

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
CAMPUS ITUMBIARA
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

HAMANDA FERREIRA DE ASSIS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DE
ESTIMATIVA DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO DE UM
MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.**

Itumbiara/GO
Novembro, 2023



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
SISTEMA INTEGRADO DE BIBLIOTECAS

TERMO DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAÇÃO NO REPOSITÓRIO DIGITAL DO IFG - ReDi IFG

Com base no disposto na Lei Federal nº 9.610/98, AUTORIZO o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, a disponibilizar gratuitamente o documento no Repositório Digital (ReDi IFG), sem ressarcimento de direitos autorais, conforme permissão assinada abaixo, em formato digital para fins de leitura, download e impressão, a título de divulgação da produção técnico-científica no IFG.

Identificação da Produção Técnico-Científica

- | | |
|--|---|
| ☐ Tese | ☐ Artigo Científico |
| ☐ Dissertação | ☐ Capítulo de Livro |
| ☐ Monografia - Especialização | ☐ Livro |
| ☒ TCC - Graduação | ☐ Trabalho Apresentado em Evento |
| ☐ Produto Técnico e Educacional - Tipo: _____ | |

Nome Completo do Autor: Hamanda Ferreira de Assis

Matrícula: 20181040100253

Título do Trabalho: Estudo e Implementação Computacional De Estimativa Do Conjugado Eletromagnético De Um Motor De Indução Trifásico.

Autorização - Marque uma das opções

- ☒ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso aberto);
- ☐ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG somente após a data ____/____/____ (Embargo);
- ☐ Não autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso restrito).

Ao indicar a opção 2 ou 3, marque a justificativa:

- ☐ O documento está sujeito a registro de patente.
☐ O documento pode vir a ser publicado como livro, capítulo de livro ou artigo.
☐ Outra justificativa: _____

DECLARAÇÃO DE DISTRIBUIÇÃO NÃO-EXCLUSIVA

O/A referido/a autor/a declara que:

- o documento é seu trabalho original, detém os direitos autorais da produção técnico-científica e não infringe os direitos de qualquer outra pessoa ou entidade;
- obteve autorização de quaisquer materiais inclusos no documento do qual não detém os direitos de autor/a, para conceder ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás os direitos requeridos e que este material cujos direitos autorais são de terceiros, estão claramente identificados e reconhecidos no texto ou conteúdo do documento entregue;
- cumpriu quaisquer obrigações exigidas por contrato ou acordo, caso o documento entregue seja baseado em trabalho financiado ou apoiado por outra instituição que não o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

_____, 06 / 12 / 2023.
Local Data

Hamanda Ferreira de Assis

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DE ESTIMATIVA DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado relativa ao curso de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação, do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás - Câmpus Itumbiara, contendo requisitos necessários para obtenção do título de Graduada em Engenharia de Controle e Automação.



Orientador: Prof. Dr. Eric Nery Chaves.

Coorientador: Prof. Dr. Marcos Antônio de Freitas.

Área de conhecimento: Máquinas Elétricas e Dispositivos de Potência.

Linha de pesquisa: Máquinas elétricas e acionamentos.

Itumbiara/GO
Novembro, 2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

A848e Assis, Hamanda Ferreira de
 Estudo e implementação computacional de estimativa do
 conjugado eletromagnético de um motor de indução trifásica. /
 Hamanda Ferreira de Assis -- Itumbiara, 2023.
 63p. : il.

 Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia
 de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação,
 Ciência e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2023.

 Orientador: Prof. Dr. Eric Nery Chaves.
 Coorientador: Prof. Dr. Marcos Antônio de Freitas.

 1. Motores elétricos de indução. 2. Campos
 eletromagnéticos. 3. Topologia vetorial. I. Título. II. Chaves,
 Eric Nery. III. Freitas, Marcos Antônio de. IV. Instituto
 Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.46

Hamanda Ferreira De Assis

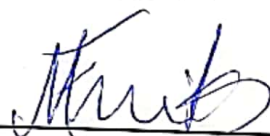
Estudo e Implementação Computacional de Estimativa do Conjugado
Eletromagnético de um Motor de Indução Trifásico

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca
avaliadora, parte dos requisitos para a obtenção do título de
bacharel em Engenharia de Controle e Automação junto ao
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de
Goiás (IFG), Câmpus Itumbiara.

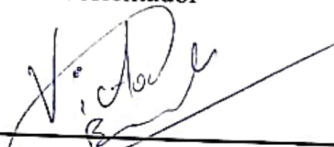
Aprovado em 30 de novembro de 2023.



Prof. Dr. Eric Nery Chaves
IFG – Câmpus Itumbiara
Orientador



Prof. Dr. Marcos Antônio Arantes de Freitas
IFG – Câmpus Itumbiara
Coorientador



Prof. Dr. Victor Regis Bernadeli
IFG – Câmpus Itumbiara
Avaliador

Itumbiara/GO
2023

DEDICATÓRIA

Dedico esse projeto primeiramente a Deus, por ser o responsável de toda a fonte de conhecimento e sabedoria, e aos meus pais, pois é graça ao seu esforço e confiança que foi possível desenvolver este projeto.

AGRADECIMENTOS

Expresso minha gratidão em primeiro lugar, a Deus, pela a oportunidade e toda sabedoria adquirida.

Aos meus pais, Clézio Ribeiro e Rosângela Ferreira, por estarem a todo momento ao meu lado. Sempre me apoiando e dando o suporte necessário nos meus estudos e confiando no meu potencial para que não desistisse. Além de tudo, transmitindo amor e educação para que me tornasse uma pessoa melhor.

Ao meu orientador Prof. Dr. Eric Nery Chaves, por todo o suporte, orientação e confiança a mim designados.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Marcos Antônio de Freitas, pelos ensinamentos, confiança, e por ter possibilitado uma bolsa de iniciação científica, no qual elevou o meu crescimento.

Ao Programa de CNPq e ao Centro de Pesquisa NUPSE do Instituto Federal de Goiás - Câmpus Itumbiara pelo suporte, disponibilizando recursos para o enriquecimento desse projeto.

A todos os profissionais do Instituto Federal de Goiás - Câmpus Itumbiara por todo o apoio e ensinamento oferecido ao longo da graduação.

Aos amigos e pessoas que compartilhei nesta jornada.

*“Seja a mudança que quer ver no mundo”
Mahatma Grandhi*

RESUMO

Comumente, o controle vetorial de motores de indução (MIT) exige o sensoriamento de grandezas como a velocidade e o conjugado, que são medidas por meio de tacômetros e torquímetros, respectivamente. O uso desses sensores implica numa tarefa complexa e economicamente inviável, que muitas vezes é contornada com a estimativa das grandezas da máquina. Desta forma, este trabalho propõe a implementação do controle vetorial, com o foco de ser aplicado nos veículos elétricos, utilizando a técnica de estimativa do conjugado eletromagnético juntamente com o fluxo rotórico dos motores de indução trifásicos. As técnicas implementadas necessitam apenas da aquisição das grandezas elétricas da máquina: correntes e tensão do enrolamento estator. Mas, para implementação do estimador é necessário a realização da transformada de eixos, deixando de ser um sistema acoplado em coordenadas trifásicas, para um sistema desacoplado em coordenadas bifásicas. A metodologia usada para efetuar esta mudança de coordenadas é a Transformada de Park e Clark. Em relação à análise do projeto, o sistema foi testado sob diversas condições de operação, destacando operações severas como degraú de carga, inversão no sentido de rotação e transitórios de partida.

Palavras-chave: Motor de Indução Trifásico, Controle Vetorial, Estimativa do Conjugado Eletromagnético, Estimativa do Fluxo Rotórico, Implementação Computacional.

ABSTRACT

Commonly, the vector control of induction motors (MIT) requires the sensing of quantities such as speed and torque, which are measured using tachometers and torque meters, respectively. The use of these sensors implies a complex and economically unfeasible task, which is often avoided by estimating the machine's magnitudes. Therefore, this work proposes the implementation of vector control, with the aim of applying it to electric vehicles, using the electromagnetic torque estimation technique together with the rotor flux of three-phase induction motors. The implemented techniques only require the acquisition of the machine's electrical parameters: stator winding currents and voltage. However, to implement the estimator it is necessary to perform the axis transformation, moving from a coupled system in three-phase coordinates to a decoupled system in two-phase coordinates. The methodology used to effect this change of coordinates is the Park and Clark Transform. Regarding the project analysis, the system was tested under different operating conditions, highlighting severe operations such as load step, reversal in the direction of rotation and starting transients.

Palavras-chave: Three-phase Induction Motor, Vector Control, Estimation of Electromagnetic Torque, Estimation of Rotoric Flux, Computational Implementation.

LISTA DAS FIGURAS

Figura 2.1- Etapas para realização do Controle Vetorial Direto	15
Figura 3.1- Vista em corte do MIT.....	17
Figura 3.2- Desenho esquemático do estator de um motor de indução.....	18
Figura 3.3- Desenho esquemático do rotor bobinado do motor de indução.....	19
Figura 3.4- Desenho esquemático do rotor gaiola de esquilo do motor de indução.....	20
Figura 3.5- Campo girante em um rotor gaiola.....	21
Figura 4.1 - Representação da máquina simétrica trifásica.....	23
Figura 4.2 - Representação simbólica dos enrolamentos do estator e do rotor.....	24
Figura 4.3 - Circuito trifásico simétrico.....	28
Figura 4.4 - Circuito bifásico simétrico.	28
Figura 4.5 - Circuito variante no tempo ($\alpha\beta$).	32
Figura 4.6 - Circuito bifásico invariante (dq)	32
Figura 4.7- Sistemas de eixo representando a transformada de Park.....	32
Figura 4.8 - Circuito bifásico invariante (dq).....	33
Figura 5.1 - Conversores Estáticos para acionamento do MIT.....	39
Figura 5.2 - Conversores Analógicos.....	39
Figura 5.3 - Inversores trifásicos.....	40
Figura 5.4 - Diagrama dos Inversores Trifásicos.....	41
Figura 5.5 - Diagrama do Controle Vetorial Indireto.....	44
Figura 5.6 - Diagrama do Controle Vetorial Direto.....	43
Figura 6.1 - Diagrama de blocos do estimador em relação as correntes estatóricas e velocidade do rotor.....	46
Figura 6.2 - Diagrama de blocos do estimador em relação as correntes estatóricas e tensões do rotor.....	48
Figura 7.1 - Simulação implementada no Simulink.....	50
Figura 7.2 - Diagrama de bloco de Estimativa de Conjugado Eletromagnético e do Fluxo.....	52
Figura 7.3 - Diagrama de bloco do Controle Vetorial.....	52
Figura 7.4 - Diagrama de Conversão dos eixos.....	53
Figura 7.5 - Diagrama do Controlador de Corrente.....	53
Figura 7.6 - Velocidade Rotórica.....	54
Figura 7.7 - Fluxo eletromagnético do motor: estimado e de referência.....	55
Figura 7.8 - Conjugado eletromagnético do motor: estimado e de referência.....	55
Figura 7.9 - Corrente Estatórica Trifásica.....	56
Figura 7.10 - Inversão de fases.....	56
Figura 7.11 - Corrente Rotórica Trifásica.....	57
Figura 7.12 - a) Corrente Rotórica nos eixos dq ; b) Corrente Estórica nos eixos dq	57
Figura 7.13 - Corrente Estatórica nos eixos $\alpha\beta$	57
Figura 7.14 - Diferença de Tensão entre fases.....	58
Figura 7.15 – a) Ângulos do MIT; b) Inversão de fase.....	58

LISTA DAS TABELAS

Tabela 7.1 – Parâmetros do Motor de Indução	50
--	----

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO

- 1.1. Motor de corrente contínua em detrimento de motores de corrente alternada.....12
- 1.2. Nova alternativa do sistema de acionamento dos motores de indução...13
- 1.3. Importância do controle vetorial.....14

2. OBJETIVOS

- 2.1. Metodologia.....15

3. CARACTERÍSTICAS INERENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

- 3.1. Considerações Iniciais.....17
- 3.2. Descrição e aspecto construtivo da Máquina de Indução Trifásica.....17
 - 3.2.1. Estator.....17
 - 3.2.2. Rotor.....18
- 3.3. Princípio de Funcionamento da Máquina Assíncrona.....19

4. EQUACIONAMENTO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

- 4.1. Considerações Iniciais.....22
- 4.2. Modelagem matemática.....22
 - 4.2.1. Representação das equações trifásica da máquina de indução....23
 - 4.2.1.1. Hipóteses de estudo e consequências.....23
 - 4.2.1.2. Expressão do fluxo.....25
 - 4.2.1.3. Equação das tensões.....26
 - 4.2.1.4. Equação do torque eletromagnético.....27
- 4.3. Obtenção da Transformada de Clark ($\alpha\beta$).....27
 - 4.3.1. Indutâncias com a obtenção da Transformada $\alpha\beta$ 30
- 4.4. Obtenção da Transformada de Park ($dq0$).....31
 - 4.4.1. Correntes elétricas.....33
 - 4.4.2. Fluxo eletromagnético.....34
 - 4.4.3. Tensão dos enrolamentos.....35
 - 4.4.4. Conjugado eletromagnético.....36
- 4.5. Considerações finais.....36

5. MÉTODOS DE CONTROLE

- 5.1. Consideração Inicial.....38
- 5.2. Acionamento do motor de indução.....38
- 5.3. Controle Escalar.....41
- 5.4. Controle Vetorial.....41
- 5.5. Controle Vetorial Indireto.....42
- 5.6. Controle Vetorial Direto.....43
- 5.7. Considerações finais.....44

6. ESTIMATIVA DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO E FLUXO ROTÓRICO

6.1. Considerações Iniciais.....	45
6.2. Estimador do Fluxo Rotórico e Conjugado Eletromagnético baseado nas Correntes de Estator e Velocidade do Rotor.....	45
6.3. Estimador do Fluxo Rotórico e Conjugado Eletromagnético baseado nas Correntes de Estator e Velocidades Rotóricas.....	47
6.4. Considerações Finais.....	49
7. RESULTADOS E DISCUSSÕES	
7.1. Considerações Iniciais.....	50
7.2. Implementação Computacional.....	50
7.3. Diagrama de blocos.....	50
7.3.1. Diagramas do Controle Vetorial.....	51
7.4. Resultados.....	53
8. CONCLUSÃO.....	59
REFERÊNCIA.....	60

CAPÍTULO 1

1. INTRODUÇÃO

1.1. Motor de corrente contínua em detrimento de motores de corrente alternada

Ao contrário dos motores de corrente contínua (MCC), o controle das máquinas de corrente alternada é um dos mais clássicos e desafiadores tópicos de acionamentos elétricos em alto desempenho [8 e 30]. Mas, ao analisar o cenário atual destes sistemas, é evidente as alterações ocorridas nas últimas décadas, como a substituição de MCC, por máquinas de corrente alternada no ramo industrial [29].

No passado o MCC era empregado em sistemas de acionamentos elétricos, assim, difundiram-se fortemente, em virtude da facilidade do “desacoplamento” entre fluxo e conjugado, através das correntes de campo e de armadura [36]. Outra vantagem é a viabilidade de custo para implementação do sistema. Desta forma, fizeram o conjunto do motor com o controle, se tornarem atrativo nas aplicações de sistemas que exigem rapidez e precisão de resposta e ainda operação em quatro quadrantes com alto desempenho, sobretudo em baixas velocidades [30].

Em razão das características construtivas, o emprego destes motores desencadeou de inúmeras desvantagens, tais como: número excessivo de manutenções devido aos desgastes no comutador e escovas, sensibilidade a ambientes corrosivos e explosivos, redução de capacidade de comutação em alta velocidade, tornando-os inviáveis para muitas aplicações e elevando o custo de fabricação e manutenção [37 e 38]. Consequentemente, levaram à procura de soluções que empregassem motores de corrente alternada com maior robustez e que sejam mais viáveis [8].

De maneira oposta, a utilização da máquina de corrente alternada em acionamentos elétricos associava-se ao pobre desempenho dinâmico das técnicas de controle até então existentes. O fato é que as correntes de excitação e de carga na máquina de indução circularem nos mesmos enrolamentos e não em enrolamentos separados como na máquina de corrente contínua, dificultava o controle [38].

Neste contexto, a partir de novas técnicas de controle (por exemplo vetorial) os motores de corrente alternada passaram a fazer parte do conjunto de alternativas aplicáveis no sistema de acionamento com velocidade variável. Especificamente, os motores de indução trifásico (MIT), que apresentam menor custo de fabricação e de manutenção [1,7 e 38], evidenciando avanços tecnológicos em termos de eficiência energética e viabilização de custos.

Atualmente, o emprego dos motores de indução para operar as máquinas, já é uma realidade, devido aos fatores que favoreceram a sua disseminação e aplicação no mercado dos MIT, entre os quais: alta robustez, estrutura de construção simples, eficiência e confiabilidade (visto que não necessitam de escovas ou comutadores), bem como seu baixo custo de produção e manutenção, rotores de menor inércia que as máquinas assíncronas

apresentam, maior densidade de potência e a capacidade de operação em altas faixas de velocidades. O que levou ao emprego dos MIT em sistemas industriais, aumentando a procura por otimização de processos e o desenvolvimento de técnicas elaboradas para o acionamento.

Com o desenvolvimento destas modernas técnicas de controle e comando através dos conversores, tornou-se possível o controle de motores de corrente alternada com desempenho competitivo com o motor de corrente contínua, apresentando uma maior viabilidade nos últimos anos [1,3, 8, 9, 10, 14, 24 e 30]. O emprego dessas técnicas é influenciado por os avanços em diversas áreas como: no processamento digital de sinais, microprocessadores e de dispositivos semicondutores de potência.

Neste trabalho será detalhado as técnicas de controle vetorial, abrangendo as metodologias do MIT, Transformada de Park e Clark e as estimativas do conjugado eletromagnético e fluxo rotórico.

1.2. Nova alternativa do sistema de acionamento dos motores de indução.

Dentre as técnicas de acionamento do MIT, o controle vetorial foi e tem sido bastante atrativo mundialmente. Tornou-se uma tecnologia madura com inúmeras aplicações, por se tratar de um método que permite um alto desempenho do motor. Segundo [1 a 13], o propósito do controle vetorial é designar uma relação angular, entre o vetor da corrente do estator e do campo magnético do rotor, o que proporciona um desacoplamento das variáveis atuantes sobre o controle do conjugado eletromagnético em componentes ortogonais.

De fato, os MIT's não possuem a característica de ortogonalidade em estabelecer um controle desacoplado entre a corrente de campo, como nas MCC's em que o fluxo eletromagnético é determinado pela a corrente de armadura, o que dificulta o controle [39 e 40]. Desta forma, é crucial à implementação do controle vetorial, adquirir a posição instantânea do fasor fluxo do rotor.

Diferentes métodos podem ser aplicados, destacando-se os métodos direto e indireto. A técnica de controle indireto depende dos parâmetros da máquina que mudam com a temperatura e saturação magnética do motor, o que faz com que esse sistema seja usado com menor intensidade. Além disto, é necessário conhecer algumas grandezas, tais como o conjugado eletromagnético e o fluxo rotórico, que pode ser obtido a partir de sensores acoplados ao eixo do motor ou até mesmo estimados [1,7,8,10,13]. Na utilização de sensores de conjugado (torquímetros) acoplados ao eixo dos MIT's encarece bastante o sistema, além, de serem muito sensíveis. Assim, a opção de estimar o conjugado tem se tornado bastante profícuo.

As técnicas aplicadas na estimativa do fluxo e do conjugado eletromagnético da máquina, para aplicar-se o controle vetorial, baseiam-se na aquisição dos sinais de tensão, corrente e velocidade da máquina. O estimador que emprega a aquisição da corrente e velocidade é o mais adequado para baixas velocidades. Já o estimado baseado na tensão e corrente é empregado quando a máquina opera em altas velocidades. Estes métodos de estimativas de parâmetros são aplicados na tentativa de minimizar os efeitos negativos da ausência da sintonização sob os parâmetros da máquina e efeitos da saturação.

1.3. Importância do Controle Vetorial

Recentemente, a temática da mobilidade urbana, no qual propõe a substituição dos atuais veículos a combustão, por veículos elétricos e híbridos tornaram-se uma realidade na Europa e na América do Norte e começam a ser comercializados no Brasil. Sucintamente, os veículos híbridos operam através do motor a combustão e motor elétrico, ou puramente elétricos, movidos a baterias ou pilhas combustível. Ambos utilizam os dispositivos eletrônicos de potência como base de funcionamento para acionar e controlar os motores elétricos ou para carregar as baterias e condicionar a energia para alimentar os circuitos auxiliares [41].

Ao analisar o emprego dos MIT nos veículos elétricos e híbridos, nota-se que o aperfeiçoamento, resultou-se na eficiência do sistema juntamente com a redução de custos e da poluição global. Desta forma, estão sobressaindo novas técnicas sendo aplicadas no MIT, o Tesla Model S é um exemplo de carro elétrico com a implementação do controle vetorial [20].

Frente à importância do controle vetorial, este trabalho propõe uma técnica de estimativa do fluxo rotórico e do conjugado eletromagnético baseado na aquisição dos sinais de tensão, corrente do enrolamento do estator, analisando o comportamento da máquina de indução através da utilização da técnica de Estimativa do fluxo rotórico e do Conjugado Eletromagnético. Esta técnica é atrativa perante o controle por ser independente das grandezas responsáveis pela produção de fluxo e conjugado em um MIT e, desta forma, permite desempenho dinâmico similar aos das máquinas CC. Além disso, a utilização de estimativas, apresenta redução em custo/benefício.

CAPÍTULO 2

2. OBJETIVOS

Atualmente, a globalização está em uma etapa de integração em diversos setores industriais, em buscas de tecnologias e praticidade nos seus processos industriais, com o objetivo de torna-se mais eficientes ao mesmo tempo reduzindo custo. Sendo assim, o MIT apresentou-se um grande avanço tecnológico, à procura por otimização de processos e visando o desenvolvimento de técnicas elaboradas para o acionamento dos motores elétricos de corrente alternada.

Devido a relevância da modernização no ramo industrial, este projeto propôs desenvolver e implementar uma plataforma que controle uma máquina de indução trifásica com velocidade variável. Através do controle vetorial direto, sendo necessário estabelecer através de estimativas as grandezas de tensão e corrente.

Há de se destacar que a topologia proposta não faz uso de sensores mecânicos e será implementada a estimação dos parâmetros do motor através do Matlab™/Simulink®. A técnica de controle é feita a partir do ajuste na amplitude das correntes e da tensão da máquina, com o uso do inversor de frequência.

2.1. Metodologia

Como ressaltado anteriormente, a metodologia aplicada no Controle Vetorial necessita do conhecimento da posição do fluxo juntamente com a transformação de um sistema que gira à velocidade síncrona para um sistema com coordenadas fixas (transformada d-q) para que o conversor estático acione o MIT. Desta forma, a Fig. 2.1, demonstra as etapas para que seja possível a implementação da estimativa do conjugado eletromagnético do MIT.

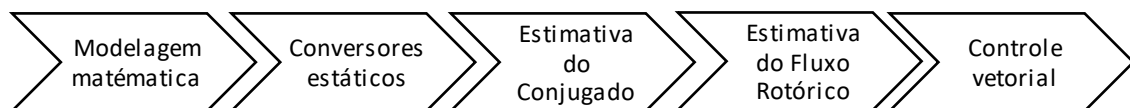


Figura 2.1- Etapas para realização do Controle Vetorial Direto.
Fonte: Própria

Desta forma, a metodologia a ser empregada no desenvolvimento do projeto se constitui de:

- I. Obter embasamento teórico sobre técnicas de modelamentos matemáticas dos MIT's e, ao mesmo tempo, investigar os principais modelos de estimadores de conjugados disponíveis na literatura;
- II. Implementação do modelo matemático do MIT;
- III. Execução da estimativa das grandezas necessárias para realizar o controle vetorial;

- IV. Confeção da implementação do conjunto do sistema (motor + controle);
- V. Realização dos testes, visando avaliar as grandezas da máquina sem o uso da técnica de controle, ou seja, operação em malha aberta. Para esta implementação será utilizada a plataforma MatlabTM/Simulink®;
- VI. Análise dos resultados obtidos, implementando condições adversas de operação, tal como degrau de carga e inversão na velocidade do rotor.

CAPÍTULO 3

3. CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

3.1. Considerações Iniciais

Conhecer o comportamento e dinâmica do sistema a ser controlado é de fundamental importância para implementar um controlador eficaz [14]. Desta forma, nesse capítulo é analisada a Máquina de Indução Trifásica com rotor gaiola de esquilo, objeto deste trabalho, evidenciando-se a relação entre construção e desempenho do motor.

3.2. Descrição e aspecto construtivo da Máquina de Indução Trifásica.

O MIT é constituído de uma forma simples. Basicamente, é composta pelo estator sendo a parte móvel, e o rotor a parte fixa. Tendo um conjunto de barras não isoladas e interligadas por anéis de curto-circuito, o rotor não é alimentado externamente e as correntes que circulam nele são induzidas eletromagneticamente pelo estator, de onde provém o seu nome.

De acordo com a Figura 3.1, nota-se a parte interna e externa do MIT em rotor de gaiola, mostrando as suas respectivas repartições

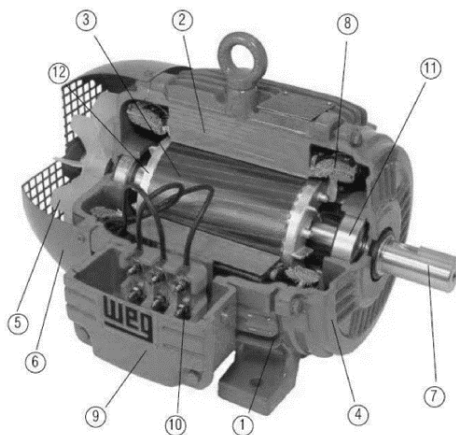


Figura 3.1- Vista em corte do MIT
Fonte: [17]

- Estator
 - [1]- Carcaça;
 - [2]- Núcleo magnético;
 - [8]- Enrolamento trifásico.
- Rotor
 - [7]- Eixo;
 - [3]- Núcleo magnético;
 - [12]- Barras e anéis de curto-circuito.
- Outras partes
 - [4]- Tampa dianteira;
 - [6]- Tampa defletora;
 - [5]- Ventilador;
 - [9]- Caixa de ligação;
 - [10]- Terminais de ligação;
 - [11]- Mancais.

3.2.1. Estator

O estator é a parte externa da máquina, constituído por um núcleo ferromagnético tendo formato de coroa cilíndrica, sendo responsável pela

redução das perdas e aumento do rendimento do motor. A parte interna do estator possui ranhuras distribuídas uniformemente, no qual são alojadas as bobinas que compõem o enrolamento do estator [15 e 31]. Este enrolamento tem a função de produzir um campo magnético rotativo no entreferro.

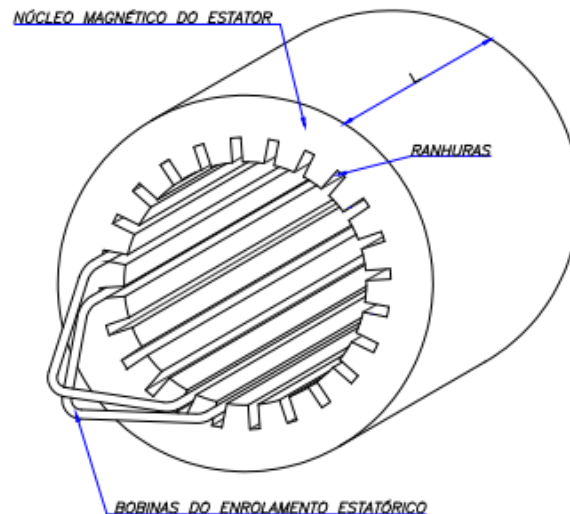


Figura 3.2- Desenho esquemático do estator de um motor de indução.
Fonte: [15]

A Figura 3.2 ilustra o desenho esquemático do estator de um MIT, mas representa apenas duas bobinas do enrolamento do estator para uma melhor visualização. Mas, em uma máquina usual a quantidade de bobinas equivale ao número de ranhuras.

3.2.2. Rotor

De forma análoga com o estator, o rotor também se constitui por um núcleo ferromagnético, onde as ranhuras alojam o enrolamento do rotor. A diferença é que no motor de indução, existe dois modos construtivos de rotores [15]. A primeira opção é o rotor conhecido como rotor gaiola de esquilo e o outro rotor bobinado ou rotor de anéis.

No rotor bobinado, o rotor é entrelaçado por um enrolamento, semelhante ao enrolamento do estator, sendo composto de um núcleo ferromagnético cilíndrico também constituído de lâminas, com a superfície externa ranhurada. Os terminais da bobina que compõem o enrolamento do rotor, são conectadas à três anéis. Desta forma, o acesso ao rotor é realizado através dos anéis e das escovas de carvão, no qual forma um sistema de contato móvel. Além disso, o enrolamento do rotor não é ligado a nenhuma fonte de alimentação [15 e 31]. A figura 3.3, ilustra o modelo deste rotor.

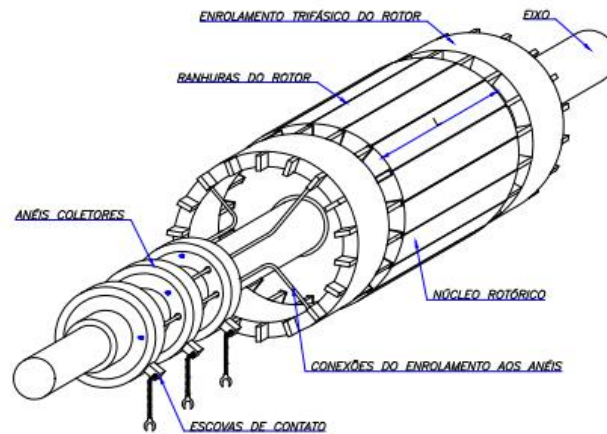


Figura 3.3- Desenho esquemático do rotor bobinado do motor de indução.
Fonte: [15]

Conforme [16], uma característica inerente deste modelo de rotor, é que possui uma impedância maior que a do rotor gaiola de esquilo, gerando uma corrente de partida menor que o motor com rotor de gaiola com o mesmo torque. Mas, devido possuir um aspecto construtivo do enrolamento na saída dos anéis, é possível a inserção de resistências em série, com o intuito do aumento da impedância do rotor para valores desejados. Logo, o controle da velocidade do motor na partida irá suavizar sem prejudicar de maneira extrema o conjugado. Deste modo, estes modelos de rotores são aplicados nas máquinas industriais quando há necessidade de partidas suaves.

Basicamente o rotor de gaiola de esquilo, é composto por um núcleo de chapas ferromagnéticas condutoras (cobre ou alumínio) localizadas nas ranhuras, de modo a serem conectadas, em cada extremidade do rotor, por um anel de cobre ou bronze. Além disso, as barras condutoras são alocadas com uma certa distância, com o intuito de evitar trepidações e ruídos pela ação do funcionamento do motor.

Este conjunto promove um circuito elétrico fechado, com intuito de não permitir acesso ao enrolamento rotórico. Não há necessidade de isolamento entre o núcleo do rotor e as barras, porque as tensões induzidas nas barras do rotor são muito baixas. O entreferro entre o rotor e o estator é muito pequeno, para se obter a máxima intensidade de campo. Na figura 3.4, observa-se o modelo do rotor, no qual é conhecido por este nome devido parecer com aquelas rodas em que esquilos correm.

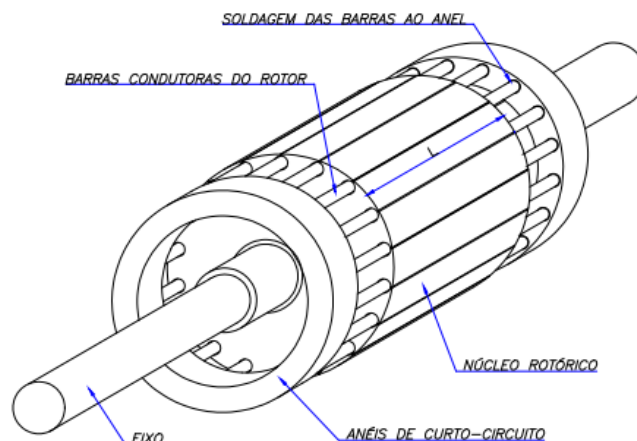


Figura 3.4- Desenho esquemático do rotor gaiola de esquilo do motor de indução.
Fonte: [15]

3.3. Princípio de Funcionamento da Máquina Assíncrona

Qualquer motor elétrico converte energia elétrica em energia mecânica através da metodologia do eletromagnetismo, visto que os campos eletromagnéticos que interagem entre si produzindo a força mecânica. Além disso, seu funcionamento se relaciona com a interação do fluxo magnético com uma corrente em um condutor, resultando numa força no condutor [21 e 22].

O MIT do tipo gaiola de esquilo é caracterizado por dois enrolamentos: estator e rotor, sendo que o estator é o local que recebe a tensão oriunda da rede elétrica, e o rotor, componente móvel onde se origina a tensão induzida pelo estator. Assim, para iniciar o funcionamento da máquina, o enrolamento do estator deve ser alimentado por correntes trifásicas. Sendo assim, quando o enrolamento do estator for alimentado, o MIT produz um campo eletromagnético girante.

Por conseguinte, o campo percorre para os condutores, induzindo uma força eletromotriz, resultando o aparecimento de uma corrente elétrica nos condutores. Os condutores do rotor, percorridos por corrente elétrica, interagem com o campo magnético girante do estator para produzir um torque eletromagnético que atua sobre os condutores do rotor fazendo-o girar. No qual, estabelece a tentativa de se alinhar ao campo girante do estator. Dessa maneira, como mostra a figura 3.5, os campos opostos se atraem e o rotor tende a acompanhar o movimento circular do campo magnético do estator, originando-se um conjugado no motor, que faz seu eixo girar através da interação desses dois campos magnéticos.

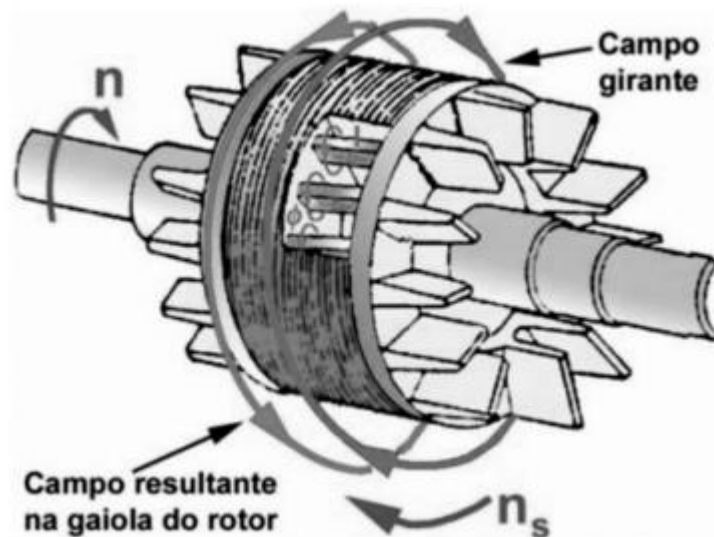


Figura 3.5- Campo girante em um rotor gaiola.
Fonte: [23]

Os campos descritos induzem tensões no estator de frequência igual à de alimentação e produz tensões no rotor com a frequência de escorregamento. Sendo que a velocidade do rotor é sempre menor que a velocidade síncrona (velocidade do campo girante) [32]. É importante destacar, que a indução de tensões no rotor, seja ele bobinado ou de gaiola de esquilo, só ocorrerá se a velocidade de rotação for distinta da velocidade síncrona. Senão, não haveria variação no enlace do fluxo e, da mesma forma, indução de tensão no enrolamento das fases do rotor [28].

CAPÍTULO 4

4. EQUACIONAMENTO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

4.1. Considerações Iniciais

Como o MIT não apresenta uma solução independente do fluxo do rotor juntamente com a possibilidade de controlar alguns parâmetros do motor, como desejado neste trabalho, a Transformada de coordenadas é uma estratégia viável para este projeto, tendo diversos estudos comprovando sua eficácia, precisão e simplicidade ao comparar com outras técnicas [1, 2, 3 e 7].

Assim, para facilitar a implementação do controlador proposto, no qual estima o conjugado através dos parâmetros elétricos da máquina de indução (tensão e corrente do estator), torna-se necessário apresentar esta metodologia de equacionamento matemático do MIT, aonde corresponde as dinâmicas elétricas e mecânicas da máquina.

Basicamente, esta metodologia tem o intuito de aproximar as grandezas em um sistema que não seja tão complexo, como o original, através de simplificações das equações. Inicialmente, o equacionamento do MIT é representado por um sistema de coordenadas trifásicas acoplada (coordenadas a,b,c). No entanto, transformando para a técnica de eixo de quadratura e eixo direto, o sistema trifásico torna-se bifásico, em coordenadas bifásicas desacopladas (coordenadas dq), tornando-se mais simples a realização do Controle Vetorial do MIT [26].

Ao modificar as coordenadas da máquina, o sistema torna-se com as mesmas características construtivas do sistema anterior, apenas com uma simplificação dos números de variáveis. Ou seja, a máquina simétrica bifásica terá a mesma amplitude e frequência, apenas em eixos diferentes, sendo conservado as propriedades mecânicas e elétricas do equipamento.

Dada a importância da transformada, neste capítulo será revisado a representação trifásica. Logo em seguida será mencionado os conceitos e dedução da representação bifásica. Com análise dos parâmetros da máquina (corrente, tensão, fluxo, posição angular, conjugado eletromagnético e o fluxo), com o intuito da realização do controle do motor.

4.2. Modelagem matemática

Conforme já mencionado, a representação de um sistema da máquina de indução trifásica é através da utilização de seis equações diferenciais. De modo, que três dessas equações caracterizam as fases do enrolamento do estator e as outras três as fases do enrolamento do rotor, ou seja, é formado por três componentes que são defasadas 120° entre si. [24]

Já o modelo do sistema bifásico é constituído por quatro equações, onde os enrolamentos do rotor e estator são postos como pares sobre os eixos magnético hipotéticos ortogonais entre si [25].

4.2.1. Representação das equações trifásica da máquina de indução

A fig. 4.1 demonstra a representação do posicionamento espacial da máquina de indução trifásica com rotor de gaiola de esquilo. De modo a facilitar, serão descritos os enrolamentos de estator pela sigla “s” e rotor pela sigla “r”.

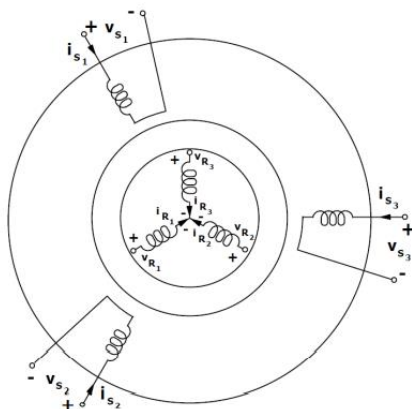


Figura 4.1 - Representação da máquina simétrica trifásica.
Fonte: [26]

4.2.1.1. Hipóteses de estudo e consequências:

Para o desenvolvimento da representação de um modelo correto da máquina, é necessário que sejam feitas as seguintes hipóteses I á VII.

- I. A máquina seja simétrica trifásica, composta por três enrolamentos estatóricos (s1, s2 e s3) e três enrolamentos rotóricos (r1, r2 e r3) que sejam iguais entre si.
- II. Os ângulos elétricos entre os enrolamentos sejam iguais $2\pi/3$ radianos, tanto no estator quanto no rotor.
- III. O entreferro é considerado constante: o comprimento do circuito magnético aplicado ao cálculo da indutância é independente do ângulo mecânico θ_m .
- IV. O circuito magnético é considerado ideal. A saturação não existe.
- V. A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal, sem perdas magnéticas;
- VI. A máquina será considerada bipolar, (a quantidade de números de polos será igual 1).
- VII. Não serão consideradas as perdas magnéticas.

A partir destas hipóteses, pode-se determinar que:

- a. O fluxo total da máquina pode ser descrito pela expressão (4.1):

$$\phi_{total} = \sum_{n=1}^3 \phi_{R_i} + \sum_{n=1}^3 \phi_{S_i} \quad (4.1)$$

onde ϕ_{R_i} é o fluxo produzido no enrolamento do rotor, e o ϕ_{S_i} o fluxo produzido pelo o enrolamento do estator.

b. Os enrolamentos do estator e do rotor possuem indutâncias próprias constantes. Desta forma, são constantes:

$$L_{S_1}, L_{S_2}, L_{S_3}, L_{R_1}, L_{R_2} \text{ e } L_{R_3}$$

sendo que L_S é caracterizada como a indutância de estator, L_R a indutância de rotor e os índices “1”, “2” e “3”, as fases.

c. Como consequência da igualdade dos enrolamentos tem-se:

$$\begin{aligned} L_{S_1} &= L_{S_2} = L_{S_3} = L_S \\ L_{R_1} &= L_{R_2} = L_{R_3} = L_R \\ R_{S_1} &= R_{S_2} = R_{S_3} = R_S \\ R_{R_1} &= R_{R_2} = R_{R_3} = R_R \end{aligned}$$

d. Como consequência do defasamento igual entre os enrolamentos tem-se:

$$\begin{aligned} M_{S_{12}} &= M_{S_{23}} = M_{S_{31}} = M_S \\ M_{R_{12}} &= M_{R_{23}} = M_{R_{31}} = M_R \end{aligned}$$

Onde, M_S representa a indutância mútua entre dois enrolamentos do estator e M_R a indutância mútua entre dois enrolamentos do rotor.

e. As indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos são funções senoidais do deslocamento angular θ . Os enrolamentos do estator e do rotor estão representados graficamente na figura 4.2 e pelas respectivas equações.

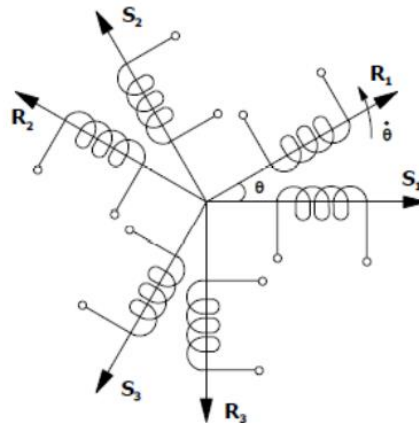


Figura 4.2 - Representação simbólica dos enrolamentos do estator e do rotor.
Fonte: [26]

$$M_{S_1 R_1} = M_{SR} \cos(\theta)$$

$$\begin{aligned} M_{S_1R_2} &= M_{SR} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{S_1R_3} &= M_{SR} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} M_{S_2R_1} &= M_{SR} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ M_{S_2R_2} &= M_{SR} \cos(\theta) \\ M_{S_2R_3} &= M_{SR} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} M_{S_3R_1} &= M_{SR} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{S_3R_2} &= M_{SR} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ M_{S_3R_3} &= M_{SR} \cos(\theta) \end{aligned} \quad (4.4)$$

f. As tensões da máquina serão em função do fluxo total (ϕ) que evolue o enrolamento da primeira fase (“a”), representada pela expressão (4.5)

$$V_a = R_a i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \quad (4.5)$$

4.2.1.2. Expressão do fluxo

Considerando a metodologia da superposição, os fluxos estatóricos podem ser descritos pelas equações (4.6), (4.7) e (4.8).

$$\phi_{S_1} = L_s i_{S_1} + M_s i_{S_2} + M_s i_{S_3} + M_{S_1R_1} i_{R_1} + M_{S_1R_2} i_{R_2} + M_{S_1R_3} i_{R_3} \quad (4.6)$$

$$\phi_{S_2} = L_s i_{S_2} + L_s i_{S_3} + M_s i_{S_1} + M_{S_2R_1} i_{R_1} + M_{S_2R_2} i_{R_2} + M_{S_2R_3} i_{R_3} \quad (4.7)$$

$$\phi_{S_3} = L_s i_{S_3} + M_s i_{S_2} + L_s i_{S_1} + M_{S_3R_1} i_{R_1} + M_{S_3R_2} i_{R_2} + M_{S_3R_3} i_{R_3} \quad (4.8)$$

Com as equações apresentadas (4.6 a 4.8), obtém-se a representação matricial do fluxo (4.9)

$$\begin{bmatrix} \phi_{S_1} \\ \phi_{S_2} \\ \phi_{S_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_1} \\ i_{S_2} \\ i_{S_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{S_1R_1} & M_{S_1R_2} & M_{S_1R_3} \\ M_{S_2R_1} & M_{S_2R_2} & M_{S_2R_3} \\ M_{S_3R_1} & M_{S_3R_2} & M_{S_3R_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R_1} \\ i_{R_2} \\ i_{R_3} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Difundindo-se para os enrolamentos rotóricos, alcança-se as seguintes equações (4.10)

$$\begin{aligned} \phi_S &= L_{SS} i_S + L_{SR}(\theta) i_R \\ \phi_R &= L_{RS}(\theta) i_S + L_{RR} i_R \end{aligned} \quad (4.10)$$

sendo, que as matrizes circulares simétricas são descritas por:

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$L_{RR} = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

desta forma, resulta-se em:

$$L_{SR}(\theta) = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$L_{SR}(\theta) = L_{SR}(\theta)^t \quad (4.14)$$

4.2.1.3. Equação das tensões

Ao aplicar a Lei de Kirchhoff das tensões aos enrolamentos do rotor e estator, obtém as seguintes equações (4.15 e 4.16)

$$V_S = R_S i_S + d\phi_S/dt \quad (4.15)$$

$$V_R = R_R i_R + d\phi_R/dt \quad (4.16)$$

onde,

$$R_S = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$R_R = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Assim, os fluxos podem ser descritos por

$$\frac{d\phi_S}{dt} = \frac{d(L_{SS}i_S + L_{SR}(\theta)i_R)}{dt} \quad (4.19)$$

$$\frac{d\phi_S}{dt} = \frac{d(L_{SS}i_S)}{dt} + \frac{d(L_{SR}(\theta)i_R)}{dt} \quad (4.20)$$

$$\frac{d\phi_S}{dt} = L_{SS} \frac{di_S}{dt} + L_{SR}(\theta) \frac{di_R}{dt} + \frac{dL_{SR}(\theta)}{dt} \quad (4.21)$$

Porém,

$$\frac{dL_{SR}(\theta)}{dt} = \frac{\partial L_{SR}(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (4.22)$$

assim, a derivada do fluxo do estator é representada pela equação (4.23)

$$\frac{d\phi_S}{dt} = L_{SS} \frac{di_S}{dt} + L_{SR}(\theta) \frac{di_R}{dt} + \frac{\partial L_{SR}(\theta)}{\partial \theta} i_R \frac{d\theta}{dt} \quad (4.23)$$

da mesma forma, a derivada do fluxo do rotor é representada pela a equação (4.24)

$$\frac{d\phi_R}{dt} = L_{RR} \frac{di_R}{dt} + L_{RS}(\theta) \frac{di_S}{dt} + \frac{\partial L_{RS}(\theta)}{\partial \theta} i_S \frac{d\theta}{dt} \quad (4.24)$$

Ao substituir as equações das derivdas dos fluxos (4.23 e 4.24) nas equações (4.15 e 4.16), resulta-se nas expressões das tensões (4.25 e 4.26):

$$V_S = R_S i_S + L_{SS} \frac{di_S}{dt} + L_{SR}(\theta) \frac{di_R}{dt} + \frac{\partial L_{SR}(\theta)}{\partial \theta} i_R \frac{d\theta}{dt} \quad (4.25)$$

$$V_R = R_R i_R + L_{RR} \frac{di_R}{dt} + L_{RS}(\theta) \frac{di_S}{dt} + \frac{\partial L_{RS}(\theta)}{\partial \theta} i_S \frac{d\theta}{dt} \quad (4.26)$$

4.2.1.4. Equação do torque eletromagnético

De modo simplificado, a equação do torque elétrico pode ser representada pela a equação (4.28). Oriunda da equação (4.27), que representa o torque de excitação sendo tratada pelos enrolamentos rotórico e estatórico:

$$T = i_S i_R \frac{dM_{SR}(\theta)}{dt} \quad (4.27)$$

$$T = [i_{S_1} \quad i_{S_2} \quad i_{S_3}] \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} M_{S_1 R_1} & M_{S_1 R_2} & M_{S_1 R_3} \\ M_{S_2 R_1} & M_{S_2 R_2} & M_{S_2 R_3} \\ M_{S_3 R_1} & M_{S_3 R_2} & M_{S_3 R_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R_1} \\ i_{R_2} \\ i_{R_3} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

4.3. Obtenção da Transformada de Clark ($\alpha\beta$)

A Transformada de Clark se baseia em uma conversão algébrica dos parâmetros trifásicos e naturais do motor (correntes e tensões) para coordenadas bifásicas $\alpha\beta$. Os cálculos para esta transformação promovem do vetor espacial, no qual é aplicada nas equações elétricas na máquina. As Figura 5.1 e 5.2, mostram o referencial rotativo do circuito trifásico acoplado e bifásico estacionário.

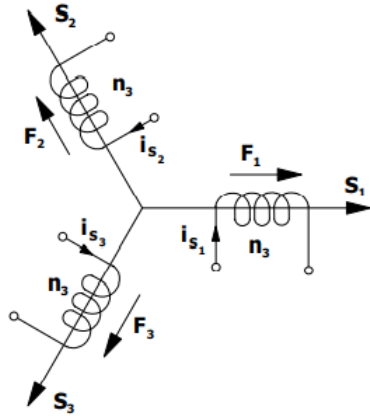


Figura 4.3- Circuito trifásico simétrico.
Fonte: [26]

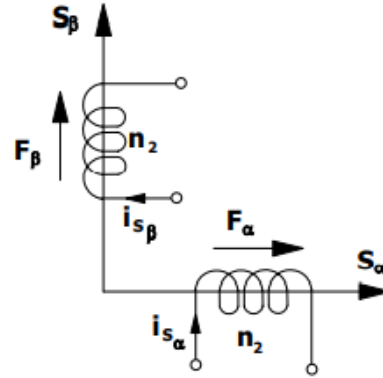


Figura 4.4 - Circuito bifásico simétrico.
Fonte: [26]

É percorrido uma corrente elétrica no enrolamento, produzindo uma força magnetomotriz F . Assim, os enrolamentos que compõem a estrutura trifásica possuem n_3 espiras, já para os enrolamentos bifásicos possuem n_2 espiras. Desta forma, será estabelecido uma transformação que conceda encontrar F_α e F_β em função das forças magnetomotriz trifásica F_1, F_2 e F_3 .

Decompondo-se vetorialmente F_1, F_2 e F_3 , resultará nos eixos S_α e S_β , terá as seguintes expressões (4.29 e 4.30)

$$F_{S_\alpha} = F_{S_1} - F_{S_2} \cos(2\pi/3) - F_{S_3} \cos(4\pi/3) \quad (4.29)$$

$$F_{S_\beta} = 0 + F_{S_2} \sin(2\pi/3) - F_{S_3} \sin(4\pi/3) \quad (4.30)$$

Matricialmente, terá o seguinte formato (4.31)

$$\begin{bmatrix} F_{S_\alpha} \\ F_{S_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{S_1} \\ F_{S_2} \\ F_{S_3} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Mas, como

$$\begin{bmatrix} F_{S_\alpha} \\ F_{S_\beta} \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_{S_\alpha} \\ i_{S_\beta} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\begin{bmatrix} F_{S_1} \\ F_{S_2} \\ F_{S_3} \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_{S_1} \\ i_{S_2} \\ i_{S_3} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Ao substituir as equações (4.34 e 4.35), na equação (5.31), resultará em (5.6)

$$\begin{bmatrix} i_{S_\alpha} \\ i_{S_\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_1} \\ i_{S_2} \\ i_{S_3} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Para que a matriz definida pela expressão (4.36) possa ser invertida, será necessário definir a corrente i_0 , representado pela a equação (4.37)

$$i_{s_0} = a \frac{n_3}{n_2} (i_{s_1} + i_{s_2} + i_{s_3}) \quad (4.37)$$

Substituindo (4.37) em (4.36), resulta-se (4.38)

$$\begin{bmatrix} i_{s_0} \\ i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{s_3} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Seja a matriz definida pela a expressão (4.39)

$$A^{-1} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Para que a potência seja invariante, deve-se satisfazer a seguinte relação:

$$(A^{-1})^{-1} = A^{t^{-1}} \quad (4.40)$$

$$(A^{-1}) = A^t \quad (5.41)$$

$$A^{-1} A^{-1^t} = \mathbb{I} \quad (4.42)$$

Sendo que $\mathbb{I}$ é a matriz identidade.

$$\mathbb{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Desta forma,

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & a & a \\ a & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ a & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Portanto:

$$3 \left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 a^2 = 1 \quad (4.45)$$

$$\left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 \left(1 + \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \right) = 1 \quad (4.46)$$

Assim:

$$\left(\frac{n_3}{n_2}\right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (4.47)$$

$$a = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.48)$$

Por fim, a matriz se torna (5.19)

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Seja,

$$i_{s_{0\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} i_{s_0} \\ i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

$$i_{s_{123}} = \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{s_3} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$i_{s_{0\alpha\beta}} = A^{-1} i_{s_{123}} \quad (4.52)$$

$$i_{s_{123}} = A^{-1} i_{s_{0\alpha\beta}} \quad (4.53)$$

4.3.1. Indutâncias com a obtenção da Transformada $\alpha\beta$

Considerando, um motor de indução trifásico simétrico, sendo que as resistências dos enrolamentos do rotor sejam nulas. Com as seguintes expressões do fluxo (4.54)

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Ou então, pode-se declarar como (4.55)

$$\phi_{123} = L i_{123} \quad (4.55)$$

Sendo que,

$$\phi_{\alpha\beta 0} = A^{-1} \phi_{123} \quad (4.56)$$

$$\phi_{\alpha\beta 0} = A^{-1} i_{123} \quad (4.57)$$

Assim,

$$A^{-1} \phi_{123} = A^{-1} L i_{123} \quad (4.58)$$

$$\phi_{\alpha\beta 0} = A^{-1} L A \phi_{\alpha\beta 0} \quad (4.59)$$

Sendo que,

$$L_N = A^{-1} L A \quad (4.60)$$

$$\phi_{\alpha\beta 0} = L_N i_{\alpha\beta 0} \quad (4.61)$$

Ao calcular a matriz L_N

$$L_N = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

$$L_N = \begin{bmatrix} L + 2M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Assim,

$$L_0 = L + 2M \quad (5.64)$$

$$L_S = L - M \quad (4.65)$$

No qual, observa-se que a matriz indutor

$$\begin{bmatrix} \phi_0 \\ \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

Sendo que: L_0 – indutância cíclica homopolar

L_S – indutância cíclica g

4.4. Obtenção da Transformada de Park (dq0)

Objetivando que o campo magnético seja ortogonal, realiza-se a Transformação de Park, a qual consiste em uma alteração linear do sistema. Fisicamente, transforma-se o sistema dos enrolamentos estatóricos fixos ($\alpha\beta$) em enrolamentos rotóricos móveis no eixo direto e quadratura (d-q), com o objetivo de simplificar as equações da máquina, incluindo um conjunto de variáveis hipotéticas[1, 2, 4 e 26].

Esta transformação é uma metodologia bastante importante nos estudos de máquinas elétricas. Fisicamente, transforma a máquina bifásica com enrolamentos estatóricos fixos e enrolamentos rotóricos girantes, em enrolamentos estatóricos fixos e rotóricos, com estado pseudo-estacionários. Resumidamente, o par de enrolamentos girantes rotóricos, pode ser convertido em um par de enrolamentos em fase estacionário em relação aos outros dois estatóricos. Sendo ilustrada pela Figura 4.5 e 4.6.

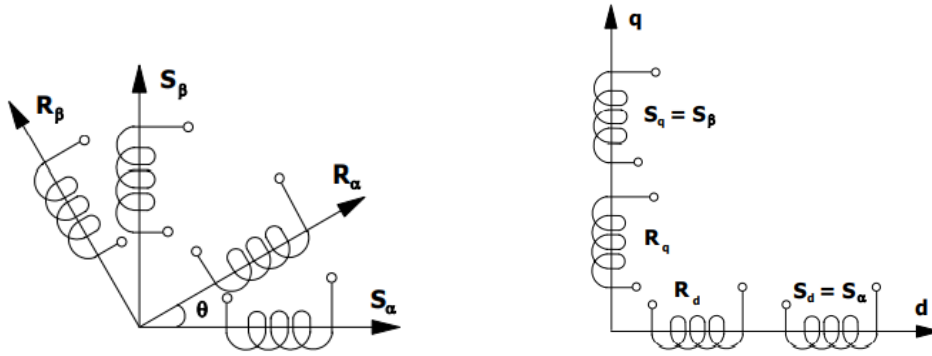


Figura 4.5-Circuito variante no tempo ($\alpha\beta$). Fonte: [26]

Figura 4.6-Circuito bifásico invariante (dq). Fonte: [26]

O sistema de eixos da Transformada Park é representado pela figura 4.7. No qual, os eixos R_α e R_β giram no sentido anti-horário com velocidade θ . Sendo que os eixos R_d e R_q estão em repouso. Assim, os dois enrolamentos girando, com correntes $i_{R\alpha}$ e $i_{R\beta}$ e dois estacionários com correntes i_{Rd} e i_{Rq} . Todos os enrolamentos são considerados idênticos.

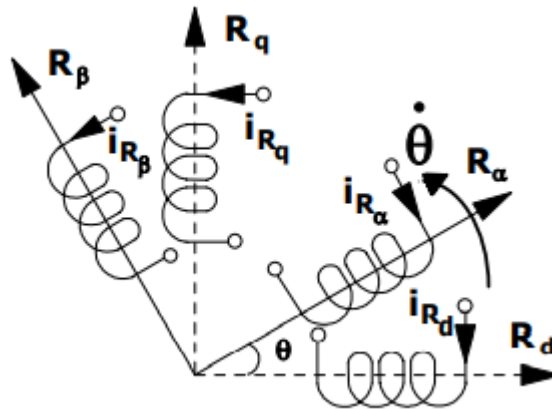


Figura 4.7 – Sistemas de eixo representando a transformada de Park
Fonte: [26]

A partir do princípio da Transformada de Clark, os fluxos e correntes são correlacionados a partir das equações (4.67)

$$\begin{bmatrix} \phi_{S_0} \\ \phi_{S_\alpha} \\ \phi_{S_\beta} \\ \phi_{R_0} \\ \phi_{R_\beta} \\ \phi_{R_\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{S_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 & 0 & M_{SR} \cos \theta & -M_{SR} \sin \theta \\ 0 & 0 & L_S & 0 & M_{SR} \sin \theta & M_{SR} \cos \theta \\ 0 & 0 & 0 & L_{R_0} & 0 & 0 \\ 0 & M_{SR} \cos \theta & M_{SR} \sin \theta & 0 & L_R & 0 \\ 0 & -M_{SR} \sin \theta & M_{SR} \cos \theta & 0 & 0 & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_0} \\ i_{S_\alpha} \\ i_{S_\beta} \\ i_{R_0} \\ i_{R_\beta} \\ i_{R_\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

O fluxo rotórico pode ser descrito da seguinte forma (4.48)

$$\begin{bmatrix} \phi_{s_0} \\ \phi_{s_\alpha} \\ \phi_{s_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s_0} & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_0} \\ i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{SR} \cos \theta & -M_{SR} \sin \theta \\ 0 & M_{SR} \sin \theta & M_{SR} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R_0} \\ i_{R_\beta} \\ i_{R_\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

Sendo que as correntes rotóricas, podem ser descritas por (5.69)

$$\begin{bmatrix} \phi_{R_0} \\ \phi_{R_d} \\ \phi_{R_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{R_0} \\ \phi_{R_\alpha} \\ \phi_{R_\beta} \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

Como,

$$i_{R_{dq0}} = B^{-1} i_{R_{\alpha\beta 0}} \quad (4.70)$$

A matriz de mudança das coordenadas é definida pela a matriz B^{-1} , sendo caracterizada pela a Transformação de Park (4.71). Onde o “ θ ” é o ângulo formado entre as variáveis do estator/rotor do sistema ($\alpha\beta$) e pelo o sistema de referência arbitrário (dq)

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

4.4.1. Correntes elétricas

A partir da Figura 4.8, pode-se analisar fisicamente a Transformada dq. Onde os eixos R_α e R_β giram no sentido anti-horário, já os eixos R_d e R_q estão em repouso, apresentando correntes estacionárias (i_{Rd} e i_{Rq}).

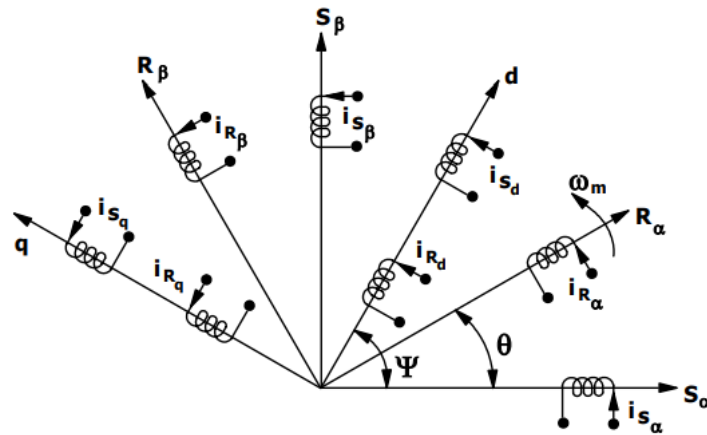


Figura 4.8- Circuito bifásico invariante (dq).

Fonte: [26]

Ao decompor as forças magnetomotrizs dos enrolamentos girantes segundos os eixos fixos e dividindo-se pelo o número de espiras, encontra-se a seguinte expressão (4.72 e 4.73), e a na forma matricial é representada (4.74)

$$i_{R_d} = i_{R_\alpha} \cos \theta - i_{R_\beta} \sin \theta \quad (4.72)$$

$$i_{R_q} = i_{R_\alpha} \sin \theta + i_{R_\beta} \cos \theta \quad (4.73)$$

$$\begin{bmatrix} i_{R_0} \\ i_{R_d} \\ i_{R_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R_0} \\ i_{R_\alpha} \\ i_{R_\beta} \end{bmatrix} \quad (4.74)$$

A partir da matriz transformação e a Figura 4.6, é possível transformar as variáveis da máquina para as coordenadas dq.

$$B^{-1}(\psi - \theta) = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta) & -\sin(\psi - \theta) \\ \sin(\psi - \theta) & \cos(\psi - \theta) \end{bmatrix} \quad (4.76)$$

Sendo que a inversa de $B^{-1}(\psi - \theta)$ é:

$$B(\psi - \theta) = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta) & \sin(\psi - \theta) \\ -\sin(\psi - \theta) & \cos(\psi - \theta) \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

Referenciando o estator:

$$B^{-1}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

$$B(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

Referenciando o rotor:

$$B^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

$$B(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

4.4.2. Fluxo eletromagnético

Ao realizar a Transformação de Park no fluxo estáticos, obtém-se:

$$\phi_{S_{dq0}} = B^{-1}(\psi) \phi_{S_{\alpha\beta 0}} \quad (4.82)$$

Sendo que o vetor $\phi_{S_{dq0}}$ representa o fluxo estáticos para o eixo de coordenadas dq0

$$\phi_{S_{dq0}} = [\phi_{S_0} \quad \phi_{S_d} \quad \phi_{S_q}]^T \quad (4.83)$$

Com base na equação do fluxo estáticos apresentados pela a equação (4.68), pode ser considerado que:

$$\phi_{S_{\alpha\beta 0}} = L_S i_{S_{\alpha\beta 0}} + M_{SR} B^{-1}(\theta) i_{S_{\alpha\beta 0}} \quad (4.84)$$

Ao substituir as eq. 4.82 em 4.84 tem-se

$$\phi_{S_{dq0}} = B^{-1}(\psi) L_S i_{S_{\alpha\beta 0}} + B^{-1}(\psi) M_{SR} B^{-1}(\theta) i_{R_{dq0}} \quad (4.85)$$

Sendo que:

$$i_{R_{dq0}} = B^{-1}(\psi) i_{S_{\alpha\beta 0}} \quad (4.86)$$

Ao substituir as eq. 4.86 em 4.85, tem-se

$$\phi_{S_{dq0}} = B^{-1}(\psi) L_S B^{-1}(\psi) i_{S_{dq0}} + M_{SR} \quad (4.87)$$

Além disto,

$$i_{R_{dq0}} = B^{-1}(\psi - \theta) i_{R_{\alpha\beta 0}} \quad (4.88)$$

Sendo substituída em (5.57)

$$B^{-1}(\psi) B^{-1}(\theta) = B^{-1}(\psi - \theta) = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta) & \sin(\psi - \theta) \\ -\sin(\psi - \theta) & \cos(\psi - \theta) \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

Assim, a equação do fluxo do estator em coordenadas estacionárias é

$$\phi_{S_{dq0}} = L_S i_{S_{dq0}} + M_{SR} i_{R_{dq0}} \quad (4.90)$$

E agora, será deduzido o fluxo do rotor, deve se recordar que

$$\phi_{R_{dq0}} = L_R i_{R_{dq0}} + M_{SR} i_{S_{dq0}} \quad (4.91)$$

Sendo assim, a transformação de Park do fluxo é definida como (4.92)

$$\begin{bmatrix} \phi_{S_{dq0}} \\ \phi_{R_{dq0}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_{SR} \\ M_{SR} & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_{dq0}} \\ i_{R_{dq0}} \end{bmatrix} \quad (4.92)$$

4.4.3. Tensão dos enrolamentos

Agora, será deduzido as tensões dos enrolamentos em função da Transformada de Park

A eq. abaixo representa a tensão na Transformada de Clark (4.94 e 4.96)

$$v_{S_{\alpha\beta 0}} = R_S i_{S_{\alpha\beta 0}} + \phi_{S_{\alpha\beta 0}} \quad (4.93)$$

$$v_{s_{dq0}} = R_s i_{s_{dq0}} + \frac{d}{dt} \phi_{s_{dq0}} \quad (4.94)$$

$$v_{r_{\alpha\beta 0}} = R_r i_{r_{\alpha\beta 0}} + \frac{d}{dt} \phi_{r_{\alpha\beta 0}} \quad (4.95)$$

$$v_{r_{dq0}} = R_r i_{r_{dq0}} + \frac{d}{dt} \phi_{r_{dq0}} \quad (4.96)$$

Sendo assim, a transformação de Park das tensões dos enrolamentos do estator e rotor é definida como (4.97 e 4.98)

$$\begin{bmatrix} v_{s_d} \\ v_{s_q} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s_d} \\ i_{s_q} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s_d} \\ \phi_{s_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{s_d} \\ \phi_{s_q} \end{bmatrix} \psi \quad (4.97)$$

$$\begin{bmatrix} v_{r_d} \\ v_{r_q} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{r_d} \\ i_{r_q} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r_d} \\ \phi_{r_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r_d} \\ \phi_{r_q} \end{bmatrix} (\psi - \theta) \quad (4.97)$$

Mas, deve ressaltar que os MITs com rotores do tipo gaiola de esquilo, possui uma característica inerente. No qual, seu rotor é curto circuitado, desta forma, as tensões rotóricas são nulas.

4.4.4. Conjugado eletromagnético

A seguir será detalhado o torque nas coordenadas dq0, que é dada pela expressão (4.100)

$$T_e = i_{s_{dq0}}^T \frac{d}{d\theta} L_{SR}(\theta) i_{r_{\alpha\beta 0}} \quad (4.98)$$

Sendo que,

$$L_{SR}(\theta) = M_{SR} B^{-1}(\theta) \quad (4.99)$$

Assim, o torque se resulta em

$$T_e = M_{SR} \left(i_{s_q} i_{r_d} - i_{s_d} i_{r_q} \right) \quad (5.100)$$

4.5. Considerações finais

Neste projeto destinado a controlar o comportamento da velocidade da máquina de indução, é necessário realizar a dedução das equações primordiais da máquina de indução trifásica, afim de realizar o controle vetorial. Assim, ao deduzir as equações elétricas e mecânicas da máquina resultou-se na equação do torque elétrico da máquina (5.100), definida como uma expressão de não linear. De acordo com [27], os sistemas não lineares são definidos como

“sistema não linear refere-se a todas as estruturas que não apresentam um único sentido, com múltiplos caminhos e destinos, desencadeando em múltiplos cenários finais. Assim, um sistema dinâmico não-linear evolui no tempo com um comportamento

desequilibrado e aperiódico, onde o seu estado futuro é extremamente dependente de seu estado atual, e pode ser mudado radicalmente a partir de pequenas mudanças no presente. Um sistema não linear pode apresentar um comportamento de estado estacionário que não é equilíbrio, nem oscilação periódica, nem oscilação quase periódica, sendo denominado caos. ”

Mas, como os sistemas não lineares são definidos pela a complexidade da modelagem do MIT. Assim, é necessário técnicas baseadas em transformações lineares, com o objetivo de estabelecer um modelo simplificado que represente o comportamento da máquina. Por este motivo é usado a metodologia da Transformada de Clark-Park.

Com os principais parâmetros da MIT em função das coordenadas de Park (eixos d-q), é possível estimar o torque eletromagnético da máquina, afim de realizar o controle do MIT.

CAPÍTULO 5

5. MÉTODOS DE CONTROLE

5.1. Consideração Inicial

O efeito da queda tensão nos sistemas elétricos industriais, ocasionado pela partida dos motores de indução resulta em grandes problemas para o ramo industrial. Devido, o motor solicitar uma corrente de valor elevado, cerca de seis a dez vezes a sua corrente nominal. Assim, quando ocorre a partida do motor, o sistema pode sofrer queda de tensão na rede, em consequência da tensão do motor ser superior aos limites estabelecidos ao projetar o circuito do motor, e assim afetar o sistema elétrico da indústria, podendo provocar sérios distúrbios operacionais nos equipamentos de comando e proteção, iluminação e no sistema elétrico.

Entretanto, existem diversos métodos de soluções para que essa corrente seja estabelecida pela forma como o motor é acionado, assim como o controle de velocidade e de torque, partida direta, partida estrela-triângulo, autotransformador, partida com Soft Starter e inversores de frequência. No presente trabalho é analisado o acionamento do motor através do inversor de frequência.

Desta forma, neste capítulo será detalhado a forma de acionamento do MIT através da inversor de frequência e a estratégia do controle com suas vantagens e desvantagens inerentes.

5.2. Acionamento do motor de indução

É importante ressaltar que ao implementar o acionamento do modelo vetorial é necessário que a máquina seja alimentada através de uma fonte de tensão trifásica com amplitudes e frequência variáveis, comumente chamado de conversores estáticos[9]. Com o intuito de conduzir como interface entre a rede elétrica e o MIT, fornecendo as tensões e correntes instantâneas solicitadas pelo o controle [33].

Basicamente, o fundamento do conversor é na estratégia de abertura e fechamento das chaves semicondutoras de potência, elevando ou reduzindo o nível de corrente ou tensão alternada para a transformação de uma tensão ou corrente contínua, ou vice-versa [33]. Caracterizam-se por operar em altas frequências de chaveamento, sendo caracterizado com uma alta capacidade de processamento, além do impulso na sua utilização para acionamentos industriais. Assim, o acionamento e o controle de velocidade do MIT são feitos através do controle de um inversor, no qual são os dispositivos eletrônicos responsáveis pelo controle do fluxo de energia. Sendo que o fluxo no sentido inverso, é considerado como a frenagem regenerativa do motor, e o fluxo no sentido uniforme, é caracterizado a causa do aceleração do motor.

Os inversores ramificam-se em duas técnicas: inversores de onda quadrada e inversores com modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation PWM-VSI). No passado acionava-se o MIT por onda quadrada para a obtenção do controle de velocidade, porém tinha-se como consequência uma

queda significativa na vida útil do motor e impurezas de harmônicos de baixa ordem injetados na rede [1].

A Figura 5.1 representa a estrutura do conversor, em que a tensão alternada de entrada é convertida para contínua, através do retificador e em sequência é reconvertida para alternada através do inversor alterando as correntes ou tensões determinadas pelo o controle do motor.

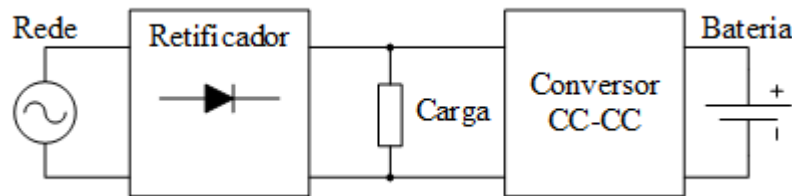


Figura 5.1 - Conversores Estáticos para acionamento do MIT.
Fonte[42]

O modulador PWM possui três sinais: O sinal modulante sendo o sinal que será transmitido; O sinal portador que carrega a informação para o sinal modulante; O sinal modulado que é produzido pelo o modulador. Além disto, o período do sinal modulado é caracterizado como T_s , o tempo ligado do pulso como T_{on} e o tempo desligado como T_{off} .

Esta metodologia, é baseada na comparação de dois sinais de tensão, o sinal de referência é um sinal de baixa frequência e o outro de alta frequência, tendo o intuito de gerar um sinal alternado com frequência fixa e largura de pulso variável. A Figura 5.2 representa o fundamento do conversor analógico, em que o sinal modulante é conectado na entrada do polo positivo, e o sinal portador (sinal triangular) conectado na entrada negativa do conversor, assim, quando o sinal modulante for maior que o sinal portador, a saída do modulador resultará em um sinal de nível lógico alto, e caso ao contrário, a saída será nível lógico baixo [34]. O conversor é alimentado entre $+V_{cc}$ e GND, assim, o nível lógico alto seria o próprio V_{cc} e o baixo, seria zero

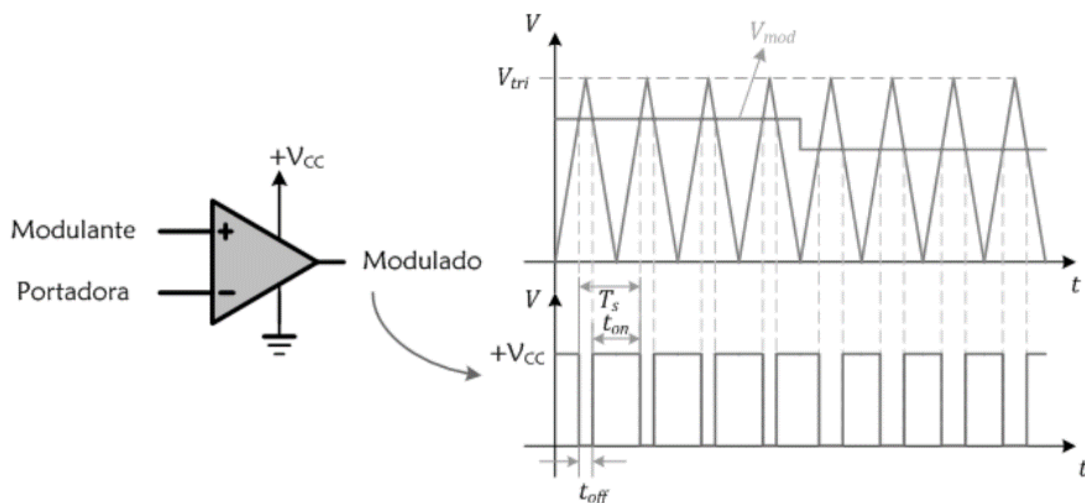


Figura 5.2 - Conversores analógicos.
Fonte[42]

Com a finalidade de uma forma de onda de tensão desejada, os conversores estáticos aplicados como inversores de frequência, necessitam de um sinal de saída alternado. Portanto, é possível modular a amplitude e a frequência da saída usando uma onda senoidal [7, 34, 35 e 42]. A Figura 5.3, representa o sinal senoidal gerado pela técnica de PWM. Nos inversores trifásicos é necessários ao menos dois transistores para possuir correntes positivas e negativas no motor. Sendo assim, um dos sinais de PWM aciona um dos transistores enquanto o outro é acionado de maneira invertida, transformando em sinal $+V_c$, $-V_c$ ou zero, assim, o conversor consegue amplificar esse sinal e aplicar na alguma carga.

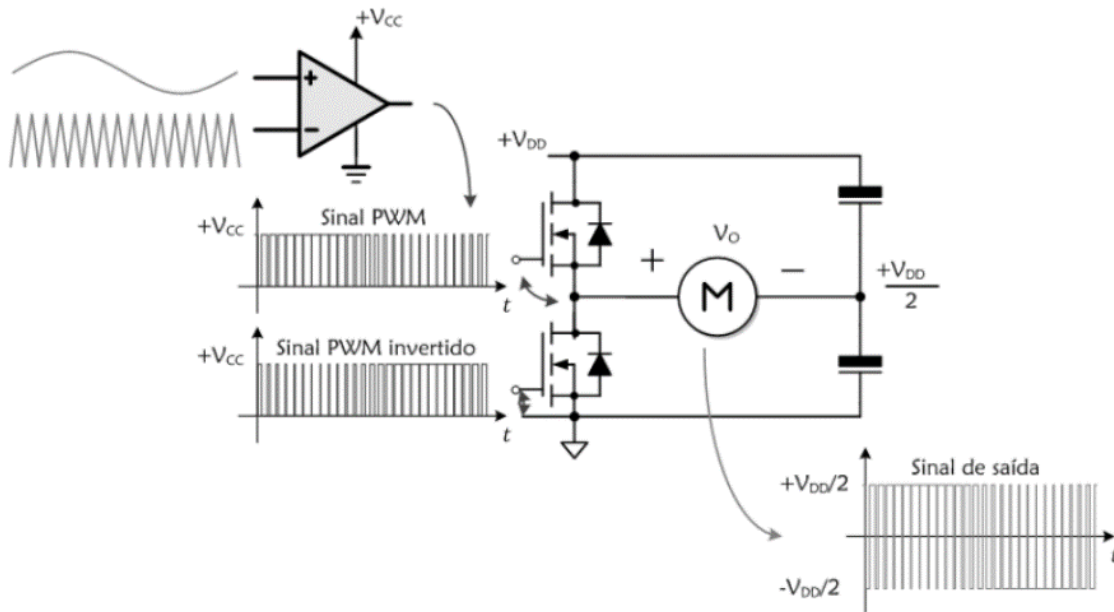


Figura 5.3 - Inversores trifásicos.

Fonte [42]

Como inversor de frequência possui o intuito de controlar a velocidade e torque do motor, sendo composto por uma ponte retificadora, um barramento cc e transistores do tipo IGBT, representado na figura 5.4. Ao alimentar o inversor por um sinal senoidal (50/60Hz) da rede trifásica ou monofásica, a ponte retificadora é integrada através da associação de diodos cuja função é cortar (retificar) o semiciclo negativo do sinal, fazendo passar apenas o ciclo positivo. Este sinal é encaminhado para o filtro, que através da associação de indutores e capacitores transforma o sinal para um mais próximo de um+ sinal contínuo. Na ponte inversora, é recebido o sinal quase contínuo, assim, gera a conversão para um sinal PWM.

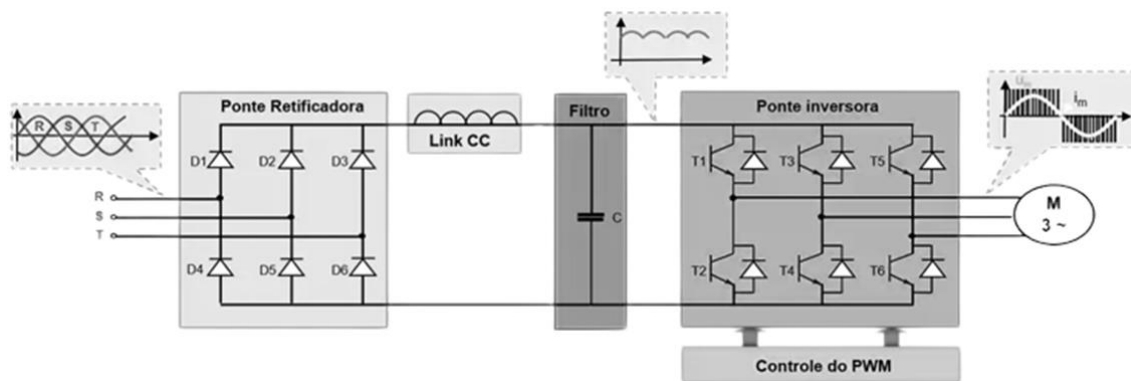


Figura 5.4 - Inversores trifásicos.
Fonte [42]

A partir da metodologia PWM, torna-se à possibilidade de realizar a modulação da tensão em amplitude e em frequência, que são fatores primordiais para realização do controle do MIT com um bom desempenho. Dentre as estratégias de controle do existente na literatura [1], se dividem quanto à orientação (controle escalar/vetorial).

5.3. Controle Escalar

O controle em malha aberta é um dos métodos mais simples, conhecido como Controle Escalar, no qual é possível efetuar variações de velocidade, porém não é possível controlado [2]. Portanto, é comumente usual em sistemas de regime permanente, ou seja, sistemas com baixas velocidades e constantes. Sendo a consequência que o método não seja adequado para determinados sistemas, tal como, os sistemas de tração de veículos elétricos que necessita de variações de tensões e torque ao decorrer do tempo. Dessa forma, este tipo de controle resulta em correntes excessivas e sobreaquecimento nos enrolamentos, acarretando diversos malefícios ao motor.

O principal ponto forte do controle escalar em relação aos demais é a facilidade de implementação, além é claro de seu baixo custo, o que faz dele a melhor opção em aplicações quando não se é necessário um desempenho dinâmico extraordinário [28].

De acordo com [28], a técnica de controle escalar é a metodologia muito empregada na indústria, em razão, de evitar as pequenas mudanças de velocidade dentro de uma determinada atuação da máquina e a simplicidade de reduzir os erros em regime permanente.

A estrutura desta metodologia possui uma interdependência na relação tensão/frequência (V/f) constante, de forma a manter o fluxo magnético máximo no entreferro também constante. Para que seja possível controlar a velocidade das máquinas de indução, com um fluxo estável, com alta eficiência e com torque [28].

5.4. Controle vetorial

O controle em malha fechada é o mais complexo por possuir dependência das indutâncias próprias e mútuas entre os enrolamentos rotor e estator [43]. Mas, é a técnica capaz de se adequar em diversos tipos de motores e possibilita a manipulação das magnitudes e orientação das grandezas elétricas.

Fundamentalmente, o controle em malha fechada é conhecido como Controle Vetorial que visa um melhor desempenho dinâmico nas variações de torque em diversas amplitudes de velocidade, também denominado controle orientado pelo campo. Esta metodologia é baseada nas grandezas elétricas da máquina de indução na forma vetorial.

O conjugado e o fluxo eletromagnético são outras grandezas necessárias na técnica de Controle Vetorial, que tradicionalmente é obtida a partir de sensores ou processos de estimativas. Para isto, é preciso realizar a transformação de um sistema que gira à velocidade síncrona para um sistema com coordenadas fixas (transformada d-q) [7]. Baseado na orientação de campo, os vetores de corrente trifásicos são convertidos em um quadro de referência rotativo bidimensional a partir da referência estacionário tridimensional.

No intuito do “desacoplamento” das grandezas responsáveis pela produção de fluxo do rotor e conjugado eletromagnético em um MIT. Como relatado em capítulos anteriores, a componente “d” representa o fluxo da corrente do estator e a componente “q” representa o torque. Com as duas componentes desacopladas podem ser controladas, o objetivo é estabelecer e manter uma relação angular, entre o vetor da corrente do estator e do campo magnético do rotor, o que proporciona um desacoplamento das variáveis atuantes sobre o controle do conjugado eletromagnético em componentes ortogonais [43].

Há dois métodos de Controle Vetorial: Indireto e Direto. Os dois modelos apresentam uma estimativa de fluxo rotórico adequada para os motores, o Controle Vetorial Indireto (IFOC) apresenta uma maior sensibilidade de temperatura, baseando-se na estimativa da posição instantânea do fluxo a partir da frequência de escorregamento do motor. O Controle Vetorial Direto (DTC) é estimado pela posição do fluxo com base nos estimadores corrente/tensão (i-v) e corrente/velocidade (i-w). Deve ressaltar-se que neste trabalho será usado a topologia do DTC através dos parâmetros da corrente e tensão do motor [7].

5.5. Controle Vetorial Indireto

Com base em [9 e 44], o controle vetorial indireto, permite que os parâmetros necessários são adquiridos de forma estimada, constituindo-se de estimadores de fluxos, desta forma, não há medição de fluxo no motor. Sendo que, a orientação do campo do rotor é obtida por meio da medição da posição do próprio rotor e de uma relação de escorregamento entre o campo magnético girante do estator e a velocidade do rotor

Este modelo de controle vetorial se baseia em um sistema de realimentação em avanço, feedforward, para gerar as variáveis de controle necessárias à obtenção do desacoplamento, caracterizando-se, deste modo, pelo desconhecimento da posição real do vetor fluxo rotórico controlado [44].

Basicamente, a velocidade de rotação utilizada neste modelo é medida por meio de um encoder e é feita a estimação da constante de tempo elétrica do rotor e da frequência angular de escorregamento, está sendo feita a partir das correntes do estator [8].

Como o cálculo do escorregamento é dependente do conhecimento da constante de tempo rotórica do motor, parâmetro este que varia principalmente com a temperatura. Quando a constante de tempo rotórica não é exatamente conhecida, um erro é introduzido no cálculo do escorregamento, o que se traduz

na perda da orientação de campo. Como consequência, erros de torque e fluxo são introduzidos em regime permanente e oscilações amortecidas aparecem nos transitórios destas variáveis. De uma forma geral, o desempenho do controle por campo orientado é degradado em função do erro introduzido pelo não conhecimento exato da constante de tempo rotórica do motor.

A Figura 5.5 mostra a estratégia, em diagrama de blocos, para implementação da técnica de controle vetorial de forma indireta. Neste esquema, o conjugado de referência T_e^* é gerado pelo erro entre a velocidade de referência e a velocidade na saída do motor, e é geralmente calculado por um controlador PI. O controle de fluxo do rotor é feito em malha aberta (“*feedforward*”) através da imposição de uma corrente i_{sd}^* proporcional ao fluxo de eixo direto. O fluxo do rotor é mantido no valor nominal para velocidades menores ou iguais a velocidade nominal e, acima da velocidade nominal o mesmo é enfraquecido. Calculadas as componentes i_{sd} , i_{sq} e a posição do fluxo do rotor θ_r . O próximo passo é realizar a transformação de coordenadas para cálculo das correntes a serem impostas à máquina. Na sequência, as correntes são controladas pela manipulação adequada das chaves do conversor estático e os sinais chaveados de tensão são injetados no motor de indução.

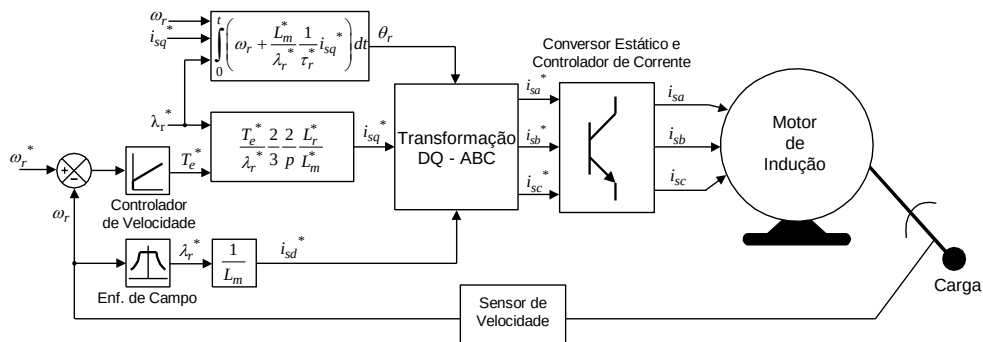


Figura 5.5 – Diagrama do Controle Vetorial Indireto.

Fonte: [1]

5.6. Controle Vetorial Direto

No método de controle vetorial classificado como direto (DTC), a posição do fluxo do rotor, pode ser estimada com base no modelo da máquina a partir das tensões, correntes e velocidade terminais[9]. Ou ainda pode ser medida diretamente através de sensores hall ou bobinas exploratrizes. Porém, os métodos de aquisição baseados em sensores hall e bobinas exploratrizes tiveram seu uso quase extinto. Isso, pelo fato dos mesmos sofrerem fadigas térmicas e mecânicas e devido a necessidade de máquinas especiais e problemas na integração dos sinais medidos [1].

Além disto, requer informações sobre os vários parâmetros do motor, como resistência do estator, indutância mútua, coeficiente de saturação. Diante disso e outros motivos, os métodos diretos baseados em estimativas são atualmente os mais empregados.

A vantagem desta tecnologia é o tempo de resposta mais rápido, eliminação de dispositivos de feedback, falhas mecânicas reduzidas, desempenho quase igual ao da máquina DC sem feedback. Em outra perspectiva, como a comutação não é feita em uma frequência muito alta, os harmônicos de ordem baixa aumentam. Por esta razão, acredita-se que o DTC

possa ser implementado utilizando um modelo de Inteligência Artificial ao invés do modelo baseado em equações matemáticas. Isso ajudará na melhor afinação do modelo e menor dependência dos parâmetros do motor.

O controle deste modelo, tanto as correntes de eixo direto e em quadratura quanto o fluxo e a velocidade mecânica são controlados usando controladores convencionais, como o controlador PI, observado no diagrama da figura 5.6.

Nesta implementação, a velocidade do rotor ω_r é comparada a um valor de referência ω_r^* , que por sua vez gera um sinal de erro que é enviado a um controlador PI. A saída deste controlador é um valor de referência de conjugado T_e^* que, após comparado ao conjugado estimado T_e alimenta outro controlador PI que irá gerar o valor de referência da corrente produtora de conjugado. O controle de fluxo tem início com a velocidade sendo alimentada ao bloco de enfraquecimento do campo. A lógica para geração de referências de fluxo para o enfraquecimento do campo tem a forma: se a velocidade estiver abaixo do valor nominal, a referência de fluxo do rotor λ_r^* é mantido constante. Entretanto, para velocidades maiores que a nominal, o fluxo é enfraquecido numa taxa proporcional ao inverso de ω_r . Na sequência, o valor de referência do fluxo é comparado ao valor estimado λ_r e o erro é aplicado a um controlador PI que produzirá a corrente produtora de fluxo.

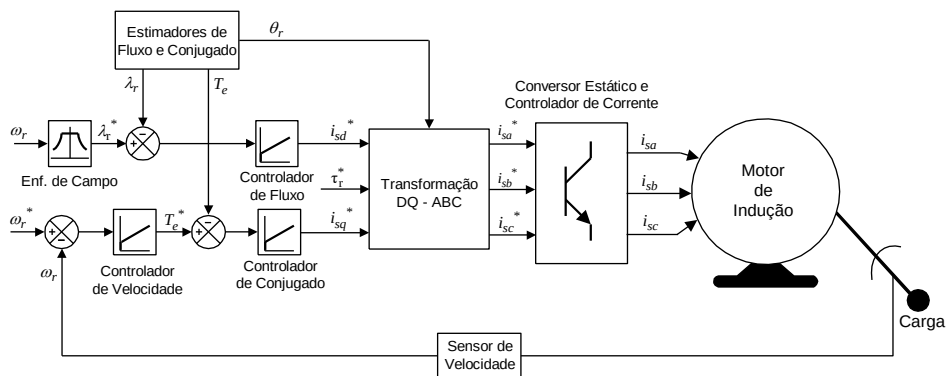


Figura 5.6 – Diagrama do Controle Vetorial Direto.
Fonte: [1]

5.7. Considerações finais

Neste capítulo destacou-se as técnicas de acionamento do MIT, descrevendo o modo tradicional de acionar o MIT por conversores estáticos com as estratégias de controle vetorial, devido oferecer ao sistema um desempenho elevado e rendimento otimizado para operação com velocidades e conjugados variáveis.

CAPÍTULO 6

6. ESTIMATIVA DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO E FLUXO ROTÓRICO

6.1. Considerações Iniciais.

Na literatura existem alguns estudos acerca da estimativa do conjugado empregada dos métodos de controle vetorial direto, de forma estocástica, mas, é uma metodologia não usual e complexa, ao comparar com outras. Neste capítulo será destacado os métodos a partir das aquisições das grandezas correntes do estator e velocidade do rotor (nomeado de estimador $i-\omega$) e nas aquisições dos vetores de correntes e tensões estatórico da máquina (nomeado de estimador $v-i$).

6.2. Estimador do Fluxo Rotórico e Conjugado Eletromagnético baseado nas Correntes de Estator e Velocidade do Rotor.

O estimador $i-\omega$ é originado pelas equações da máquina sob corrente imposta descritas na sequência, onde somente a dinâmica do rotor é considerada. A figura 6.1 mostra o diagrama de blocos do estimador baseado na aquisição do vetor de correntes estatóricas e velocidade do rotor. Com base nas equações matemáticas mostradas e nas medidas das correntes e velocidade da máquina, o fluxo do rotor é obtido pela integração das equações de tensão do rotor. Os sinais na saída do estimador são posteriormente comparados com os de referência e o resultado é enviado a um controlador PI que, por sua vez, produz um erro proporcional às correntes de eixo direto e em quadratura.

De acordo com [1], esse método de estimativa é vantajoso por sua simplicidade, porém necessita do conhecimento da posição instantânea do fluxo do rotor para sua implementação, além de demandar procedimentos para transformação de coordenadas (tanto a,b,c para d-q quanto d-q para a,b,c). Com a máquina alimentada por correntes impostas, as equações de tensão do rotor em coordenadas d-q são descritas de acordo com o circuito equivalente da máquina.

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \lambda_{rq} \quad (6.1)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \lambda_{rd} \quad (6.2)$$

Os fluxos concatenados do rotor são representados da forma

$$\lambda_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (6.3)$$

$$\lambda_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (6.4)$$

Manipulando as equações (6.3) e (6.4), as correntes de rotor podem ser descritas por

$$i_{rd} = \frac{\lambda_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (6.5)$$

$$i_{rq} = \frac{\lambda_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{c} i_{sq} \quad (6.6)$$

Ao substituir as equações (6.5) e (6.6) em (6.1) e (6.2), obtém-se

$$V_{rd} = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{sd} + \frac{d \lambda_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \lambda_{rq} = 0 \quad (6.7)$$

$$V_{rq} = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rq} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{sq} + \frac{d \lambda_{rq}}{dt} - \omega_{sl} \lambda_{rd} = 0 \quad (6.8)$$

O conjugado eletromagnético é representado por

$$T_e = -\frac{3P}{2} (i_{rd} \lambda_{rd} - i_{rq} \lambda_{rq}) \quad (6.9)$$

Para obter-se o desacoplamento o vetor do fluxo concatenado é alinhado com o vetor do fluxo rotórico da forma

$$\lambda_r^* = \lambda_{rd} \quad (6.10)$$

$$\lambda_{rq}^* = 0 \rightarrow d \lambda_{rq}^* / dt = 0 \quad (6.11)$$

O fluxo do rotor pode ser estimado conforme equação (6.12). Já o escorregamento é definido em (6.13) e o conjugado e posição do rotor dadas em (6.14) e (6.15), respectivamente. Todas as equações apresentadas possuem sobrescrito “*”, indicando os parâmetros constantes usados no estimador.

$$\lambda_r = \frac{L_m^* i_{sd}}{(1 + \tau_r^* s)'} \quad (6.12)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m^*}{\lambda_r} \left(\frac{1}{\tau_r^*} \right) i_{sq} = \frac{i_{sq}}{\tau_r^* i_{sd}} \quad (6.13)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m^*}{L_r^*} \lambda_r i_{sq} \quad (7.14)$$

$$\theta_r = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (7.15)$$

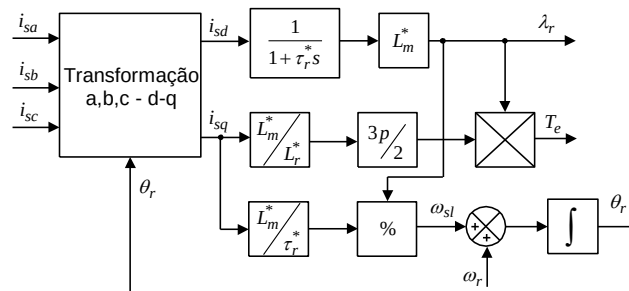


Figura 6.1– Diagrama de blocos do estimador em relação às correntes estatóricas e velocidade do rotor.

6.3. Estimador do Fluxo Rotórico e Conjugado Eletromagnético baseado nas Correntes de Estator e Velocidades Rotóricas.

Outro método de estimativa de fluxo rotórico bastante difundido e muito abordado na literatura é o método baseado nas medidas das correntes e tensões da máquina. A Figura 6.2 mostra o diagrama de blocos do estimador de fluxo do rotor e conjugado eletromagnético do motor de indução baseado nas medidas destas grandezas. Os sinais fornecidos na saída do estimador são comparados com as grandezas de referência e, posteriormente, manipulados pelos controladores de velocidade e fluxo.

Geralmente, os estimadores baseados nas medidas das tensões e correntes possuem forma mais complexa que o estimador corrente/velocidade e, conseqüentemente, necessitam de um tempo de processamento das grandezas maior que o método anterior. Adicionalmente, esta estrutura também requer a transformação de variáveis e o conhecimento da posição absoluta do fluxo do rotor na sua implementação. A realização deste método é descrita pelas equações de tensões de estator, da forma:

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\lambda_{s\alpha}}{dt} \quad (6.16)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\lambda_{s\beta}}{dt} \quad (6.17)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (6.18)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (6.19)$$

Manipulando as equações (6.16), (6.17), (6.18) e (6.19), obtém-se o fluxo e a corrente do estator

$$\lambda_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (6.20)$$

$$\lambda_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (6.21)$$

$$i_{s\alpha} = \frac{\lambda_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}}{L_m} \quad (6.22)$$

$$\lambda_{r\alpha} = L_r \frac{(\lambda_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})}{L_m} + L_m i_{s\alpha} \quad (6.23)$$

$$\lambda_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (6.24)$$

$$\lambda_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (6.25)$$

$$i_{s\beta} = \frac{\lambda_{s\beta} - L_s i_{s\beta}}{L_m} \quad (6.26)$$

$$\lambda_{r\beta} = L_r \frac{(\lambda_{s\beta} - L_s i_{s\beta})}{L_m} + L_m i_{s\beta} \quad (6.27)$$

Fazendo

$$\delta_s = L_{ls} L_m \quad (7.28)$$

$$\delta_r = L_{lr} L_m \quad (7.29)$$

Obtemos as seguintes expressões para os fluxos do rotor

$$\lambda_{r\alpha} = (1 + \delta_s) \delta_{s\alpha} - L_m i_{s\alpha} (\delta_s + \delta_r + \delta_s \delta_r) \quad (6.30)$$

$$\lambda_{r\beta} = (1 + \delta_s) \delta_{s\beta} - L_m i_{s\beta} (\delta_s + \delta_r + \delta_s \delta_r) \quad (6.31)$$

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{r\alpha}^2 + \lambda_{r\beta}^2} \quad (6.32)$$

De posse dos fluxos do rotor de eixo direto e em quadratura, o vetor de fluxo do rotor, conjugado eletromagnético e o ângulo podem ser calculados da forma

$$\cos(\theta_r) = \frac{\lambda_{r\alpha}}{\lambda_r} \quad (6.33)$$

$$\sin(\theta_r) = \frac{\lambda_{r\beta}}{\lambda_r} \quad (6.34)$$

$$T_e = \frac{3p (\lambda_{s\alpha} i_{s\alpha} - \lambda_{s\beta} i_{s\beta})}{2} \quad (6.35)$$

Com as equações fundamentais da máquina descritas acima, obtém-se um diagrama de blocos representado na figura 6.2, tendo como grandezas de saída o conjugado e o fluxo da máquina, a partir do estimador de corrente e tensão para a realização do Controle Vetorial Direto.

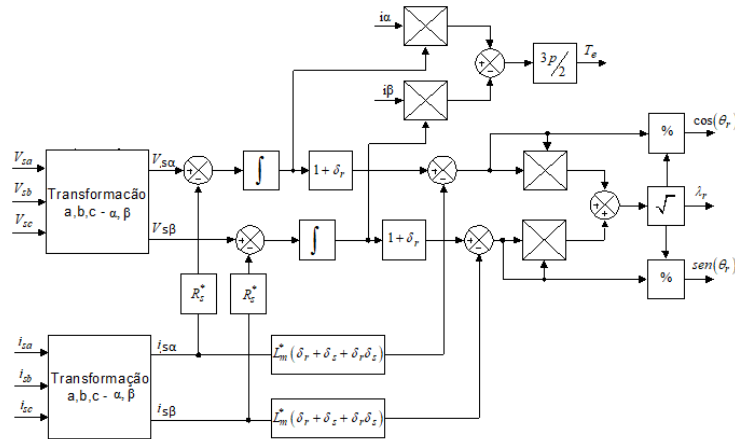


Figura 6.2– Diagrama de blocos do estimador em relação às correntes e tensões estatóricas.

Fonte: [1]

6.4. Considerações Finais

Mesmo que a estimativa v-i demanda a transformação de variáveis de o conhecimento da posição do fluxo do rotor e além disto, requer o tempo de processamento das grandezas maior que o método de estimativa i-w. O projeto propõe controlar a velocidade do MIT através do Controle Vetorial Direto com o fundamento da estimativa do Fluxo Rotórico e Conjugado Eletromagnético baseado nas correntes e tensões do rotóricas.

CAPÍTULO 7

7. RESULTADOS E DISCUSSÕES

7.1. Considerações Iniciais

Esta seção descreve os resultados obtidos neste trabalho. Inicialmente apresenta a implementação relativa ao emprego do controle em malha fechada do MIT alimentado por um inversor de frequência ajustável. Logo após, é destacado os resultados preliminares obtidos. No qual proporciona um ajuste de velocidade satisfatório quando imposto condições de operação mais severas.

7.2. Implementação Computacional

Fundamentado nos estudos e resultados satisfatórios [1], e na topologia de Estimativa do Conjugado Eletromagnético e do Fluxo Rotórico, teve-se a obtenção das equações destacadas no capítulo 4. E a partir do conceito do controle vetorial obteve-se a representação do diagrama de blocos do item 5.2. Tendo a possibilidade de realizar a implementação computacional do sistema.

Para tanto, foram usados os parâmetros do MIT com rotor em gaiola apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 – Parâmetros do Motor de Indução

Potência Nominal	50 HP
Tensão	400 V _{rms}
Frequência	60 Hz
Resistencia do estator	0.087 Ω
Indutância do estator	0.8 mH
Resistencia do rotor	0.228 Ω
Indutância do rotor	0.8mH
Indutância mútua	34.7 mH
Inercia	1.662 Kg.m ²
Fator de potência	0.1 N.m.s
Quantidade de polos	2

7.3. Diagrama de blocos

A figura 7.1 demonstra o diagrama do sistema implementado no simulink. A estratégia é bastante dinâmica e permite a visualização de todas as grandezas em formas de onda, baseado na análise do desempenho do sistema (motor + controle).

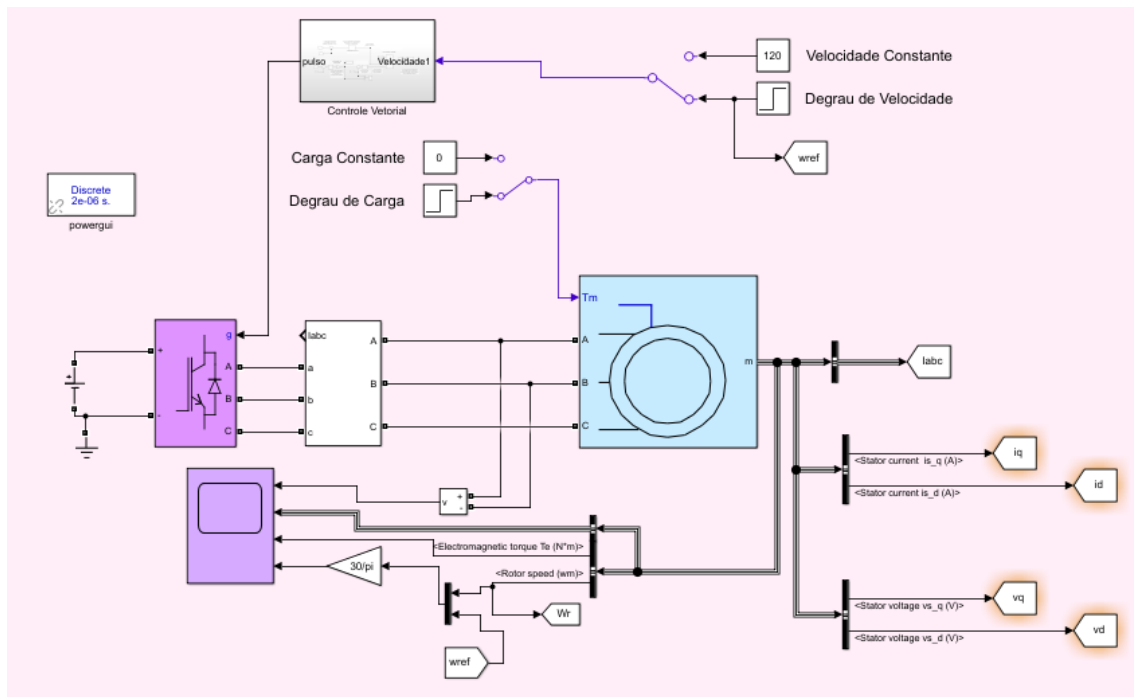


Figura 7.1 - Simulação implementada no Simulink.

Fonte: [própria]

Como apresentado na figura 7.1, o MIT é alimentado por tensões trifásicas que assumem diferentes amplitudes e frequências advindas do inversor trifásico, de modo, atingir diferentes operações da máquina, como a possibilidade de aumentar o torque mantendo a velocidade do motor estável. O inversor trifásico é alimentado por uma tensão DC de 780 V, sendo responsável juntamente com o sinal recebido do Controle Vetorial, em impor as tensões CA do rotor necessárias para controlar o conjugado e o fluxo do MIT.

Observa-se que no inversor trifásico é disposto os pulsos de corrente gerados no controle vetorial. E no bloco do controle vetorial é colocado uma chave seletora que tem a função de definir manualmente a velocidade requerida para o sistema. No projeto definiu-se a velocidade de -120 rad/s a 120 rad/s, ou seja, mesmo inserindo carga ao motor o sistema deve manter está velocidade preestabelecida.

7.3.1. Diagramas do Controle Vetorial

O Controle Vetorial, depende diretamente das estimativas do Conjugado Eletromagnético e do Fluxo Rotórico. O primeiro passo é realizar a estimativa destas duas grandezas, do conjugado eletromagnético e do fluxo rotórico. Portanto, com base na referência do diagrama de blocos da figura 7.2, desenvolveu-se o a estimativa do conjugado eletromagnético e do fluxo rotórico a partir das velocidades e correntes estatóricas do motor. A figura 8.2 demonstra de forma ilustrativa o processo.

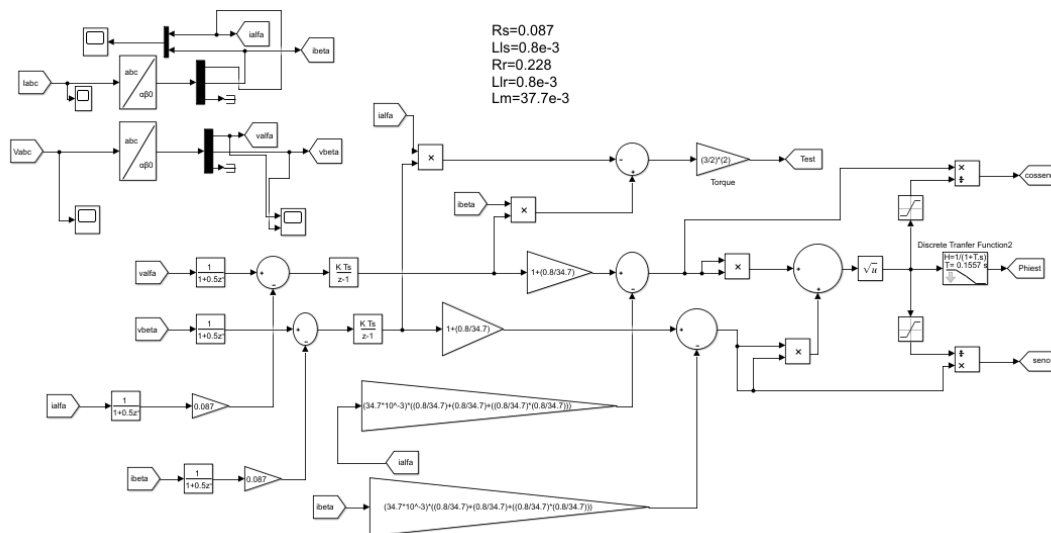


Figura 7.2- Diagrama de bloco da Estimativa do Conjugado Eletromagnético e do Fluxo.
Fonte: [própria]

Em seguida é possível realizar o Controle Vetorial, a figura 7.3 representa o diagrama de bloco do Controle Vetorial. No qual, inicialmente os sinais de referência da máquina e os sinais estimados são comparados, gerando um sinal conhecido como sinal de erro, gerando assim, o sinal de comparação das grandezas estimadas com a grandeza de referência da máquina. Este sinal é disposto em um controlador proporcional integrador, que desempenha a função de estabilizar o sinal referente a diferença de sinal de referência com o sinal estimado.

Basicamente, o controlador desempenha o controle do sistema, a partir da equação 7.1, em que as letras P e I, são representados como os ganhos proporcional e o integrador, os ganhos foram ajustados a partir de testes de tentativa e erro, devido à complexidade do sistema. E o sinal T_s é representado como o tempo trapezoidal da simulação, usado com $2\mu s$.

$$P + I * \frac{T_s * (Z + 1)}{2 * (Z - 1)} \quad 7.1$$

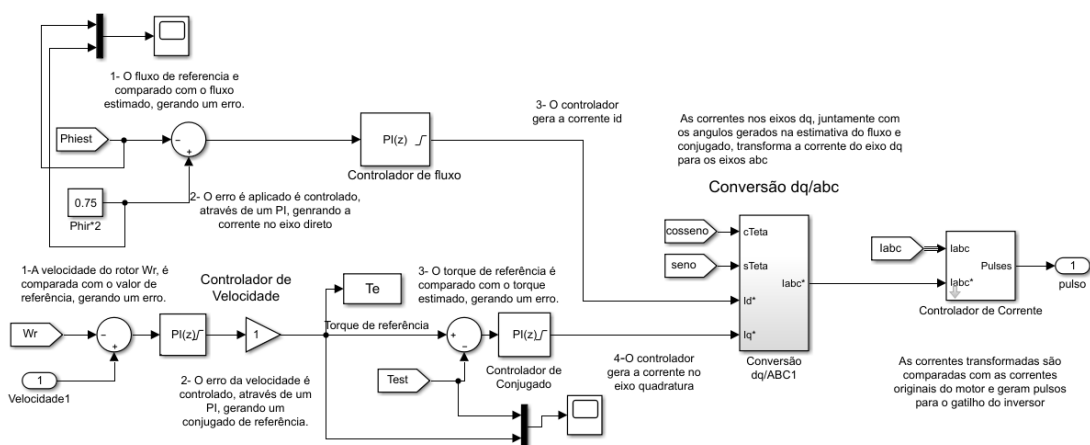


Figura 7.3 – Diagrama de bloco do Controle Vetorial
Fonte: [própria]

Os sinais gerados pelo o controlador PI do conjugado origina-se a corrente no eixo de quadratura e conseqüentemente o controlador PI do fluxo deriva-se a corrente do eixo direto. Assim, estas duas correntes juntamente com os ângulos seno e cosseno gerados na estimativa, são disposto no bloco de conversão de eixos (dq-abc). Neste bloco de conversão bifásico para trifásico se baseia na metodologia citada no capítulo 4 e o diagrama de blocos na figura 7.4.

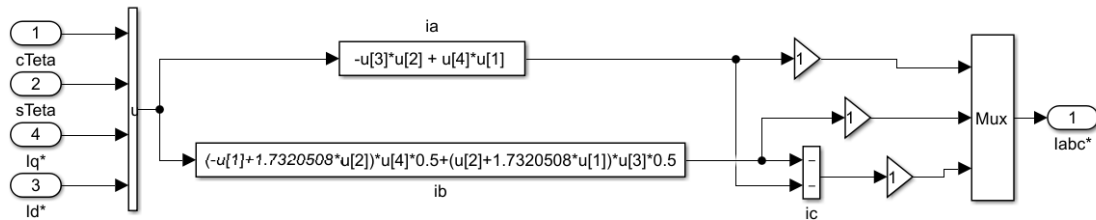


Figura 7.4 – Diagrama de Conversão dos eixos
Fonte: [própria]

Logo após converter as correntes para o eixo trifásico, os sinais das correntes são posicionados em um controlador de corrente representado na Figura 7.5. Este controlador tem a função de gerar pulsos de correntes, a partir das correntes advindas dos controladores (I_{abc}^*) e das correntes advindas diretamente do MIT (I_{abc}), estes pulsos de correntes são dispostos no gatilho do conversor estático.

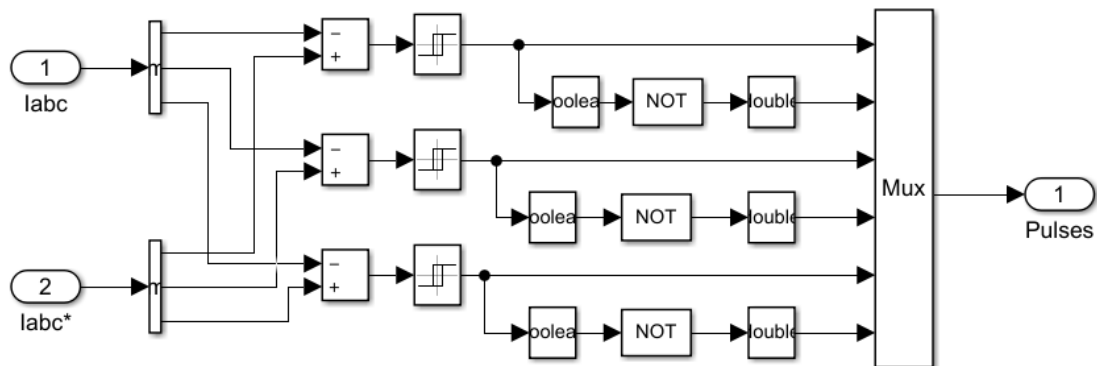


Figura 7.5 – Diagrama Do Controlador de Corrente
Fonte: [própria]

7.4. Resultados

Como mencionado, para avaliar o desempenho da proposta foi analisada a dinâmica do MIT frente aos transitórios de partida e, ainda, impondo degrau de carga e inversão no sentido inicial de rotação do rotor. Para estes esquemas foram implementados o Controle Vetorial. Sendo assim, a seguir será descrito os resultados com o emprego da técnica de estimativa baseada na aquisição da tensão e das correntes do estator, denominado de i-v.

Para um estudo mais minucioso aplicou-se alguns testes na máquina: degrau de carga, aceleração e inversão da velocidade do enrolamento do MIT.

Assim, as seguintes operações foram impostas. Inicialmente o MIT opera com velocidade de 120 [rad/s] e uma carga de 200 [N.m]. No tempo $t = 6$ segundos a máquina é submetido à uma inversão no sentido da rotação do enrolamento estático, passando a operar com -120 [rad/s]. Em $t = 10$ segundos, a performance do sistema também foi testada com a aplicação de degrau de carga, em que foi aplicado ao eixo da máquina uma carga de 400 [N.m]. A partir destes testes foi possível obter os seguintes resultados demonstrados em forma de gráficos representados nas figuras 8.5 ao 8.15.

A figura 7.6 apresenta o comportamento da velocidade no eixo do rotor indicada em preto e em roxo a velocidade de referência. Observa-se que o comportamento é linear após o motor entrar em regime permanente e após a reversão da rotação do eixo, como imposto. Quando ocorre a inversão na rotação do eixo do motor, o seu comportamento é capaz de chegar velocidade inversa de aproximadamente -1200rpm (-120 rad/s). Além disso, observa-se que a velocidade do motor se assemelha com a velocidade de referência após o MIT funcionar, o que indica que há um bom desacoplamento entre fluxo e conjugado, e o controlador está atuando como desejado.

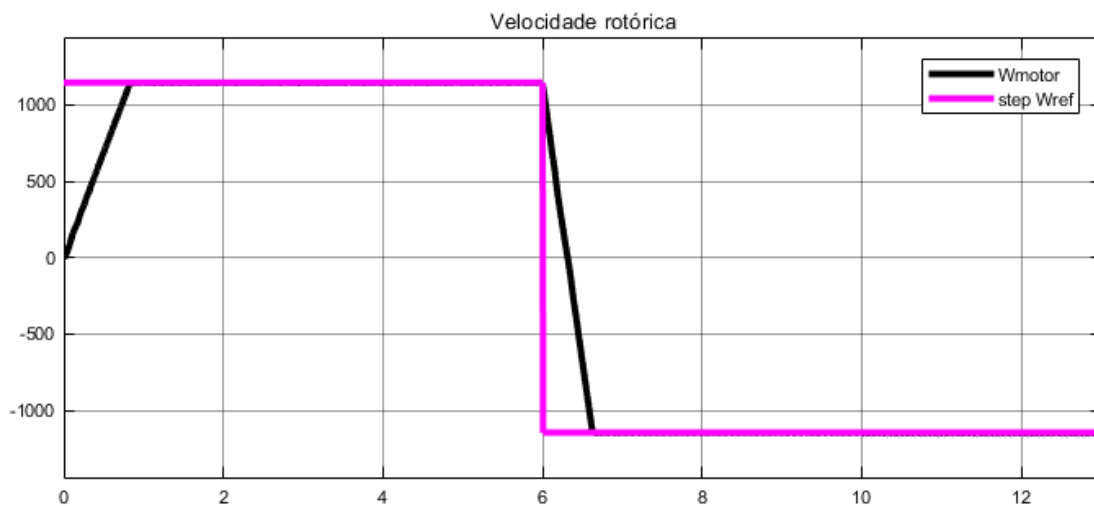


Figura 7.6 – Velocidade Rotórica
Fonte: [própria]

A Figura 7.7, mostra o fluxo estimado, na cor verde e o fluxo de referência, na cor azul. Observa-se que o fluxo estimado converge rapidamente para o valor real, atingindo praticamente juntos o valor de referência. Verifica-se também que não há variações pronunciadas nos fluxos real e estimado durante a aplicação de degrau de carga e reversão da velocidade, o que atesta a qualidade da estimativa do fluxo a partir do estimador i-v proposto.

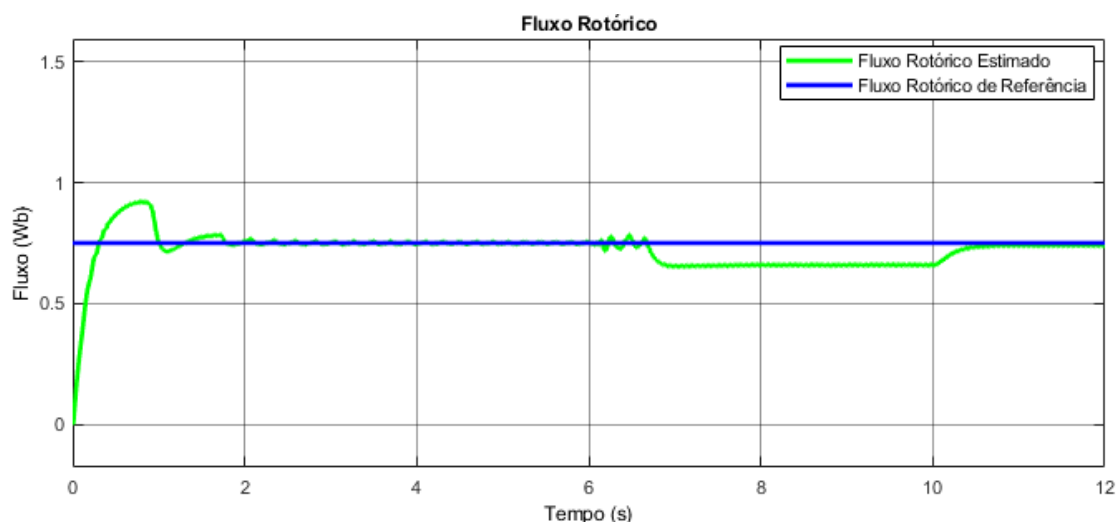


Figura 7.7 - Fluxo eletromagnético do motor: estimado e de referência.
 Fonte: [própria]

A Figura 7.8, mostra conjugado estimado na cor rosa e o conjugado de referência, na cor azul. Observa-se que o conjugado estimado converge rapidamente para o valor real, atingindo praticamente juntos o valor de referência. Após o motor partir e entrar em regime permanente o conjugado eletromagnético mantém-se estável com o valor próximo da carga imposta, até a inversão da rotação, aonde salta para uma carga negativa -300 N.m . Após o transitório de inversão de partida o conjugado eletromagnético retorna com valor de carga positiva, até o momento de inserção de carga aonde eleva-se para 400 N.m, como imposto.

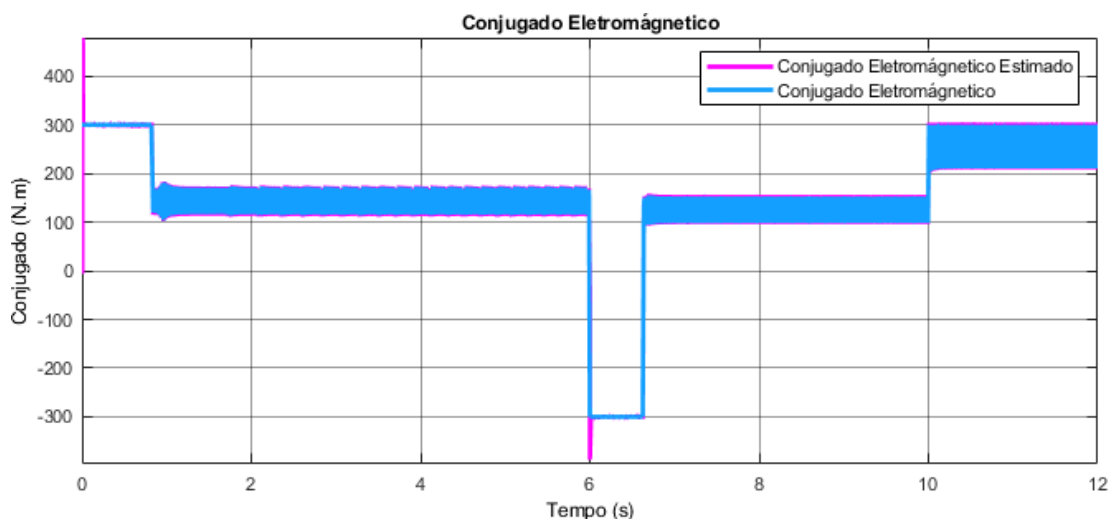


Figura 7.8– Conjugado eletromagnético do motor: estimado e de referência.
 Fonte: [própria]

Na Figura 7.9 mostra as correntes medidas no estator da máquina, e a Figura 7.11 as correntes mensuradas no enrolamento do rotor. Durante os testes realizados as correntes das fases trifásicas atingem valores ligeiramente superiores a 100A. E como esperado, ocorre a mudança na sequência de fases das correntes trifásicas no momento da inversão da velocidade, como observado

na figura 7.10, e após a inserção de carga a corrente eleva-se relativamente devido possuir mais carga ao eixo do motor, portanto, o MIT trabalha de forma dobrada, chegando aproximadamente 150A. Observa-se também que as correntes não possuem uma forma de onda perfeitamente senoidais, devido ter ocorrido o efeito de saturação, por possuir controladores proporcionais integradores com ganhos elevados, o que geram distorções no sinal, podendo ser corrigidas através de filtro e outras técnicas.

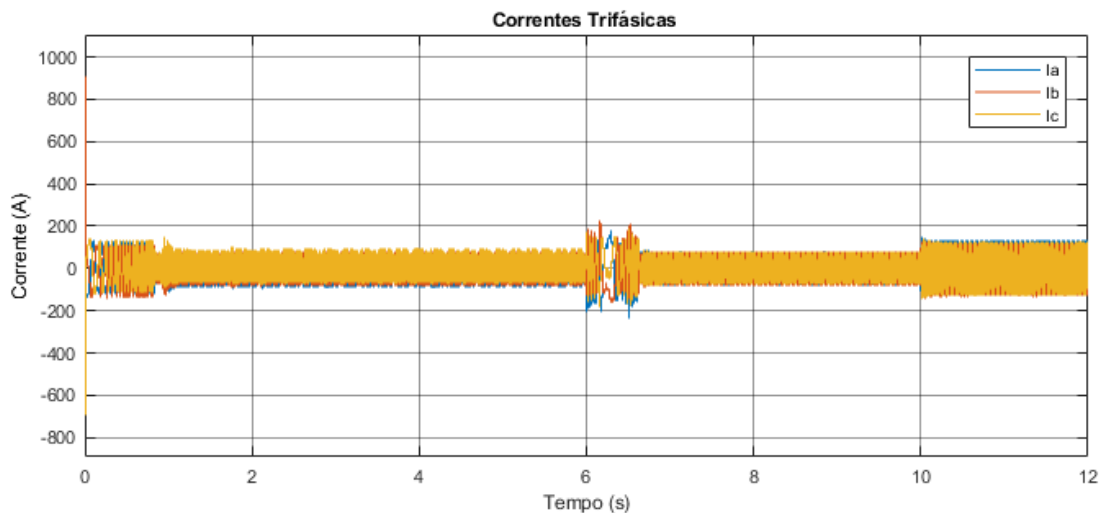


Figura 7.9 – Corrente Estatórica Trifásica.

Fonte: [própria]

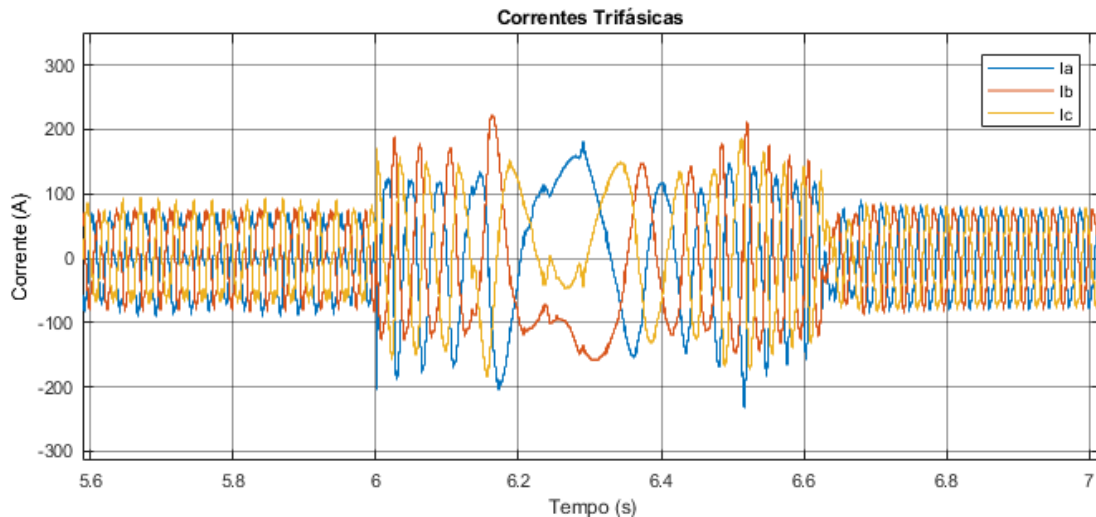


Figura 7.10 – Inversão de fases.

Fonte: [própria]

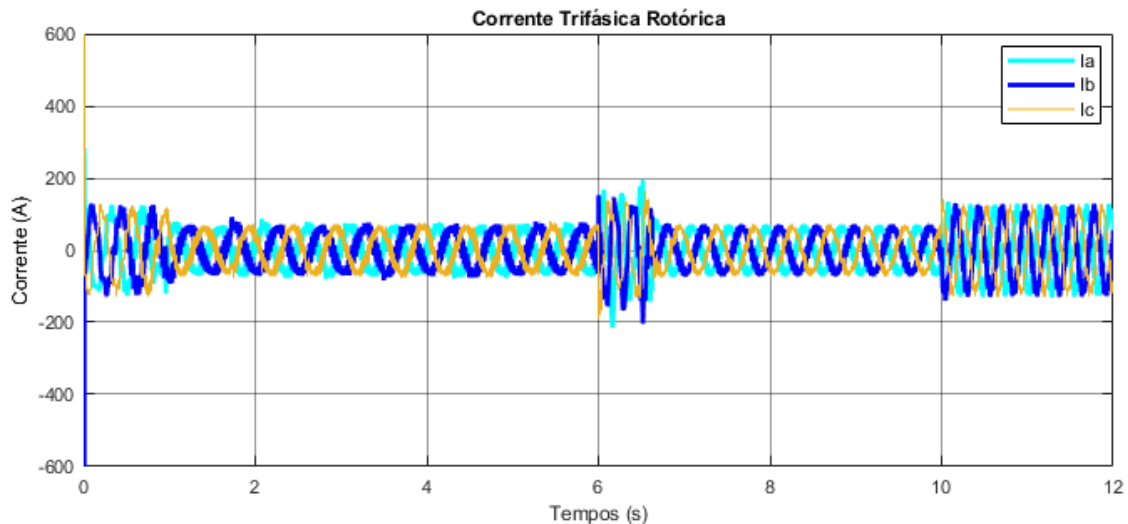


Figura 7.11 – Corrente Rotórica Trifásica.
Fonte: [própria]

A figura 7.12 apresenta o comportamento das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura nos eixos do rotor e estator, e a Figura 7.13 a corrente no eixo $\alpha\beta$, sendo que os dois gráficos podem ser analisados da mesma forma que a corrente nos eixos trifásicos. Quando ocorre a inversão da rotação do eixo do motor, as correntes invertem a suas fases, e quando ocorre a inserção de conjugado a corrente eleva-se.

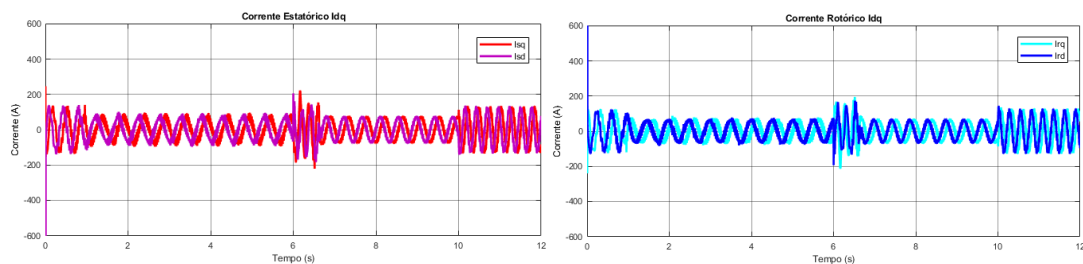


Figura 7.12–a) Corrente Rotótica nos eixos dq; b) Corrente Estática nos eixos dq.
Fonte: [própria]

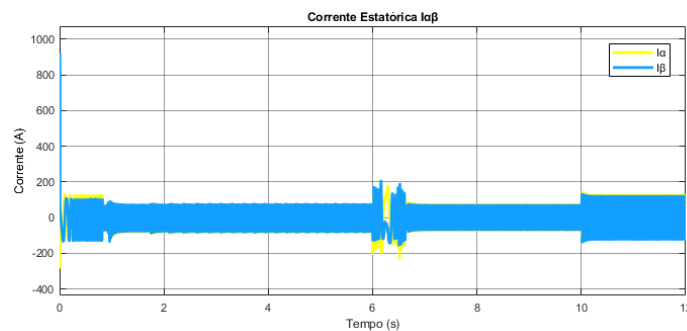


Figura 7.13 - Corrente Estática nos eixos $\alpha\beta$.
Fonte: [própria]

A Figura 7.14 representa a diferença da tensão trifásica entre as fases AB do motor, chegando até em 800 V.

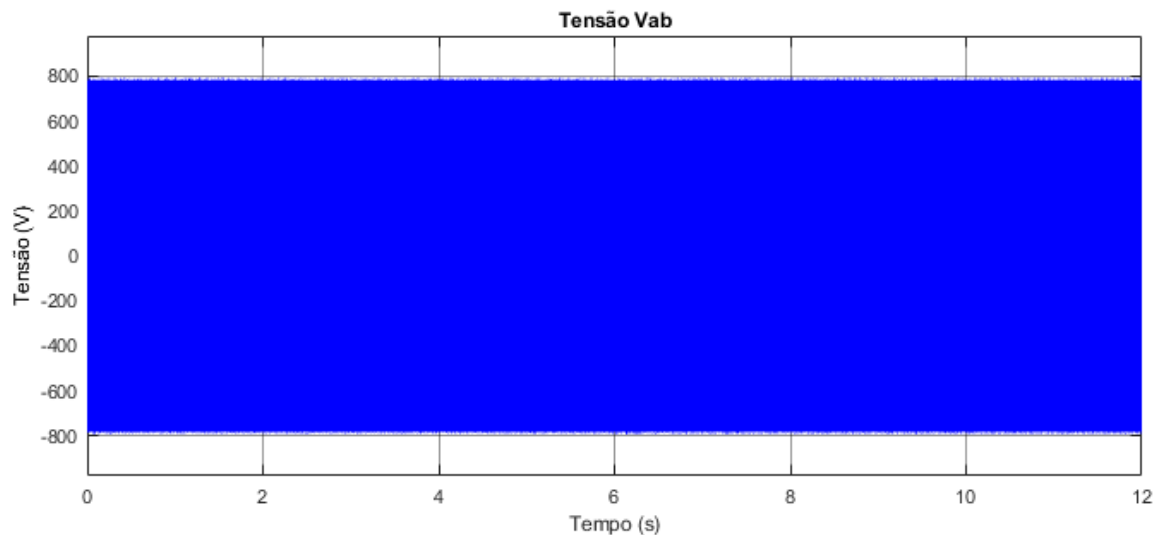


Figura 7.14 - Tensão Trifásica.
Fonte: [própria]

Na figura 7.15, analisa-se o comportamento do ângulo cosseno e seno do MIT. Durante a inversão do eixo do motor, o cosseno também inverte seu sentido. Estes sinais de seno e cosseno é utilizado na etapa do estimados das grandezas necessárias.

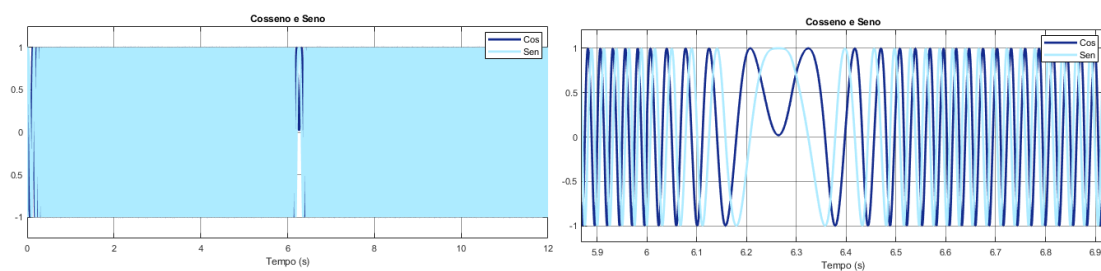


Figura 7.15 - Ângulos do MIT; b) Inversão de fase.
Fonte: [própria]

8. Conclusão

O teste de funcionalidade do controle vetorial proposto, realizou-se através no software Matlab, utilizando um motor de indução trifásico de alta potência, juntamente com criação e implementação do sistema (controlador + estimador + motor).

Na fase do desenvolvimento deste trabalho, foram estudados os fundamentos primordiais para realizar a implementação da técnica de detecção do fluxo do rotor e do conjugado eletromagnético para o controle vetorial direto de MIT's para futuro investimento em veículos elétricos. O estimador escolhido para o projeto, apresenta uma concepção simples, sendo bastante atrativa para a implementação em tempo real, dado ao reduzido número de operações matemáticas requeridas.

Já em relação ao desenvolvimento do estimador para a aquisição das correntes e tensões da máquina, é empregado a conversão dos eixos trifásicos para eixos bifásicos. Assim que as equações matemáticas são descritas nos eixos em quadratura e direto (eixos d-q). Inicia-se a implementação do estimador do fluxo e conjugado eletromagnético do MIT, para isto é apresentado o diagrama de blocos estrutural, para melhor entendimento.

Posteriormente, implementou-se o Controle Vetorial. A partir dos parâmetros do fluxo e do conjugado obtido através do estimador, juntamente com o diagrama da figura 7.2. Assim, tornou-se possível testar a operação da máquina em regime permanente e seus transitórios.

Em relação os testes operacionais do sistema, foram impostas as principais técnicas de acionamento. As técnicas utilizadas para verificar e avaliar o estimador compreendem: I- Transitórios de partida; II- Aplicação de carga; III- Inversão na velocidade do rotor.

Ao analisar os gráficos é notório que a diferença entre a carga medida e o conjugado eletromagnético, e o fluxo de referência e o fluxo eletromagnético estimados foram valores próximos em todos os ensaios realizado, seja em regime transitório e permanente. E, o controle realizado manteve a velocidade no valor preestabelecido, mesmo o motor não atuando em condições nominais. Com estes resultados, o sistema de implementação computacional tornou-se mais robusto e mais próximo da realidade. Assim, a partir dos resultados apresentados em formas de ondas dos parâmetros, teve-se a conclusão que o controle atuou de forma esperada, obtendo resultados satisfatórios sob todas as condições operacionais.

Por fim, uma proposta futura para este projeto para contribuir no avanço do projeto seria é o emprego das estratégias de estimativa no acionamento de motores de indução trifásicos de forma prática, implementando diretamente em um motor de indução. Para que seja possível, ser aplicado em algum MIT, ou até mesmo aos veículos elétricos/híbridos, para que seja possível testar de forma prática a robustez e a eficácia desta plataforma construída.

REFERÊNCIA

- [1] FREITAS, M. A. A. Efeitos de saturação magnética em motores de indução acionados por conversores estáticos e proposta de um estimador do fluxo rotórico. 2002. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Uberlândia.
- [2] PAREKH, Rakesh. AC induction motor fundamentals. Microchip Technology Inc, n. DS00887A, p. 1-24, 2003.
- [3] AZZOLIN, Rodrigo Zelir et al. Identificação automática dos parâmetros elétricos de motores de indução trifásicos. 2008.
- [4] PONTES, Ricardo Silva Thé; FERNANDES NETO, Tobias Rafael; MENEZES, Lucas Maciel. “Modelagem e simulação do motor de indução trifásico nas notações trifásica e coordenadas dq0”. Rev. Tecnol., Fortaleza, v. 25, n. 2, p. 8- 17, dez. 2004.
- [5] LEVI, E; WANG, M; “Impact of Parameter Variations on Speed Estimation in Sensorless Rotor Flux-Oriented Induction Machines”, IEE – Power Electronics and Variable Speed Drives, N0 . 456, pp. 305-310, September/1998.
- [6] FREITAS, M. A. A; ANDRADE, D. A; NETO, L. M; BISSOCHI JR, C. A; “Optimum torque control of a two-phase asymmetric Induction motor fed with controlled currents”, ICEM 2000, Vol. 2, pp. 752-755, 2000.
- [7] ARAÚJO, Amanda Guerra de et al. Controle vetorial de um motor de indução trifásico aplicado em sistemas de posicionamento. 2011.
- [8] TALEIRES FILHO, Jucelino. “Estudo de observadores de estado combinados para acionamento sensorless de motores de indução trifásicos.” 2021.
- [9] ARAÚJO, A. G. d. et al. Controle vetorial de um motor de indução trifásico aplicado em sistemas de posicionamento. Universidade Federal da Paraíba, 2011.
- [10] Wang, Fengxiang, et al. “Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control”. Energies v. 11, n. 1, p. 120, 2018.
- [11] VAS, P; “Vector Control of AC Machines”, Oxford Science Publications, Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [12] CHARETTE, A; XU, J; LAKHASASI, A; YAO, Z; RAJAGOPALAN, V; “Modeling and Validation of Asynchronous Machine Taking into Account the Saturation Effects”, Industry Applications Conference, Thirty-First IAS Annual Meeting, Conference Record of the IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 3, pp. 1538- 1541, 1996.

[13] HUBERT, Matias Alles. Modelagem matemática de um motor de indução trifásico para controle adaptativo de velocidade e torque.

[14] CÂMARA, H. T. Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência Aplicado a Motores de Indução Trifásicos. 194 f. Dissertação (Mestrado), Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.

[15] ABAD, G.; IWANSKI, G. Properties and control of a doubly fed induction machine. Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications, John Wiley & Sons, Ltd Chichester, UK, v. 18, p. 270–318, 2014.

[16] JÚNIOR, GERALDO CARVALHO DO NASCIMENTO. Máquinas elétricas: teoria e ensaios. Saraiva Educação SA, 2011.

[17] ELÉTRICOS, WEG Motores. Guia de Especificação. Jaraguá do Sul, 2015.

[18] ENERGÉTICA, E. de P. Matriz Energética e Elétrica.

[20] SIEKLUCKI, Grzegorz. Uma investigação sobre o motor de indução do veículo do modelo Tesla. In: Simpósio Internacional de Máquinas Elétricas (SME) 2018. IEEE, 2018. p. 1-6.

[21] DE MÁQUINAS ELÉTRICAS, Fundamentos. Vincent del Toro. Editora LTC, 1999.

[22] ELÉTRICAS, Máquinas. MÁQUINAS ELÉTRICAS. 1998.

[23] ALMEIDA, A. T. L. D. Máquinas Elétrica para Automação: Motores Elétricos. Itáuba: Unifei, 2004.

[24] DE PAULA, Débora Debiaze et al. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL E MODELAGEM MATEMÁTICA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR GAIOLA DE ESQUILO. Revista Mundi Engenharia, Tecnologia e Gestão (ISSN: 2525-4782), v. 5, n. 5, 2020.

[25] SENA, Alexander Patrick Chaves de et al. Estratégia para Estimação do conjugado eletromagnético de motores de indução. 2011.

[26] BARBI, Iv. Teoria Fundamental do Motor de Indução. Florianópolis: Editora Ufsc, 1985.

[27] SAVI, Marcelo Amorim. Dinâmica não-linear e caos. Editora E-papers, 2006.

[28] CUNHA, Luan Lúcio et al. Análise teórica da máquina de indução duplamente alimentada atuando como gerador eólico. 2022.

[29] ELÉTRICA, Engenharia. Estudo e avaliação do desempenho de estratégias de controle direto do torque em máquinas de indução. 2004. Tese de Doutorado. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

[30] ROQUE, Luiz Alberto Aguiar de Melo. Estimação da Velocidade do Motor de Indução através do Algoritmo de Aproximação Senoidal na Corrente do Estator. 2015.

[31] SPAMER, Fernanda Rosa. Técnicas preditivas de manutenção de máquinas rotativas. 2009.

[32] CAMARGO, Ivan. Motor de Indução Trifásico. Departamento de Engenharia Elétrica, 2006.

[33] DRANKA, Géremi Gilson. Estratégia de controle para a operação ilhada autônoma de uma unidade eólica de geração associada a banco de baterias. 2014. Dissertação de Mestrado. Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

[34] Entendendo o que é pwm: a técnica de controle de energia em eletrônica. Eletrônica Geral, 2022. Disponível em: <https://eltgeral.com.br/o-que-e-pwm/>. Acesso em: 02, agosto de 2023.

[35] NETO, Lauro Ferreira da Silva. Projeto E Confecção De Um Conversor Estático De Potência Para Eletrificação Veicular. 2019. UFRJ.

[36] Silva, Humberto de Sousa; Silva, Gleydson Waldemar. Controle de velocidade em motores de corrente contínua. SIMPÓSIO INTERNACIONAL DE CIÊNCIAS INTEGRADAS DA UNAERP, XIV. 2017, Campus Guarujá.

[37] CAMPOS, Igor HM et al. Desempenho da Comutação de Máquinas Rotativas de Corrente Contínua.

[38] Stopa, Marcelo Martins. Controle do Motor de Indução por Orientação de Campo: Uma Implementação Utilizando um Conversor PWM Reversível. 1997. UFMG

[39] GOMES, Luciano Coutinho et al. Acionamento vetorial de motores de indução trifásicos com enfraquecimento de campo e maximização do conjugado por ampère. 2008.

[40] SANTOS, Nailson Figueiredo dos. Controle vetorial em quadratura de velocidade em motores de indução trifásicos para aplicações em controle de vazão de ar em ventiladores industriais. 2022. Trabalho de Conclusão de Curso. Brasil.

[41] BORGES, Eugênio da Cunha. Cenário prospectivo do setor automobilístico brasileiro até o ano de 2050. 2022.

[42] MORAES, Caio. Introdução ao Conversores Estáticos. Eletrônica de Potência. Disponível em: <<https://eletronicadepotencia.com/introducao-aos-conversores-estaticos/>>. Acesso em: 04, janeiro e 2023.

[43] SOARES, Marcelo Nesci. Projeto de Controladores PI para Acionamento Vetorial de Máquinas de Indução. Monografia (TCC)—Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.

[44]GERAIS, Minas; ELÉTRICA, Engenharia. Estudo Da Técnica De Controle Vetorial Por Orientação Indireta De Campo Para Motores De Indução Com Filtro De Harmônicos.