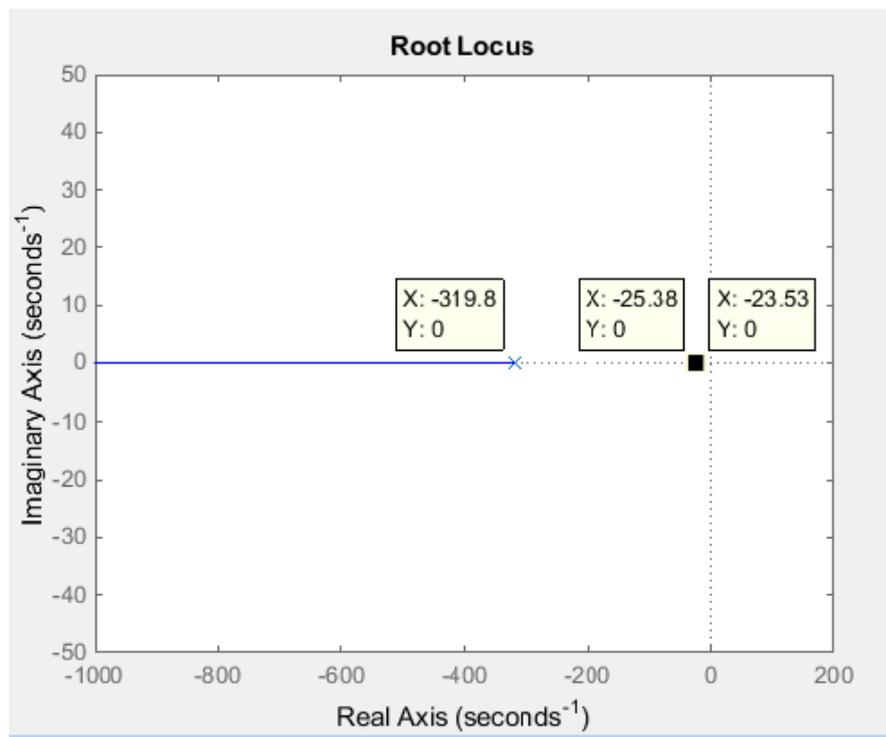
Fonte : PRÓPRIA.

Após o cálculo de todos os parâmetros do controlador, foi substituído tais valores na equação (4.14), para estabelecer a função de transferência de malha fechada do sistema de controle de velocidade do MIT em questão.

$$G(s) = \frac{344,9.s + 8116,13}{s^2 + 345,2.s + 8116,13} \quad (4.26)$$

Com a função de transferência de malha fechada, pode – se analisar o comportamento do sistema antes mesmo de simular o sistema completo com o controlador PI. E essa análise se dá a partir do gráfico do lugar das raízes do sistema, representado na figura 4.2.

Figura 4.2 – Localização dos polos e do zero utilizando o lugar das raízes



Fonte : PRÓPRIA.

Analisando a figura 4.2, pode – se observar que o sistema apresentou dois polos no semiplano esquerdo com os valores, $P1 = -319,8$ e $P2 = -25,38$ e um zero localizado na coordenada $Z1 = -23,53$. Estes valores asseguram que o sistema será estável e extremamente rápido para seguir a referência, pois quando o sistema tem polos e zeros no semiplano esquerdo, o mesmo não perderá a estabilidade. E como não tem – se polos imaginários, o sistema não terá oscilações após entrada de cargas.

5. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

As simulações foram feitas no *Software Matlab*, elas serão importantes para analisar o controle vetorial do MIT. Na simulação será observado se o MIT seguirá a referência estabelecida e se irá ficar estável depois da entrada de cargas e inversão de sentido de velocidade.

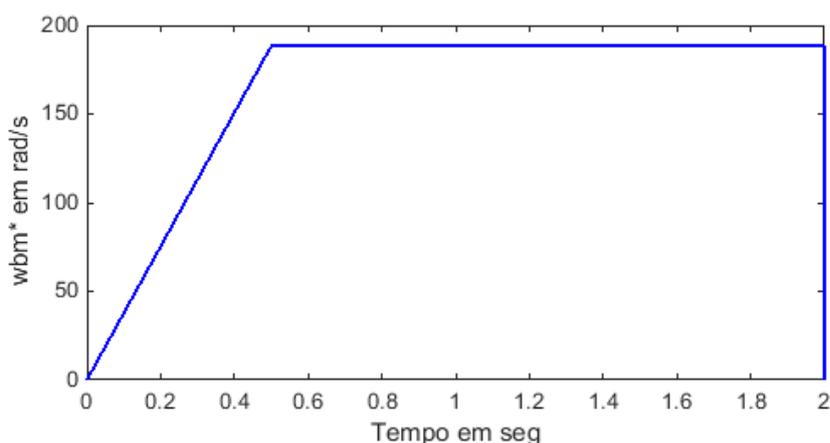
O tópico será composto por resultados diversos confrontando a teoria do controle vetorial com a simulação do *Matlab*, para tal simulação será levado em consideração a modelagem apresentada no tópico 2, e os parâmetros levantados nos ensaios da máquina.

Será analisado também o comportamento do MIT com a implementação do controlador PI junto a malha de velocidade, como calculado no capítulo 4.

5.1. Simulação com o MIT à vazio

Primeiramente, a simulação do controle vetorial do MIT foi realizada sem aplicar carga na máquina. Sendo assim o motor será acionado sem perturbações, ou seja não será exigido uma boa resposta do controlador.

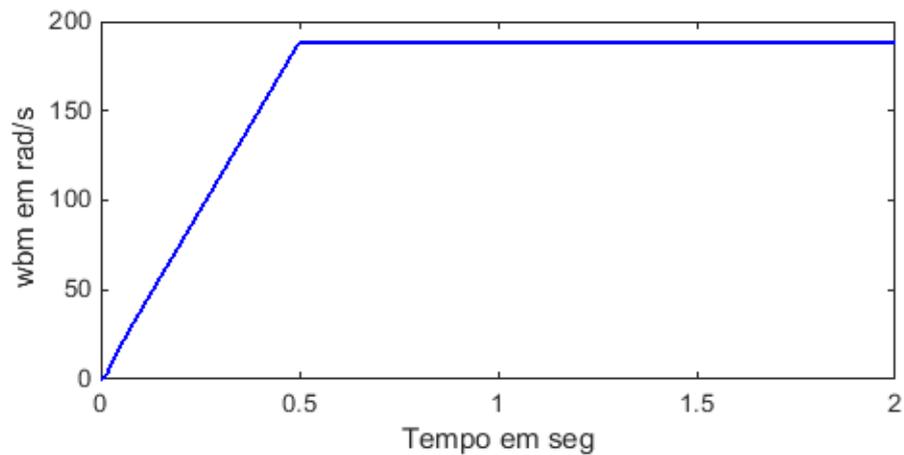
Figura 5.1 – Gráfico da velocidade de referência com o MIT à vazio.



Fonte : PRÓPRIA.

Pode – se observar na figura 5.1, que a referência aplicada na simulação foi um sinal em rampa que inicia - se no instante de tempo de 0 segundos e chega na velocidade nominal do motor que é 180 rad/s, seguindo assim até o instante de tempo de 2 segundos que será o final da simulação.

Figura 5.2 – Gráfico da velocidade desenvolvida pelo MIT à vazio.

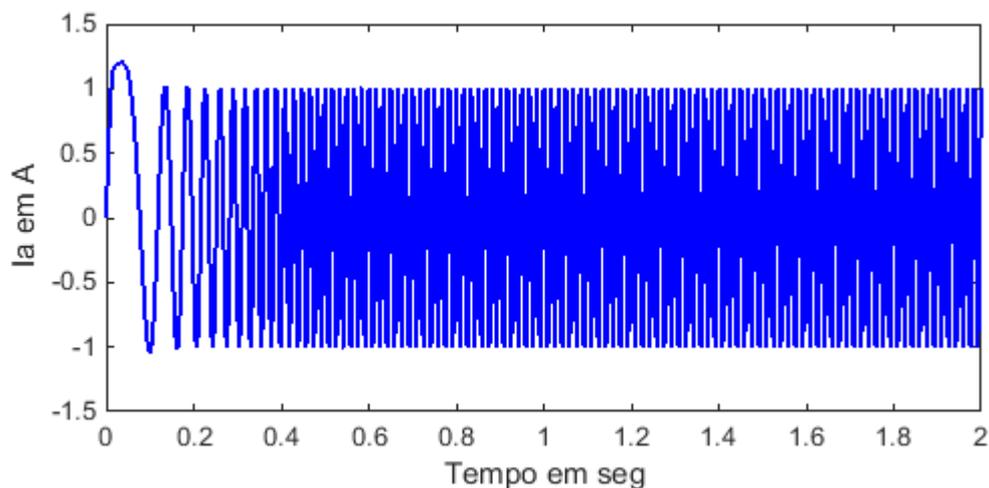


Fonte : PRÓPRIA.

Na figura 5.2, observou - se o gráfico da velocidade desenvolvida pelo MIT, como o MIT está a vazio, a velocidade do motor segue a referência. No instante que o motor é partido, pode - se observar uma pequena oscilação na figura 5.2 quase imperceptível, isso se dá a corrente de partida do MIT que é alta comparada com a corrente em regime permanente. Pode - se observar também que a corrente de partida não é alta comparada com as correntes da prática com acionamentos diretos, isso se dá a característica do controle vetorial já explicado anteriormente.

Na figura 5.3, plotou - se a corrente de fase A do MIT.

Figura 5.3 – Gráfico da corrente de fase A do MIT à vazio.

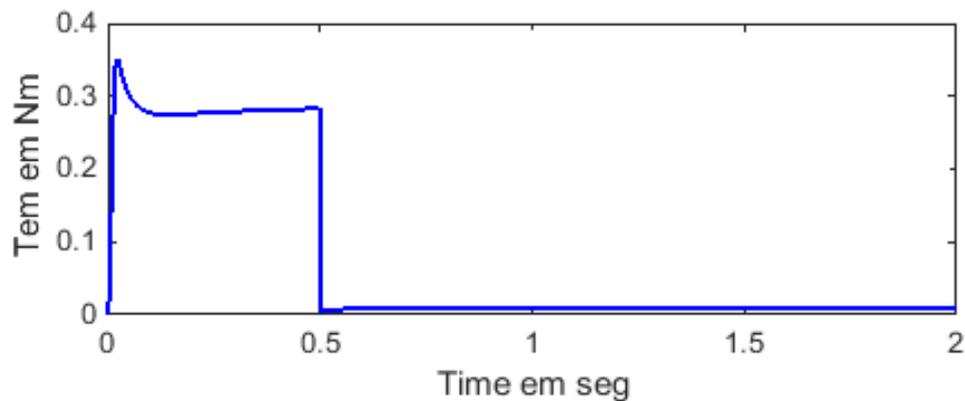


Fonte : PRÓPRIA.

A figura 5.3 demonstra o que já foi citado anteriormente, a corrente de partida do MIT é maior que a corrente em regime, onde no gráfico observa – se que a corrente de partida do MIT em questão, passa de 1 A.

Outra análise a ser feita é com relação ao torque do motor da máquina durante a simulação do controle. Esse gráfico está representado na figura 5.4.

Figura 5.4 – Gráfico do torque do MIT à vazio.

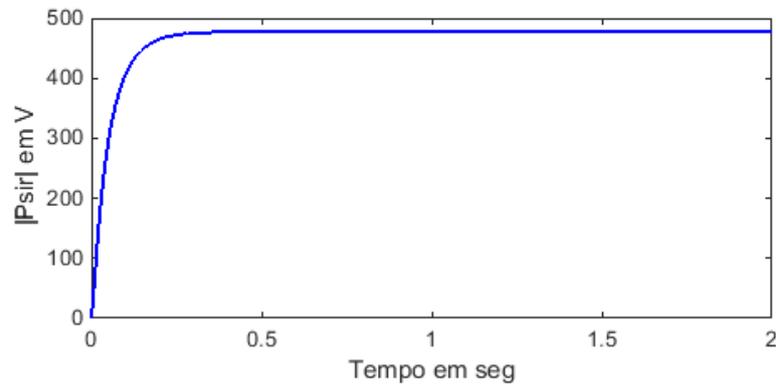


Fonte : PRÓPRIA.

Pode – se observar na figura 5.4, que o torque inicialmente é zero, pois a máquina está parada. Percebe – se que no instante da partida o torque tem um salto, porém estabiliza após a partida da máquina. No instante de tempo de 0.5 segundos que a máquina para de acelerar e estabiliza na sua velocidade nominal, o torque cai e se mantém constante, como já era esperado.

Após plotar o torque, a simulação mostra o gráfico do fluxo da máquina e está representado na figura 5.5.

Figura 5.5 – Gráfico do fluxo do MIT à vazio.

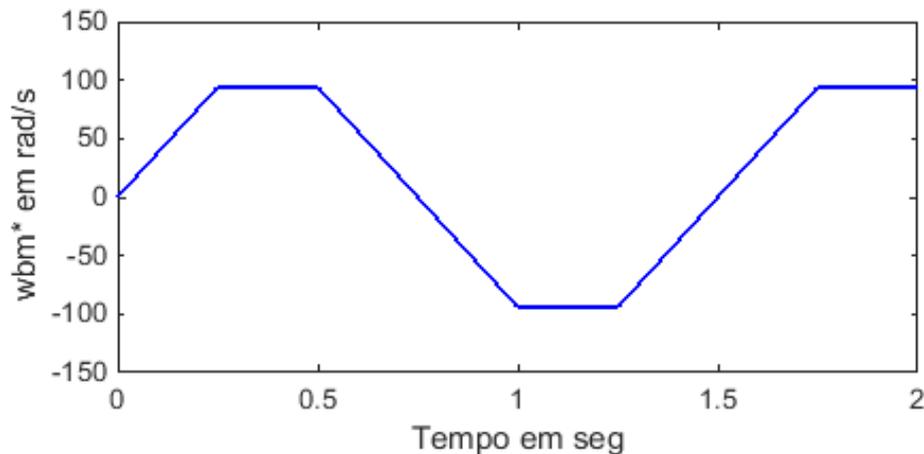


Fonte : PRÓPRIA.

No gráfico da figura 5.5, mostra que o resultado do fluxo foi como esperado. Pois como o método utilizado para o controle e o seu equacionamento, estão baseados no alinhamento do fluxo do rotor, ou seja o fluxo do rotor no eixo direto será mantido constante, logo a simulação mostra a veracidade do método.

Outra condição simulada e analisada é o comportamento da máquina após a inversão de sentido de rotação, pois é uma condição que acontece bastante em várias aplicações da máquina em questão, e tal simulação pode ser observada na figura 5.6.

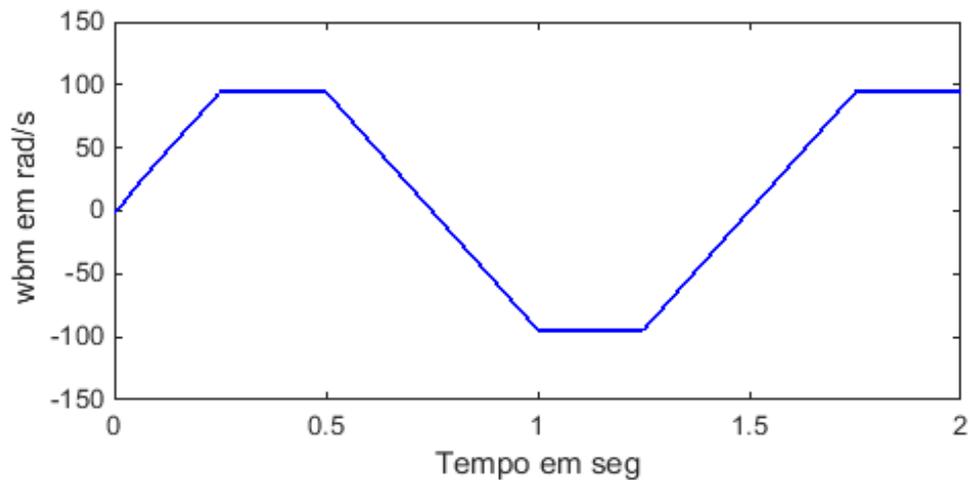
Figura 5.6 – Gráfico da velocidade de referência com inversão de sentido do MIT à vazio.



Fonte : PRÓPRIA.

A figura 5.6 ilustra a referência aplicada no controle, ou seja a velocidade do MIT deverá seguir a forma de onda da figura em questão. Observa – se também que a referência aplicada dessa vez será menor que a nominal, para analisar outra condição de funcionamento da máquina.

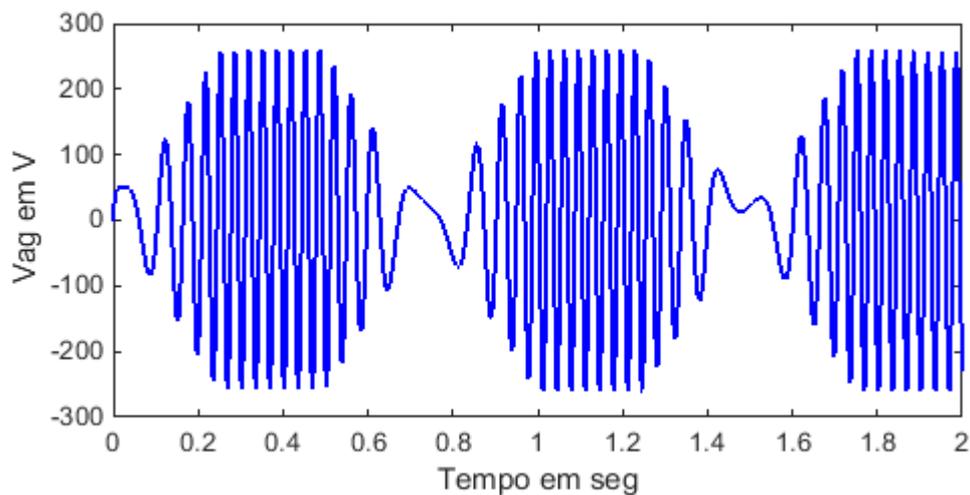
Figura 5.7 – Gráfico da velocidade do MIT à vazio, com inversão de sentido.



Fonte : PRÓPRIA.

A figura 5.7 mostra que mesmo com a inversão de sentido da máquina, no instante de tempo de 0,5 segundos, o MIT continua seguindo a referência programada, ou seja mesmo com a inversão de sentido e trabalhando com uma carga menor que a nominal, a máquina seguirá a referência imposta no controle.

Figura 5.8 – Gráfico da tensão do MIT à vazio com inversão de sentido.

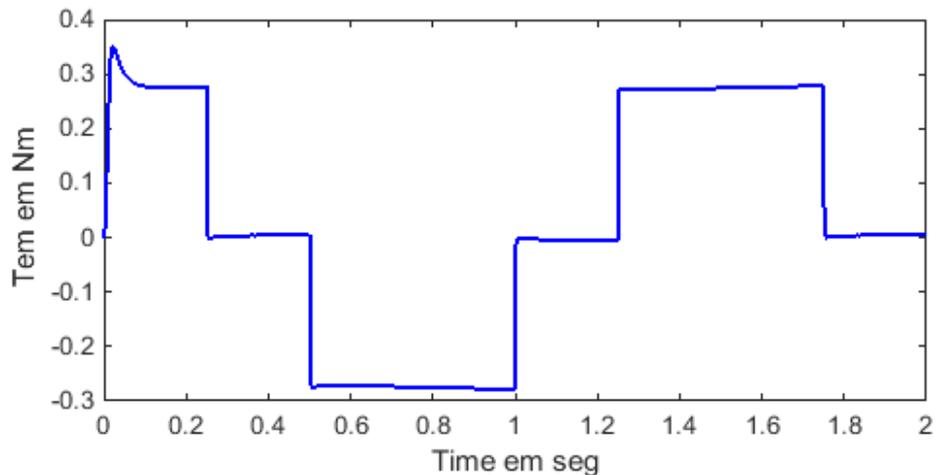


Fonte : PRÓPRIA.

Outro gráfico a analisar será o da tensão de fase do MIT, pode – se observar que a tensão diminui quando o MIT inverte o sentido. A tensão na simulação em questão, está

menor que a nominal, pois a velocidade controlada está programada para o MIT estabilizar na metade da velocidade nominal.

Figura 5.9 – Gráfico do torque do MIT à vazio com inversão de sentido.



Fonte : PRÓPRIA.

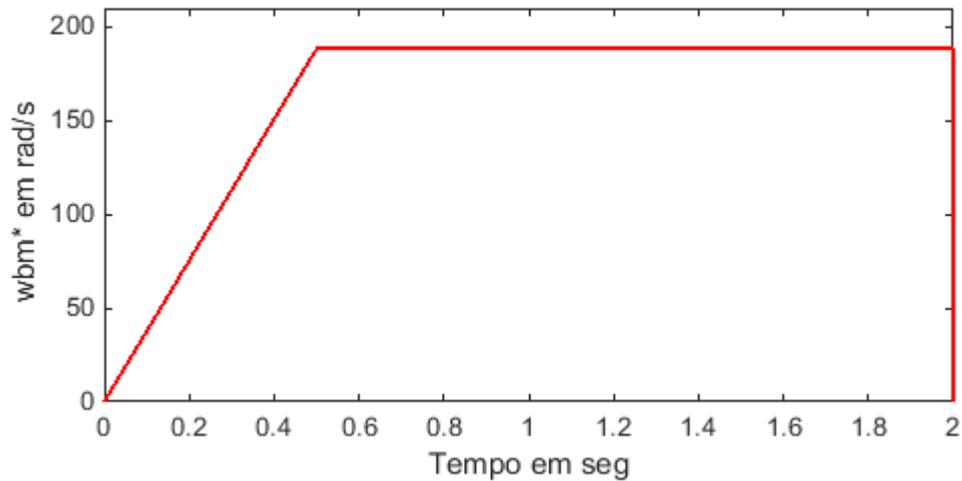
Na figura 5.9, observa – se que o torque da máquina também comporta – se de forma satisfatória, oscilando na partida da máquina e decaindo no instante de tempo em que a máquina inverte seu sentido, passando a inversão de sentido o torque estabiliza de forma rápida e esperada.

5.2. Simulação com carga

Após analisar o controle vetorial agindo na situação de funcionamento à vazio, neste tópico será analisado o controle com aplicação de cargas variadas ao MIT.

Esta seção é de suma importância, pois é na situação com carga que a velocidade do MIT sofrerá com oscilações. Ou seja, o controle vetorial só estará bem projetado e implementado se reagir de forma satisfatória na situação de diversas cargas aplicadas a máquina.

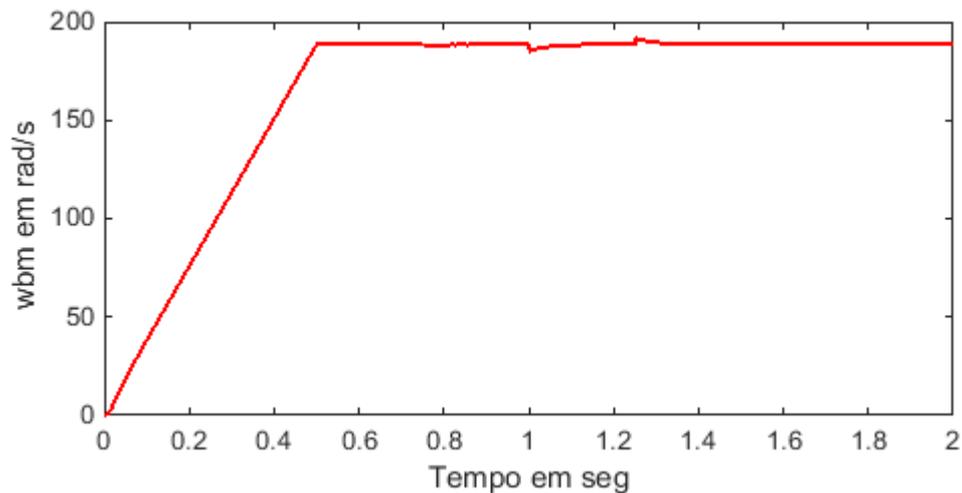
Figura 5.10 – Gráfico da velocidade de referência com o MIT a plena carga.



Fonte : PRÓPRIA.

A figura 5.10 ilustra o sinal de referência programada para a simulação, a referência está configurada para que a velocidade comece no zero, e vá até a velocidade nominal do MIT utilizado em 0.5 segundos.

Figura 5.11 – Gráfico da velocidade desenvolvida pelo MIT a plena carga.



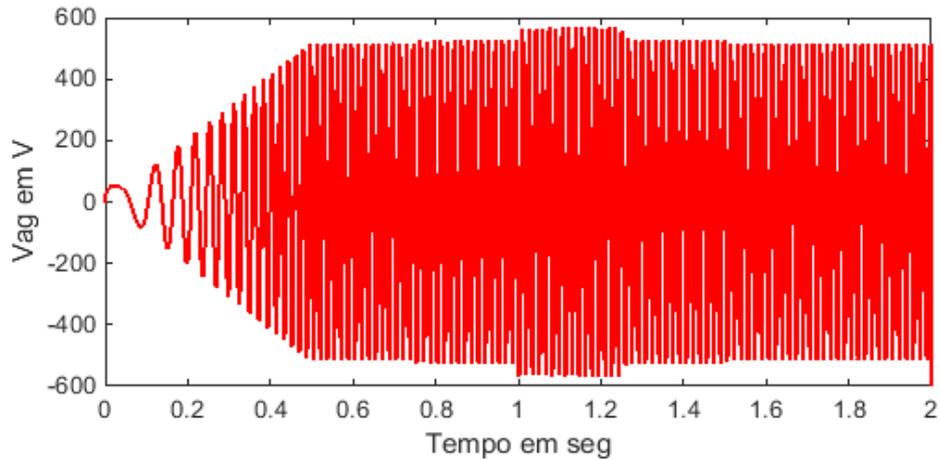
Fonte : PRÓPRIA.

Na simulação em questão, aplicou-se duas condições de carga para analisar o comportamento do MIT, diante de condições que acontecerá na prática e o controle vetorial terá que agir de forma confiável.

Observa-se que no instante de 1 e 1,25 segundos foi aplicado uma carga com o valor igual ao torque nominal, e no instante de 0,8 e 1,5 segundos foi aplicado um valor

menor que a nominal ($\frac{1}{5}T_{nominal}$). Observa-se que na condição com carga maior, a oscilação é mais considerável que com a carga menor, porém nas duas condições de carga o controle vetorial juntamente com controlador PI, leva o MIT a velocidade de referência de forma bastante veloz, ou seja o controle está atuando de forma robusta e confiável.

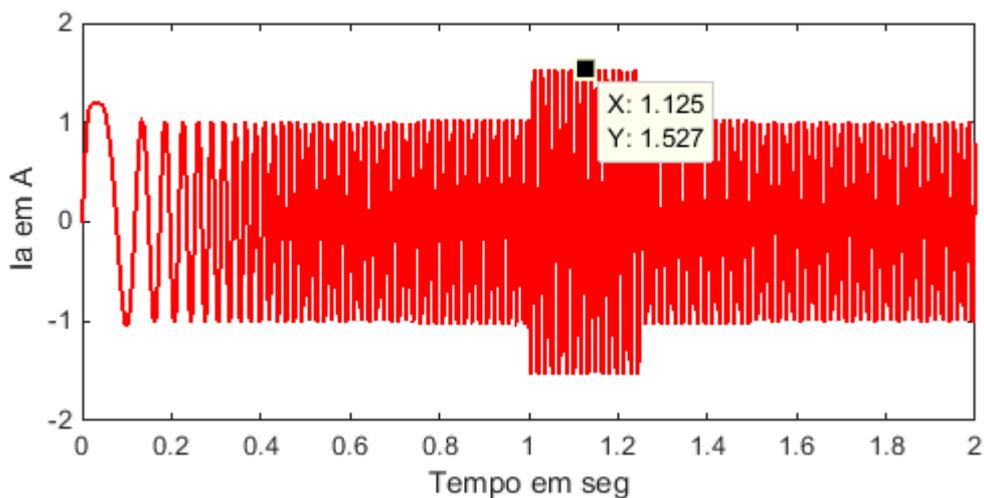
Figura 5.12 – Gráfico da tensão de fase do MIT a plena carga.



Fonte : PRÓPRIA.

Na figura 5.12 observa – se que no momento em com o MIT se encontra com torque máximo, que será entre os instantes de tempo de 1 a 1.25 segundos, a tensão aumentará para suprir está carga que está sendo conectada.

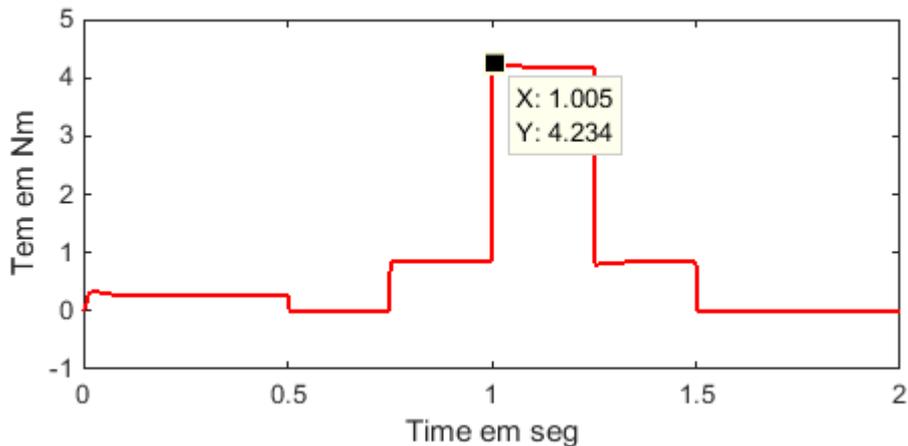
Figura 5.13 – Gráfico da corrente de fase do MIT a plena carga.



Fonte : PRÓPRIA.

Na figura 5.13 observa – se que a simulação condiz que a realidade, pois a corrente nominal repassada pelo fabricante (Em anexo), será de 1,6 A de pico, ou seja o gráfico mostra que na simulação a corrente nominal é de 1.527 A, logo está reproduzindo de forma confiável o que encontra - se na prática.

Figura 5.14 – Gráfico do torque do MIT a plena carga.



Fonte : PRÓPRIA.

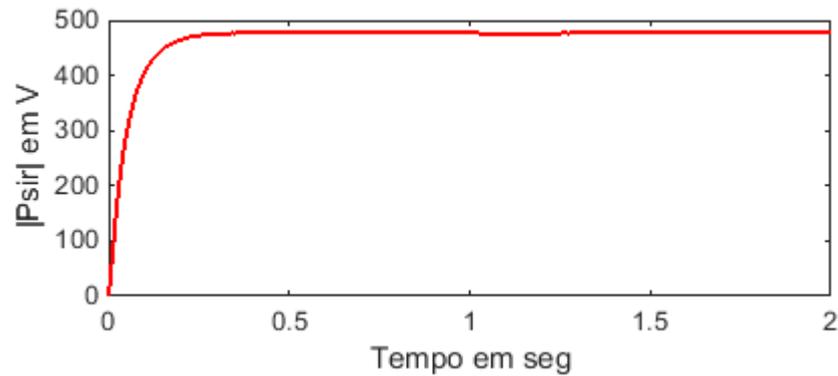
Já no gráfico do torque eletromecânico, também tem-se um resultado esperado para a simulação, pode-se observar que nos pontos já citados que entra cargas no MIT, o torque eletromecânico se impõe de maneira correta para responder a carga em questão, e após suprir as cargas o toque da máquina se estabiliza de forma esperada e satisfatória. Sabe – se que o torque nominal é calculado da seguinte maneira (FITZGERALD,2006):

$$T_n = \left(\frac{S}{w_n} \right) = \frac{750}{2. \pi. \frac{1715}{60}} = 4.18 \text{ N.m} \quad (5.1)$$

Logo pela equação (5.1) que demonstra o torque nominal, pode – se confirmar que a simulação está correta e que o controle vetorial está implementado de forma correta. Pois na simulação o torque nominal está muito próximo do calculado.

Na prática o torque nominal medido poderá ser menor que o torque nominal calculado e simulado, pois o torque está ligado diretamente com a resistência do rotor, e tal resistência varia com a temperatura do MIT, então o torque terá uma variação em torno do nominal para aplicações com plena carga.

Figura 5.15 – Gráfico do fluxo a plena carga.

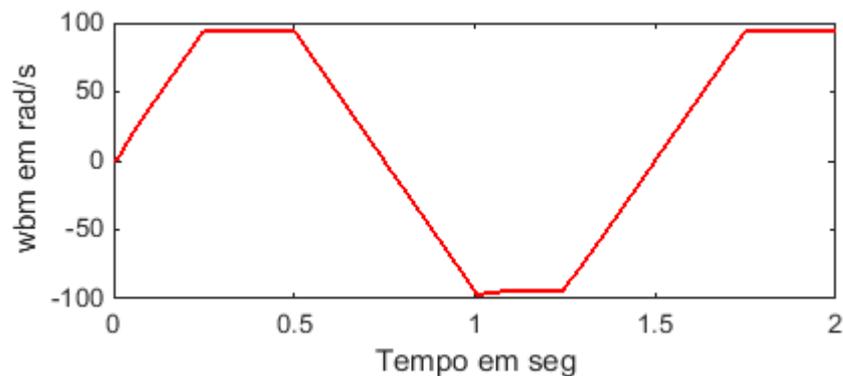


Fonte : PRÓPRIA.

Semelhante as outras simulações já realizadas, o fluxo do eixo direto se mantém constante como já esperado, por motivos já mencionados.

Como foi feito na simulação à vazia, simulou o controle vetorial para condição de inversão de sentido, porém na simulação em questão será com entrada e saída de carga.

Figura 5.16 – Gráfico da velocidade do MIT com inversão de sentido com carga.



Fonte : PRÓPRIA.

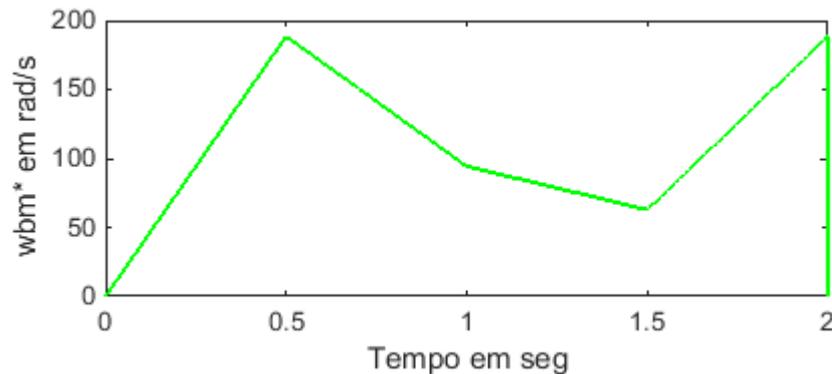
Na figura 5.16, também comprova o quão bem está implementado na simulação o controle vetorial proposto, pois mesmo invertendo o sentido e aplicando carga no MIT, a máquina segue a referência de forma rápida e sem oscilar de forma indesejada.

Após todas as análises foi possível observar, que também para o motor operando com entradas e saídas de cargas, o controle vetorial de campo orientado indiretamente funciona de forma bem satisfatória e esperada, pois tanto na inversão de sentido quanto na ação da inercia do MIT, a máquina segue a referência de forma bastante rápida.

5.3. Simulação com a variação da referência

Nesta seção será analisada como o sistema reagirá a uma mudança de referência de velocidade, com o MIT em funcionamento. Isso será ilustrado na figura 5.17.

Figura 5.17 – Gráfico da velocidade de referência do MIT com variação.

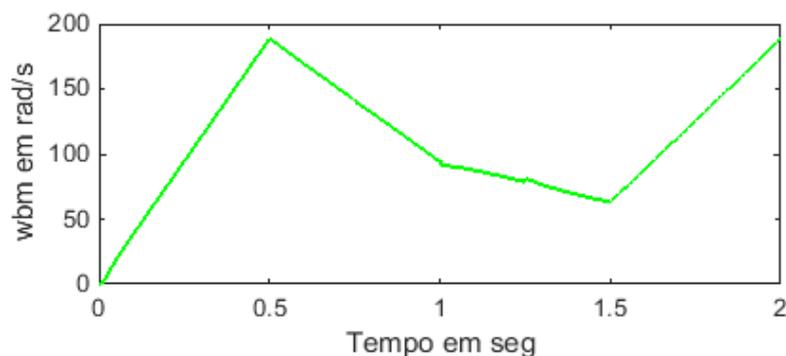


Fonte : PRÓPRIA.

Na simulação foi aplicado inicialmente uma rampa como referência para a velocidade com valor de 188,5 rad/s, que é o valor da velocidade nominal do MIT utilizado na simulação, após 0,5 segundos o MIT foi freado e sua velocidade de referência caiu para $\frac{1}{2}$ do seu valor nominal, e após mais 0,5 segundos foi novamente freado agora para $\frac{1}{3}$ do seu valor nominal e no instante de tempo de 1,5 foi acelerado até a velocidade nominal.

Na figura 5.18, observa-se que o MIT responde de maneira eficiente ao controle vetorial, pois segue de forma rápida a referência, mesmo após a mudança na velocidade de referência com o MIT em funcionamento.

Figura 5.18 – Gráfico da velocidade do MIT com mudança de referência.



Fonte : PRÓPRIA.

Outro fator importante a ser observado, seria o tempo de acomodação do sistema, onde esse tempo é extremamente pequeno, levando o MIT a seguir a referência de maneira planejada, que seria de forma rápida. Lembrando que o tempo de acomodação calculado anteriormente foi de 0,02318 segundos. Demonstrando o bom dimensionamento dos ganhos do PI.

6. CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como principal objetivo desenvolver um controle vetorial de campo orientado indireto, para controlar a velocidade de um motor de indução trifásico.

Para isso, primeiro foi apresentado uma introdução sobre a grande utilização do MIT no mercado industrial do Brasil. O aspecto que foi considerado para a escolha do MIT é, além da robustez comparado com motor síncrono e de imã permanente, e o baixo custo de manutenção e aquisição. Logo após, apresentou – se os conceitos gerais sobre o motor de indução trifásico de gaiola de esquilo, e o detalhamento matemático do MIT abordado neste trabalho.

Foi apresentada também, a modelagem do controle vetorial de campo orientado indiretamente, seus elementos e a robustez do controle proposto. Foi abordada também a teoria do controlador PI para, melhorar a resposta do sistema. Sendo feito o dimensionamento do controlador PI, para o sistema proposto.

Foi implementado no laboratório o ensaio a vazio e de rotor bloqueado, para levantar os parâmetros do MIT utilizado na simulação do controle vetorial, detalhando de forma cuidadosa todos os passos realizados no laboratório, pois esta etapa é de suma importância para uma implementação com sucesso do controle abordado neste trabalho.

Por fim, foi simulado o controle vetorial de campo orientado indiretamente, utilizando o *Software Matlab*. Para avaliar quão bem estava implementado e dimensionado o controle, foram realizadas diversas simulações, que abordasse a realidade da utilização do MIT, fundionamento da máquina à vazio, aplicação de diversas cargas ao decorrer do funcionamento do MIT, inversão do sentido, e mudanças na referência seguida pelo controlador.

Em todos os testes, o controle vetorial se mostrou bastante eficiente, controlando a velocidade e seguindo a referência em tempo hábil e mantendo a velocidade na referência pré determinada. Observou - se também, que a aplicação do controlador PI na malha de velocidade, refinou o controle do sistema de forma satisfatória.

Assim, mostrou – se que a estratégia do controle vetorial, desenvolvido neste trabalho, é bastante eficiente, robusto e bem aplicável para aplicações que requerem um controle mais afinado da velocidade do MIT, correspondendo assim as expectativas da teoria de controle vetorial de campo orientado indireto explanada.

7. PERSPECTIVAS DE TRABALHOS FUTUROS

O grande problema do controle vetorial de campo orientado indiretamente, seria a respeito de aplicações que de alguma forma necessita trabalhar com potência maior que a nominal da máquina. Nesta situação o MIT não segue a referência aplicada na malha de velocidade. Assim, é sugerido para um trabalho futuro a busca de um método que alinhado com o controle vetorial possibilite o MIT trabalhar com uma potência maior que a nominal. Um dos métodos mais utilizados na literatura do controle, seria o enfraquecimento de campo possibilitando a máquina atingir a potências superiores sem prejudicar o controle vetorial implementado.

A ideia da simulação seria sempre observar e analisar um sistema proposto, com as diversas situações aplicadas a máquina. Logo este trabalho não foi diferente, o sistema foi implementado analisando varias perturbações para observar a resposta do controle vetorial. Portanto que este modelo proposto fosse posteriormente montado em prática, para ser realizado comparações entre os resultados da simulação e as respostas de um sistema real.

Para a implementar a simulação na prática, deverá ser utilizado um DSP e conversor para realizar os comandos do controle vetorial, devido aos diversos comando que a prática exige, sendo assim necessário a programação de todo modelo matemático do MIT e do controle vetorial na interface do DSP.

REFERÊNCIAS

ALMADA, Janaína Barbosa. **Modelagem, Controle e Gerenciamento da Operação de Microrredes com Fontes Renováveis**. 2013. 216 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.

ANNUNCIACÃO, L.. **Estudo do impacto do sistema de acionamento de um motor de indução trifásico na eficiência energética e na qualidade da energia elétrica:Um estudo de caso – elevador de canecas**. Monografia do curso de Engenharia e Tecnologia Programa de Pós – Graduação em Engenharia de Edificações e Ambiental, Universidade de Mato Grosso, Março, 2011.

BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Ed. UFSC, 1985.

BOSE, B.K..**Power Electronics and AC Drives**. Prentice Hall, 1986.

DINIZ, Eber Castro. **Utilização de Motores de Indução Trifásicos em Manipulador Articulado com 2 Graus de Liberdade Considerando Estratégias de Controle Vetorial de Campo Orientado Indireto e Modo de Controle Deslizante**. 2013. 145 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.

EPE, Empresa de Pesquisa Energética. **Projeção da demanda de energia elétrica: para os próximos 10 anos (2015-2024)**. Rio de Janeiro, 2014. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br>>. Acesso em: 08 Dez. 2015, 04:30:00.

FITZGERALD, A.E.. **Máquinas Elétricas**. Ed. Artmed, 2006.

GASPARETTO, Radamés. **Controle Vetorial do Motor de Indução**. 2006. 61 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2006.

GUEDES, M. V. **O Motor de Indução Trifásico Modelização**. 1993.

OGATA, K. **Katsuhiko Ogata - Sistemas de Control en Tiempo Discreto 2 Ed. Minnesota: Prentice Hall International, 1998.**

ONG, C. M.- **Dynamic Simulation of Electric Machinery. 1 Ed. Prentice Hall PTR, 1998.**

POLLI, Horácio Beckert. **Controle Vetorial Indireto de um Motor de Indução com Ligação Scott-t no Estator Utilizando o Observador de Modos Deslizantes.** 2012. 111 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Joinville, Santa Catarina, 2012.

REGINATTO, ROMEU. **Controle por Campo Orientado do Motor de Indução com Adaptação de Parâmetros Via MRAC.** 1993. 196 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1993.

SOBRAL, C.; SANTIAGO, I. P. **Determinação das Características do Motor Trifásico “ em Gaiola ” a Partir das Curvas do Frabricante.** 2011 66 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

SOARES, Marcelo Nesci. **Projeto de Controladores PI Para Acionamento Vetorial de Máquinas de Indução.** 2015. 97 f. Monografia (Graduado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2015.

ANEXO A – CÓDIGO PARA GERAR AS PERTURBAÇÕES E REALIZAR OS CÁLCULOS DO MIT PARA A SIMULAÇÃO DO *MATLAB*.

```

% MATLAB script arquivo m3.m para Controle de MIT por campo orientado
% m3.m seta os parâmetros da máquina, simula distúrbios,
% e compila os resultados.
% Mudanças nos parâmetros das máquinas e simulação dos distúrbios
% é feito por ambos editando este arquivo e compilando
% ou entrando com mudanças diretamente na janela do MATLAB
% depois de compilar este arquivo para inicializar.

clear all

% Parâmetros da máquina

parametros

% Cálculo das curvas torque velocidade
vas = Vrated/sqrt(3); % específica tensão fasorial rms
we = wb; % específica a frequência de excitação
xls = (we/wb)*xls; % reatâncias na frequência de excitação
xplr = (we/wb)*xplr; % reatâncias na frequência de excitação
xm = (we/wb)*xm; % reatâncias na frequência de excitação

xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr);
xs = xls + xm; % reatância própria do estator
xr = xplr + xm; % reatância própria do rotor
xsprime = xs - xm*xm/xr; % reatância transitória do estator

% Equivalente de Thevenin
vth = abs((j*xm/(rs + j*(xls + xm)))*vas);
zth = (j*xm*(rs + j*xls)/(rs + j*(xls + xm)));
rth = real(zth);
xth = imag(zth);

% Cálculo das resistências do motor
% resistência do rotor para torque máximo em s=1
rpr1 = sqrt(rth^2 + (xth + xplr)^2);
%rprm = 0.4*sqrt(rth^2 + (xth + xplr)^2);

%configura vetor de resistências do rotor
%rprv = [rpr rprm rpr1]
rprv = [rpr];
Nrr=length(rprv);

s = (1:-0.01:0.02);
N=length(s);

for n=1:N
sn = s(n);
wr(n)=2*we*(1-sn)/P;
for nrr = 1:Nrr

```

```

rrn = rprv(nrr);
zin=(rs +j*xls) + j*xm*(rrn/sn + j*xplr)/(rrn/sn + j*(xm + xplr));
ias = vas/zin;
Sin =3*vas*conj(ias);
pin = real(Sin);
pfin(nrr,n)=cos(-angle(ias));
iin(nrr,n)=abs(ias);
te(nrr,n)=(3*P/(2*we))*(vth^2*rrn/sn)/((rth + rrn/sn)^2 + (xth + xplr)^2);
pe(nrr,n)=te(nrr,n)*wr(n);
eff(nrr,n)=100*pe(nrr,n)/pin;

end % nrr para o loop
end % n para o loop

% adiciona em valores de velocidade síncrona
size(te);
z=[0];
inl=vas/(rs +j*(xls+xm));
inlm = abs(inl);
inla = cos(-angle(inl));
iin=[iin [inlm]'];
pfin=[pfin [inla]'];
eff=[eff z'];
te=[te z'];
pe=[pe z'];
s=[s 0];
wr=[wr 2*we/P];
% determina o fluxo do rotor sem carga

eprime = vas - (rs +j*xsprime)*inl; % tensão anterior
        % reatância transitória do estator
lambdadr = real(eprime)*(xr/xm)/we;

% configura velocidade e vetores de fluxo na tabela de consulta

speed = [-2: 0.1: 2];
mask = abs(speed)>1.1;
notmask=~mask;
i=find(speed==0); %encontra o elemento zero do vetor velocidade
speed(i) = realmin; % e substitui para o menor número positivo
invspeed = abs(1./speed); %antes de dividir para evitar divisão por zero
%fluxo de escala e eixo de velocidade
lambdadre = lambdadr.*(invspeed.*mask + notmask);
speed = wbm*speed;

N=size(te);
M=size(te);
subplot(2,2,1)
plot(wr,te(1,:), '-')
xlabel('Velocidade do rotor em rad/s')
ylabel('Torque em Nm')
subplot(2,2,2)
plot(wr,pe(1,:), '-')
xlabel('Velocidade do rotor em rad/s')
ylabel('Potência desenvolvida em W')
subplot(2,2,3)
plot(wr,iin(1,:), '-')
xlabel('Velocidade do rotor em rad/s')
ylabel('Corrente no Estator em A')
subplot(2,2,4)

```

```

plot(wr,eff(1,:),'-')
xlabel('Velocidade do rotor em rad/s')
ylabel('Eficiência em porcentagem')

% define todas as condições iniciais na simulação SIMULINK a zero
Psiqso = 0;
Psidso = 0;
Psipqro = 0;
Psipdro = 0;
wrbywbo = 0;

tstop = 2.; % executa duração em segundos
% configura o sinal de referência de velocidade para o ciclo de carga
time_wref=[0 0.5 1 1.5 tstop];
speed_wref=[0 wbm*3 wbm*3 wbm*3 wbm*3];
% configura sinal Tmech para o ciclo de carga
time_tmech=[0 0.75 0.75 1.0 1.0 1.25 1.25 1.5 1.5 2];
tmech_tmech=[0 0 -Trated/5 -Trated/5 -Trated -Trated -Trated/5 -Trated/5 0
0 ];
disp('Simulation set up to start from standstill and ')
disp('load cycling at fixed frequency.')
disp('Run simulation then return for plots')
% Transfere do código para a simulação
keyboard

subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,2),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('wbm* em rad/s')
H2_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,3),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('wbm em rad/s')
H3_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,4),'-')
axis([-inf inf -600 600])
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('Vag em V')
H4_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,5),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('Ia em A')
H5_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,6),'-')
xlabel('Time em seg')
ylabel('Tem em Nm')
H6_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,7),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('|Psir| em V')
disp('Save plots before typing return to proceed to next study')
keyboard
close(H2_fig);

% configura sinal de referência de velocidade para o ciclo de velocidade

```

```

time_wref=[0 0.25 0.5 1.0 1.25 1.5];
speed_wref=[0 wbm/2 wbm/2 -wbm/2 -wbm/2 0];
% Configura sinal Tmech
time_tmech=[0 0.75 0.75 1.0 1.0 1.25 1.25 1.5 1.5 2];
tmech_tmech=[0 0 -Trated/5 -Trated/5 -Trated -Trated -Trated/5 -Trated/5 0
0];
disp('Simulation now set up for speed cycling at no_load')
disp('Run simulation then return for plots')
% Transfere do código para a simulação
keyboard

subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,2),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('wbm* em rad/s')
H2_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,3),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('wbm em rad/s')
H3_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,4),'-')
axis([-inf inf -500 500])
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('Vag em V')
H4_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,5),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('Ia em A')
H5_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,6),'-')
xlabel('Time em seg')
ylabel('Tem em Nm')
H6_fig=figure;
subplot(1,1,1)
plot(y(:,1),y(:,7),'-')
xlabel('Tempo em seg')
ylabel('|Psir| em V')
disp('Save plots before typing return to proceed to next study')
keyboard
close(H2_fig);

```

ANEXO B – CÓDIGO PARA GERAR OS PARÂMETROS NA SIMULAÇÃO DO MATLAB.

```

% Parâmetros da máquina de indução trifásica a ser simulada

Sb = 750;    % em VA
Prated = 750;    % potência de saída em W
Vrated = 380;    % tensão de linha em V
pf = 0.84; %Fator de Potência
Irated = Sb/(sqrt(3)*Vrated*pf); % corrente em rms
P = 4;    % número de polos
frated = 60;    % frequência em Hz
wb = 2*pi*frated;    % frequência elétrica de base
we = wb; %Frequência de excitação
wbm = 2*wb/P;    % frequência mecânica de base
Tb = Sb/wbm;    % torque de base
Zb = Vrated*Vrated/Sb; %impedância de base em ohms
Vm = Vrated*sqrt(2/3); % magnitude da tensão de fase
Vb = Vm; % tensão de base
Tfactor = (3*P)/(4*wb); % fator para a expressão do torque

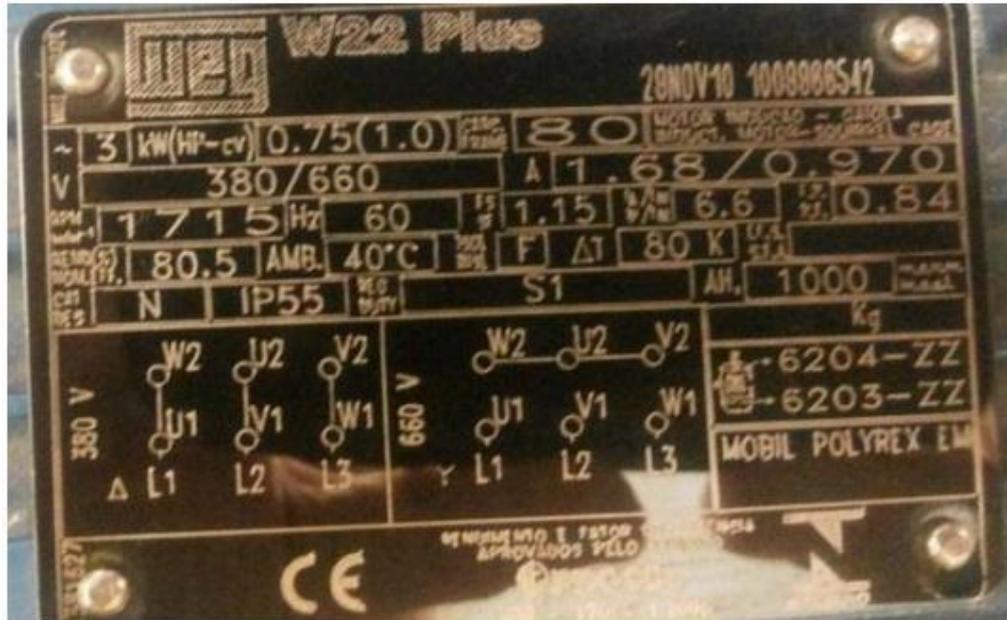
srated=0.0283; % escorregamento
Nrated = 1715; % velocidade nominal em rpm
wmrated=2*pi*Nrated/60; % velocidade nominal em rad/seg
Trated = Sb/wmrated; % torque nominal
iasb= 1.68; % corrente de fase nominal

rs = 25.5; % resistência do estator wdg em ohms
xls = 98.39e-3*wb;% reatância do enrolamento do estator em ohms
xplr = 58.91e-3*wb;    % reatância do enrolamento do rotor em ohms
xm = 1.26737*wb;    % reatância de magnetização do estator
rpr = 18.64;    % resistência referida ao rotor wdg em ohms
xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr); % equivalente paralelo
J = 0.0028931;    % inércia do rotor em kg m2
H = J*wbm*wbm/(2*Sb); % constante de inércia do rotor em seg.
Domega = 0.009; % coeficiente de amortecimento do rotor.

```

ANEXO C – PLACA DE DADOS DO MIT UTILIZADOS NO ENSAIO E NA SIMULAÇÃO

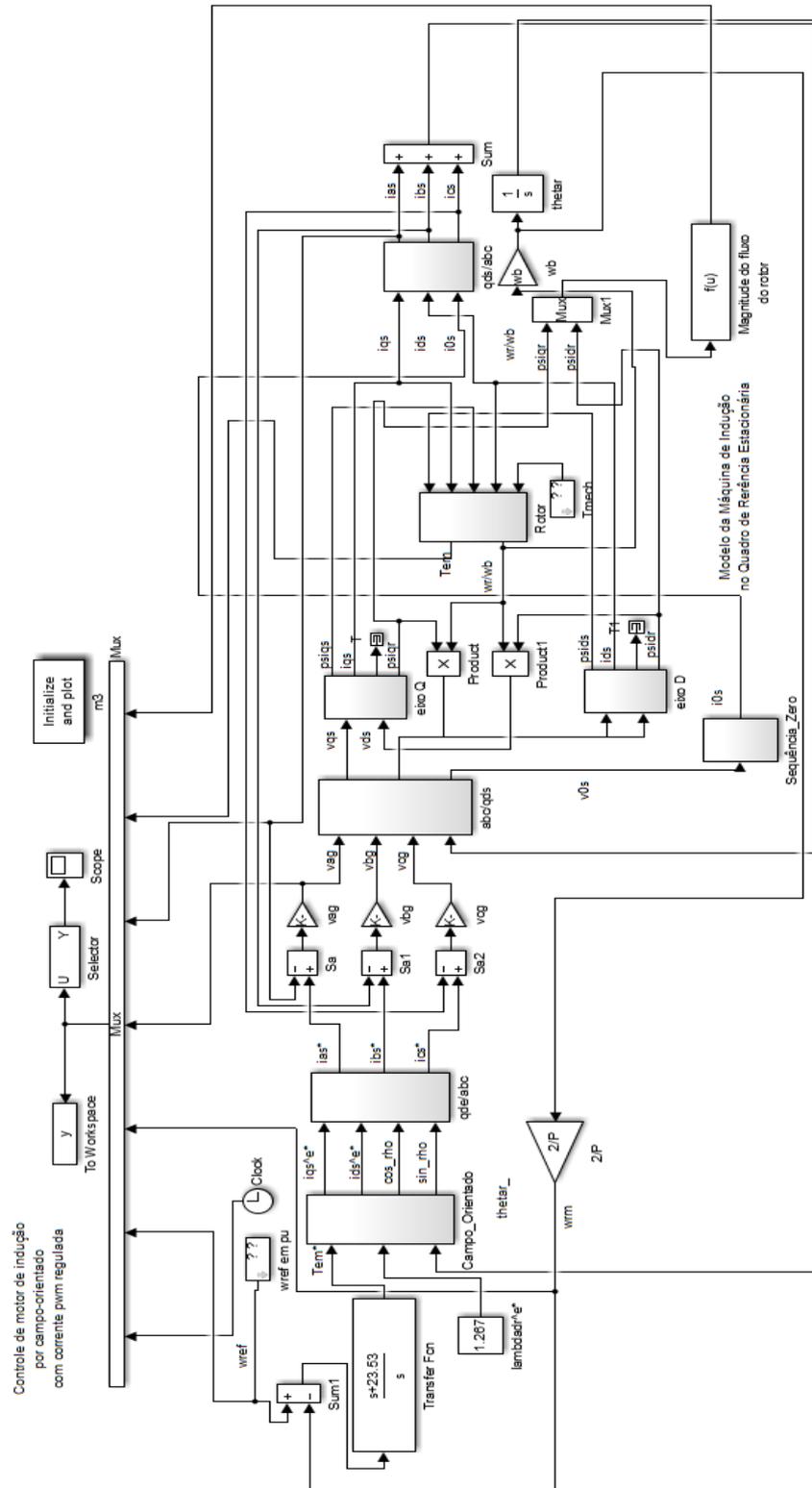
Figura A.1 – Placa de dados do MIT.



Fonte : PRÓPRIA.

ANEXO D – SIMULAÇÃO DO CONTROLE VETORIAL REALIZADO NO SIMULINK (MATLAB).

Figura A.2 – Simulação implementada no simulink.



Fonte: Própria

