UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO PAULO OLIVEIRA COSTA DE AZEVEDO

ESTUDO DE MODELO E CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO FLUXO ESTATÓRICO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA PROPULSÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

CABO DE SANTO AGOSTINHO
2020

PEDRO PAULO OLIVEIRA COSTA DE AZEVEDO

ESTUDO DE MODELO E CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO FLUXO ESTATÓRICO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA PROPULSÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

apresentado ao Bacharelado em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. D.S.c. Ítalo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva

CABO DE SANTO AGOSTINHO
2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal Rural de Pernambuco
Sistema Integrado de Bibliotecas
Gerada automaticamente, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

A994e Azevedo, Pedro Paulo Oliveira Costa de
Estudo de modelo e controle vetorial orientado pelo fluxo estatórico de motor de indução trifásico para propulsão de veículos elétricos / Pedro Paulo Oliveira Costa de Azevedo. - 2020.
52 f. : il.

Orientador: Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva.
Inclui referências e apêndice(s).

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal Rural de Pernambuco, Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, 2020.

1. Engenharia de sistema. 2. Engenharia matemática. 3. Engenharia elétrica - Modelos matemáticos . 4. Motores elétricos de indução - Controle orientado. 5. Veículos eletricos. I. Silva, Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da, orient. II. Título

CDD 621.3

Pedro Paulo Oliveira Costa de Azevedo

Estudo de modelo e controle vetorial orientado pelo fluxo estatórico de motor de indução trifásico para propulsão de veículos elétricos

apresentado ao Bacharelado em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Data de aprovação :________ – ________ –________

Prof. D.S.c. Ítalo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva
Orientador

Prof. Dr. Fernando Gonçalves de Almeida Neto, UFRPE
Examinador

Prof. Reinel Beltrán Aguedo, UFRPE
Examinador

Cabo de Santo Agostinho
2020

Este Trabalho é dedicado à minha bisavó, Alzira Souza de Azeredo, avó, Maria José de Oliveira e tia, Maria de Lourdes Oliveira da Silva. Vocês jamais serão esquecidas!

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pela força, fé e coragem em todo o percurso desta graduação.

Agradeço ao Prof. Ítalo, pela boa vontade e paciência.

Aos meus pais, demais familiares e amigos, por sempre estarem ao meu lado nos nos bons e maus momentos.

*"It gets easier.
Every day it gets a little easier.
But you gotta do it every day,
that's the hard part."
(Bob-Waksberg, Raphael).*

RESUMO

O controle da velocidade de motores trifásicos de indução é essencial para o funcionamento dos veículos elétricos. Sendo assim, o estudo do modelo matemático da máquina para o desenvolvimento de métodos mais simples e eficientes para o controle dos parâmetros do motor é importante para o desenvolvimento tecnológico e diminuição nos custos da construção dos veículos elétricos. Neste trabalho, foi realizado o estudo do modelo matemático para análise do comportamento de um motor de indução elétrica e foi desenvolvida uma estratégia de controle orientado pelo campo que se utiliza de transformações matemáticas e mudanças de referencial das grandezas aferíveis em um máquina de indução e, a partir desta estratégia, foi desenvolvida uma simulação. A resposta em regime transitório e permanente do fluxo eletromagnético, conjugado, velocidade e correntes elétricas obtidas no ambiente simulado mostram a reação do modelo da máquina de indução com o controle proposto neste trabalho, acelerando desde a inércia até valores próximos à velocidade nominal e a eliminação da perturbação causada pela inserção do conjugado mecânico nominal no eixo do motor. Desta forma, os resultados de simulação apresentados validam as considerações teóricas e mostram a eficácia da estratégia de controle proposta, habilitando sua utilização para estudos futuros da equipe de fórmula SAE da UFRPE-UACSA.

Palavras-chave: engenharia matemática; engenharia elétrica - modelos matemáticos; motores elétricos de indução - controle orientado; veículos eletricos.

ABSTRACT

The speed control of three-phase induction motors is essential for the operation of electric vehicles. Therefore, the study of the machine mathematical model for the development of simpler and more efficient methods for the control of motor parameters is important for technological development and reduction in the costs of building electric vehicles. In this project, the study of the mathematical model for the analysis of the behavior of an electric induction motor was carried out and a field oriented control strategy was developed that uses mathematical transformations and changes of reference of the measurable quantities in an induction machine and, from this strategy, a simulation was developed. The transient and permanent response of the electromagnetic flux, conjugate, speed and electric currents obtained in the simulated environment show the reaction of the model of the induction machine with the control proposed in this work, accelerating from inertia to near to the rated speed and the elimination of the disturbance caused by the insertion of the rated mechanical torque on the motor shaft. Thus, the simulation results presented validate the theoretical considerations and show the effectiveness of the proposed control strategy, enabling its use for future studies by the UFEPE-UACSA formula SAE team.

Keywords: System engineering, mathematical engineering; electrical engineering - mathematical models; indution motors - field oriented; electric vehicles.

LISTA DE FIGURAS

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de métodos de utilização limpa e otimizada de energia é um dos maiores desafios da engenharia contemporânea. Em áreas como transporte ou ambientes industriais, onde se consome quantidade significativa de energia das mais diversas fontes, a inserção de métodos de produção e consumo de energia é extremamente bem vinda. Neste cenário, um grande exemplo de utilização consciente e otimizada de energia é a inserção de veículos elétricos que aparece como uma alternativa interessante, pois diferentemente da maioria dos veículos convencionais, este tipo de automóvel não consome nenhum combustível fóssil, sendo assim, não envia para a atmosfera gases nocivos derivados das reações de queima do carbono presente nesses combustíveis. Além disso, a energia elétrica apresenta um valor de compra menor comparado aos outros combustíveis como gasolina e diesel, sendo bastante viável em termos de custo-benefício para os consumidores, tendo como principal empecilho o alto custo dos materiais e métodos empregados na construção e operação de tais veículos. Sendo assim, desenvolver sistemas de controle dos componentes eletrônicos presentes num veículo elétrico de forma cada vez mais eficiente, segura e com melhor rendimento é um desafio que pode trazer grandes benefícios tanto em termos financeiros quanto a nível ecológico. Esses motivos favorecem o crescimento dos estudo dos sistemas de controle para os motores elétricos de indução, que por conta de seu baixo custo e manutenção, são usados não somente em veículos, mas nas mais diversas aplicações em que se necessita produção de conjugado mecânico através de uma fonte de energia elétrica.

A literatura apresenta uma grande variedade de estratégias para controle de grandezas elétricas de motores de indução. Quando manipuladas, as variáveis eletromagnéticas como conjugado e velocidade de um motor de indução possibilitam a transmissão de conjugado com melhor aproveitamento e menos perdas por calor em comparação as máquinas a combustão. A combinação das mais diferentes técnicas visando a manipulação mais segura e eficiente das máquinas de indução trifásicas usadas nos automóveis elétricos é uma área de estudo importante na engenharia elétrica e eletrônica.

1.1 Objetivo geral

Realizar o estudo da máquina de indução elétrica trifásica para desenvolver uma estratégia de controle de conjugado e fluxo magnético a ser aplicada para simulação do motor utilizado na modalidade fórmula SAE da equipe EVolt da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho (UACSA) da Universidade Federal Rural de Pernambuco (UFRPE).

1.2 Objetivos específicos

- Compreender o funcionamento de um motor de indução trifásico a partir de suas grandezas fundamentais, corrente e tensão elétrica, e fluxo magnético e conjugado eletromecânico;
- Estudar os sistemas de controle de variáveis dos motores de indução através de suas equações e aplicações e, a partir desse estudo preliminar, definir qual estratégia seria mais indicada à aplicação no trabalho proposto;
- Estudar e desenvolver o modelo primitivo da máquina, tendo em conta as representações dinâmicas de fluxo magnético, tensão e conjugado eletromagnético;
- Estudar as transformações de Clarke e de Park, e obter as matrizes de transformação a serem aplicadas no modelo primitivo de tal forma a representá-lo por um modelo mais simples — o modelo transformado;
- Desenvolver o modelo transformado na representação complexa (ou vetorial dq) e obter circuito equivalente em regime permanente;
- Implementar uma malha de controle vetorial de velocidade e conjugado no referencial do fluxo estatórico.
- Simular o sistema de controle via ambiente computacional visando visualizar o funcionamento de cada componente no sistema, bem como validar as considerações teóricas do modelo.

1.3 Motivação

Veículos elétricos são uma excelente alternativa para os meios de transporte atuais devido a sua utilização limpa de energia com baixíssima emissão de gases tóxicos à atmosfera, a tarefa de tornar o controle dos motores destes veículos o mais otimizado possível é de extrema importância para tornar esse tipo de transporte mais barato e econômico, transformando-o numa opção mais viável para a população visando ajudar tanto os usuários dos carros quanto o meio ambiente.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Motores elétricos são dispositivos que conseguem fazer a transformação de energias entre uma fonte de energia elétrica e sua saída em energia mecânica através da movimentação de um eixo, tal saída de energia pode ser aproveitada das mais diferentes formas a depender de sua aplicação.

Sobre a importância dos motores elétricos, pode-se afirmar:

> O acionamento de máquinas e equipamentos mecânicos por motores elétricos é um assunto de grande importância econômica. Estima-se que o mercado mundial de motores elétricos de todos os tipos seja de uma ordem de dezenas de bilhões de dólares por ano. No campo dos acionamentos industriais, avalia-se que de 70 a 80% da energia elétrica consumida pelo conjunto de todas as indústrias seja transformada em energia mecânica por motores elétricos. (FRANCHI, 2008, p. 17).

Motores elétricos podem ser caracterizados de várias formas diferentes, de acordo com a potência, níveis de tensão, número de polos, entre outras cacacterísticas. Em termos de tensão de alimentação existem dois tipos de motores elétricos, os de corrente continua (CC) e de corrente alternada (CA).

Abaixo estão apresentadas algumas características específicas para cada um dos motores acima descriminados

- **Motores CC**: são motores alimentados por fontes de tensão e corrente contínua. Têm como principal característica operacional a manutenção do conjugado de saída mesmo com uma variação de velocidade. Embora sejam indicados para aplicações em que é necessária a aplicação de um conjugado de saída com uma grande variação de velocidade, as características construtivas dessa máquina fazem com que tanto o custo de aquisição quanto o de manutenção sejam bastante elevados, exigindo que, exceto em situações especiais, se torne mais viável a adoção de estratégias para possibiltar que outras máquinas exercerçam as funcionalidades desse tipo de motor.
- **Motores CA**: são máquinas acionadas por fontes de corrente e tensão alternada. Têm sua velocidade determinada basicamente pela tensão e frequência da fonte à qual o motor está conectado, podendo ser classificados como síncronos, quando a velocidade de rotação corresponde diretamente à frequência da fonte ou assíncronos (ou de indução) quando há uma diferença entre a velocidade de rotação mecânica e a velocidade correspondente à frequência de rotação da rede. Possuem como principal vantagem o baixo custo de aquisição e um custo manutenção que pode ser mais baixo em comparação à máquina CC ou até inexistente a depender de suas características construtivas. Segundo Franchi (2008), estima-se que 90% (em unidades) dos motores fabricados sejam desse tipo.

Dentre as máquinas elétricas usadas atualmente nas mais diversas aplicações, os motores de indução trifásica com rotor em gaiola de esquilo se destacam pela sua simplicidade, baixo custo, com excelente rendimento e elevado fator de potência para diferentes níveis de carga. Tais motores são compostos por um núcleo ferromagnético laminado fixo onde são montados os enrolamentos da máquina e o rotor em gaiola de esquilo que é constituído por um núcleo de chapas ferromagnéticas, isoladas entre si, sobre o qual são colocadas barras de alumínio (condutores), dispostas paralelamente entre si e unidas nas suas extremidades por dois anéis condutores, também em alumínio, que provocam um curto-circuito nos condutores (FRANCHI, 2008). As características construtivas dos motores de indução permitem que a máquina seja robusta e de construção simples, barata e rápida.

Com a chegada da eletrônica de potência, tiristores foram utilizados para fornecer o controle de velocidade de motores CC e CA com boa performance em termos de conjugado, velocidade e controle de fluxo. O controle de velocidade de motores de indução é feito basicamente utilizando-se técnicas de modulação por largura de pulso (do inglês - *pulsewidth modulation* - PWM) para gerar uma fonte polifásica de tensão com uma dada frequência. A maioria desses controles são baseados na manutenção do valor da constante tensão/frequência(v/f) visando manter o fluxo constante na máquina. Embora o controle v/f seja relativamente simples, o comportamento dinâmico de conjugado e fluxo faz com que o controle da velocidade e conjugado não seja eficiente o suficiente nas mais diferentes condições a que a máquina é submetida, tornando este tipo de controle bastante inconveniente. Como consequência, uma grande quantidade de aplicações industriais que requerem um grande conjugado, velocidade ou controle de posição ainda utilizam máquinas CC (GIMéNEZ, 1995). Embora as vantagens da utilização de motores de corrente alternada em termos de preço e simplicidade, as técnicas de controle primitivas não permitiam que seu uso fosse mais amplamente implementado em ambientes industriais.

O conceito de controle orientado por fluxo (do inglês *field-oriented control* - FOC) foi proposto inicialmente entre o final dos anos 1960 e o inicio dos anos 1970, utilizando-se das transformadas de Park e Clarke , para promover um controle de fluxo e conjugado de máquinas de indução CA utilizando-se de técnicas clássicas de controle, como por exemplo, os controladores PID. Exitem na literatura dois tipos de FOC em termos da obtenção do fluxo da máquina a ser controlada, no primeiro, a magnitude e a fase do fluxo são obtidos através de sensores Hall. A orientação de fluxo obtida por esse método é chamada de orientação direta de fluxo (do inglês direct flux orientation - DFO), nesse método, os sensores deveriam ser instalados diretamente na máquina, exigindo modificações estruturais em sua construção e reduzindo a robustez inerente dos motores de indução. Por outro lado a orientação do fluxo pode ser obtida através das equações dinâmicas da máquina. Essa alternativa, que consiste em forçar a orientação da máquina é conhecida como orientação indireta do fluxo(do inglês indirect flux orientation - IFO). A utilização de IFO tem sido preferida em relação a DFO tendo em vista que sua implementação não implica em mudanças ou adaptações na estrutura física do motor a ser controlado e, como demonstrado no presente trabalho, pode ser facilmente simulado em ambiente computacional.

A técnica de controle vetorial como o controle por IFOC é uma proposição atrativa tanto do ponto de vista técnico quando do ponto de vista de custo-benefício, o segundo por conta do aumento de complexidade por custo de unidade de componentes microeletrônicos (NOVINSCHI, 1998).

Segundo Kazmierkowski et al. (2011), os sistemas atuais de controle devem cumprir alguns requisitos, como, a rápida eliminação de perturbações e mudanças no valores de velocidade e conjugado mecânico, otimização da utilização da potência do motor e máxima eficiência na conversão da potência. Sendo assim, o estudo da implementação de sistemas de controle depende de conceitos abordados em áreas da engenharia, como, o estudo das máquinas elétricas, a teoria do controle, a eletrônica de potência e a eletrônica digital. Os resultados de trabalhos, como os de Ahmed et al. (1997) e Kazmierkowski et al. (2011), evidenciam a aplicabilidade de conceitos básicos de controle, como os controladores Proporcional – Integral (PI) e Integral - Proporcional (PI), atrelados à modelagem matemática dos motores trifásicos de indução, para a aplicação segura, barata e eficiente de estratégias de controle para a utilização na operação de máquinas de corrente alternada em diversas aplicações, como na propulsão de veículos elétricos.

Segundo Ohm (1994), os controladores do tipo Proporcional–Integral–Derivativo (PID), em seus múltiplos arranjos, devido a sua estrutura simples e parametrização relativamente fácil, têm uma grande popularidade no que diz respeito à implantação de sistemas de controle para máquinas elétricas. Segundo Ahmed et al. (1997), mesmo com o progresso nas técnicas avançadas, como a lógica fuzzy, controladores convencionais ainda estão presentes em maior número nas aplicações relacionadas a controle de velocidade dos motores elétricos. Dentre estes controladores convencionais, destacam-se os do tipo PI, que oferecem como principal vantagem a ausência de erro em regime permanente. Além dos controladores PI, os controladores IP também são amplamente utilizados, especialmente devido a sua característica de eliminação de sobressinais na operação do motor.

Para a utilização dos conceitos clássicos do controle na operação de motores elétricos de indução é necessário que os valores trifásicos senoidais de corrente e tensão aferidos nos terminais da máquina sejam convertidos para um novo referencial. Esta transformação é realizada pelas matrizes de Park e Clarke, obtendo-se então variáveis de eixo direto em quadratura, além de um termo homopolar, que num caso trifásico equilibrado, como os valores de corrente e tensão dos motores, é nulo. Para a implementação do controle FOC, visando remover o acoplamento entre os valores de eixo direto e quadratura do fluxo eletromagnético, possibilitando a utilização de controladores convencionais, as variáveis transformadas devem ser orientadas de acordo com o vetor do fluxo, podendo estar direcionada ao fluxo estatórico ou rotórico. Os resultados obtidos por Schwery et al. (1996) e Lokriti e Zidani (2009), mostram que a escolha da orientação pelo fluxo do estator trazem ao sistema uma menor sensibilidade a perturbações, o que é ideal para aplicações automotivas, em que os valores de carga sofrem alterações repentinas e mudanças de velocidade são solicitadas a qualquer momento pelo motorista.

Na escolha de máquinas elétricas para a aplicação na propulção de veículos elétricos e híbridos, muitas tecnologias são utilizadas. Rippel (2020) sugere que, dentre os diversos tipos de motores, os do tipo brushless de corrente continua são os mais utilizados em veículos híbridos, devido ao menor aquecimento gerado neste tipo de máquina e os motores trifásicos de indução são os mais utilizados em veículos elétricos puros, por conta do preço mais baixo e, principalmente, devido ao fato de que a utilização de estratégias de controle e inversores de frequência faz com que esta máquina tenha um melhor desempenho em baixas rotações. Segundo Güneşer et al. (2016), para a aplicação em veículos elétricos, motores de indução são os mais utilizados devido a sua construção simples, estável e barata e sua capacidade de suportar condições de aceleração e desaceleração impostas pelo transito em cidades.

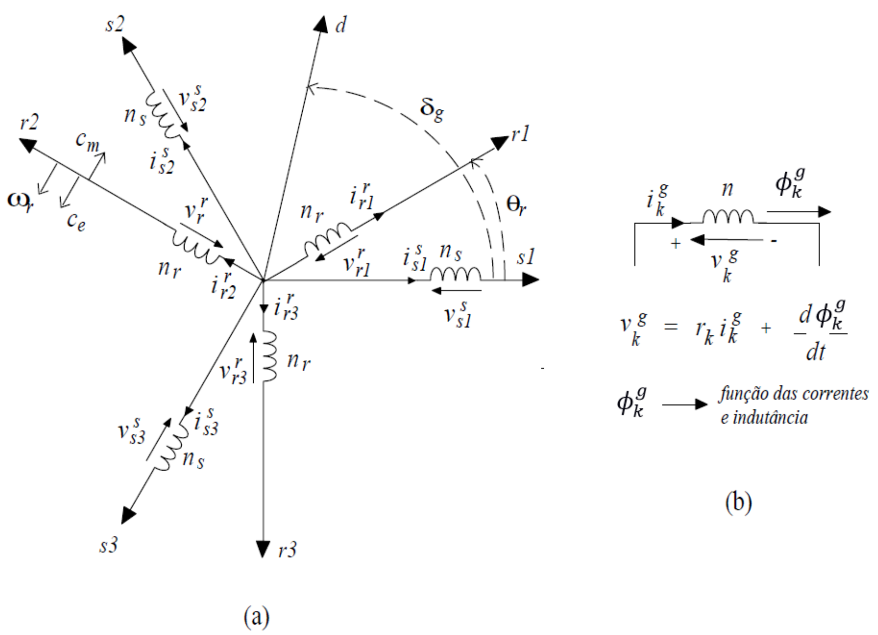
3 MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

3.1 Modelo matemático

Para o projeto e implementação de um sistema de controle se faz necessária a modelagem das equações que regem o funcionamento da planta em questão. Neste capítulo, um motor trifásico de indução a ser utilizado em aplicação veicular é estudado em termos de suas componentes mecânicas e eletromagnéticas, as equações apresentadas nesta seção são utilizadas para a implementação da simulação e cálculo dos componentes responsáveis por controlar a operação da máquina. As análises realizadas são baseadas na apostila Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica (JACOBINA, 2005).

Para obter um modelo de solução matemática viável para máquinas de indução trifásica, é necessário supor que a máquina elétrica trifásica é simétrica, não saturada e composta por: três fases no estator idênticas de índices $s1, s2$ e $s3$ e três fases no rotor idênticas de índices $r1, r2$ e $r3$, os ângulos elétricos entre bobinas de estator ou rotor igual a $2\pi/3$ radianos elétricos. Além disso, as correntes "positivas" criam fluxos positivos no sentido do eixo, como ilustrado na Figura 1. Adota-se uma distribuição senoidal do fluxo com entreferro constante, sendo assim, o comprimento do circuito magnético que serve para o cálculo da indutância é independente do ângulo mecânico θ_m, ou seja, considera-se uma máquina de polos lisos.

Figura 1 – Representação simplificada da (a) máquina elétrica trifásica simétrica e (b) das convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina.



Fonte: modificado de Jacobina (2005).

A partir das notações e hipóteses expostas, apresentam-se as equações que regem o funcionamento das máquinas trifásicas em termos de fluxos, tensões, conjugado e potência.

3.1.1 Expressões dos fluxos

Para uma situação de não saturação, os fluxos do estator ϕ^s_{s1}, ϕ^s_{s2}, ϕ^s_{s3} e do rotor ϕ^r_{r1}, ϕ^r_{r2}, ϕ^r_{r3} são expressos por

$$\phi^s_{s123} = \overline{L}_{ss} i^s_{s123} + \overline{L}_{sr} i^r_{r123} \tag{1}$$

$$\phi^r_{r123} = \overline{L}_{rs} i^s_{s123} + \overline{L}_{rr} i^r_{r123} \tag{2}$$

em que

$$x_{123} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \tag{3}$$

Além disso, as as matrizes de indutância $\overline{L}_{ss}, \overline{L}_{rr}, \overline{L}_{sr}$ e $\overline{L}_{rs}$ são expressas por

$$\overline{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$\overline{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$\overline{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\overline{L}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \tag{7}$$

em que Ls e Lr representam respectivamente a indutância própria de uma bobina do estator e do rotor, Ms e Mr representam respectivamente a indutância entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor, e Msr representa a indutância mútua entre uma bobina do estator e uma bobina do rotor. O sistema de equações proposto nas equações (1) e (2) pode ser escrito de uma forma mais compacta:

$$\overline{\phi} = \overline{L}\overline{i} \tag{8}$$

em que:

$$\overline{i} = \begin{bmatrix} i_{s123} & i_{r123} \end{bmatrix}^T \tag{9}$$

$$\overline{\phi} = \begin{bmatrix} \phi_{s123} & \phi_{r123} \end{bmatrix}^T \tag{10}$$

$$\overline{L} = \begin{bmatrix} \overline{L}_{ss} & \overline{L}_{sr} \\ \overline{L}_{rs} & \overline{L}_{rr} \end{bmatrix} \tag{11}$$

3.1.2 Expressões das tensões

A orientação das bobinas é tal que, por convenção, uma corrente positiva cria um fluxo positivo, cf. Figura 1(b). Adotando-se a escolha da convenção do receptor, as equações de tensão no estator e no rotor são descritas em termos das matrizes:

$$v^s_{s123} = R_s i^s_{s123} + \frac{d\phi^s_{s123}}{dt} \tag{12}$$

$$v^r_{r123} = R_r i^r_{r123} + \frac{d\phi^r_{r123}}{dt} \tag{13}$$

em que $R_s = r_s$ e $R_r = r_r$, são, respectivamente, a resistência do estator e do rotor.

Partindo-se das equações matriciais dos fluxos (4) a (7), pode-se desenvolver a equação geral das tensões:

$$\overline{v} = \overline{R}\overline{i} + \overline{L}\frac{d\overline{i}}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\overline{L}}{d\theta_r}\right]\overline{i} \tag{14}$$

em que $\omega_r = d\theta_r/dt$ é a velocidade do rotor dada em rad/s considerando ademais que:

$$\overline{v} = \begin{bmatrix} v_{s123} \\ v_{r123} \end{bmatrix} \tag{15}$$

$$\overline{R} = \begin{bmatrix} \overline{R}_s & \overline{0}_3 \\ \overline{0}_3 & \overline{R}_r \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\overline{R}_s = \left[R_s \overline{I}_3\right] \tag{17}$$

em que $\overline{I}_3$ e $\overline{0}_3$ representam as matrizes identidade e zeros de ordem 3x3, respectivamente. A soma dos termos diferenciais da corrente em (14) é a tensão induzida de transformação e o terceiro termo a direita de (14) representa a tensão induzida de rotação.

3.1.3 Expressões de conjugado eletromagnético

A expressão geral para energia é dada por:

$$W = \frac{1}{2}\overline{i}^T\overline{L}\overline{i} \tag{18}$$

O conjugado é obtido diferenciando-se esta expressão em relação ao ângulo mecânico θ_m:

$$c_e = \frac{dW}{d\theta_m} \tag{19}$$

Substituindo em (19) a expressão da energia (18), tem-se:

$$c_e = \frac{1}{2}\bar{i}^T \left[\frac{d\overline{L}}{d\theta_m}\right]\bar{i} = \frac{P}{2}\bar{i}^T \left[\frac{d\overline{L}}{d\theta_r}\right]\bar{i} \tag{20}$$

em que P representa a quantidade de pares de pólos da máquina.

Como as sub matrizes $\overline{L}_{ss}$, $\overline{L}_{rr}$ e $\overline{L}$ independem de θ_r e $\overline{L}_{sr} = \overline{L}_{rs}^T$, escreve-se então:

$$c_e = Pi_{s123}^{sT}\left[\frac{d\overline{L}_{sr}}{d\theta_r}\right]i_{r123}^r = Pi_{r123}^{rT}\left[\frac{d\overline{L}_{rs}}{d\theta_r}\right]i_{s123}^s \tag{21}$$

3.1.4 Expressões da potência instantânea

A expressão da potência total instantânea é dada por:

$$p = \bar{i}^T\bar{v} \tag{22}$$

Substituindo-se (14) em (22), obtém-se:

$$p = \bar{i}^T\overline{R}\bar{i} + \bar{i}^T\overline{L}\frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r\bar{i}^T\left[\frac{d\overline{L}}{d\theta_r}\right]\bar{i} \tag{23}$$

O termo diferencial da corrente corresponde a potência de transformação e o termo em ω_r corresponde a velocidade mecânica de rotação do rotor.

3.2 Representação do modelo nas coordenadas odq

O modelo genérico de uma máquina assíncrona trifásica pode ser representado pelas equações de fluxo (1) e (2) de tensão (12) e (13) e de conjugado (20) e (21). Para simplificar a análise, pode-se aplicar a transformação de coordenadas trifásicas para um referencial genérico dado pelas coordenadas odq, baseada na transformação de Park, considerando:

$$x_{123} = \overline{P}x_{odq} \tag{24}$$

em que x_{123} representa um vetor com as variáveis no referencial primitivo e x_{odq} representa as mesmas variáveis no referencial transformado. A matriz $\overline{P}$ é denominada matriz de transformação e deve ser tal forma que $\overline{P}^{-1}$, sua inversa, existe.

Considerando-se uma matriz $\overline{P}_s$ para o estator e $\overline{P}_r$ para o rotor, pode-se escrever para os fluxos, as corrente ou as tensões do estator ou rotor:

$$x_{s123}^s = \overline{P}_s x_{sodq}^g \tag{25}$$

$$x^r_{r123} = \overline{P}_r x^g_{rodq} \tag{26}$$

em que

$$x^g_{sodq} = \begin{bmatrix} x^g_{so} & x^g_{sd} & x^g_{sq} \end{bmatrix}^T x^g_{rodq} = \begin{bmatrix} x^g_{ro} & x^g_{rd} & x^g_{rq} \end{bmatrix}^T$$

Nota-se que o índice g em sobrescrito indica o referencial genérico dos eixos dq. Este expoente mudará em função do referencial dq utilizado, por exemplo, utiliza-se $g = s$ no referencial estatórico, $g = r$ no referencial rotórico ou $g = e$ no referencial do campo girante.

Além de serem regulares, é interessante que as matrizes de transformação $\overline{P}_s$ e $\overline{P}_r$ sejam ortogonais para simplificar a análise, mantendo, ademais, a conversão de energia entre referenciais primitivo e transformado. A partir da transformação de Park, pode-se expressar as matrizes $\overline{P}_s$ e $\overline{P}_r$ da seguinte forma:

$$\overline{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g) & \text{-sen}(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \text{-sen}(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \text{-sen}(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{27}$$

$$\overline{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g) & \text{-sen}(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \text{-sen}(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \text{-sen}(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{28}$$

em que δ_g representa a posição angular no referencial genérico. Dada a expressão dos fluxos estatóricos (1) e as equações de transformação (25) e (26), Jacobina (2005) descreve os fluxos usando a seguinte equação:

$$\phi^g_{sodq} = \overline{L}_{ssodq} i^g_{sodq} + \overline{L}_{srodq} i^g_{rodq} \tag{29}$$

em que

$$\overline{L}_{ssodq} = \begin{bmatrix} l_{so} & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \tag{30}$$

$$\overline{L}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix} \tag{31}$$

com $l_{so} = L_s + 2M_s$, $l_s = L_s - M_s$ e $l_m = (3/2)M_{sr}$.

De forma análoga, obtêm-se das relações (2) e (25) e (26) as novas expressões para os fluxos rotóricos

$$\phi^g_{rodq} = \overline{L}_{rrodq} i^g_{sodq} + \overline{L}_{rsodq} i^g_{rodq} \tag{32}$$

em que

$$\overline{L}_{ssodq} = \begin{bmatrix} l_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \tag{33}$$

$$\overline{L}_{rsodq} = \overline{L}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix} \tag{34}$$

com $l_{ro} = L_r + 2M_s$, $l_r = L_r - M_r$.

Em comparação com o modelo primitivo da máquina elétrica trifásica, observa-se que todas as novas matrizes indutância são diagonais, constantes e independentes dos ângulos θ_r e δ_g. As indutâncias l_s, l_{so}, l_r, l_{ro} e l_m são denominadas indutâncias cíclicas e compõem o modelo em regime permanente senoidal.

Segundo a expressão das tensões estatóricas em (12) e as equações de transformação (25) e (26), Jacobina (2005) descreve as tensões no referencial odq por

$$v^g_{sodq} = r_s i^g_{sodq} + \frac{d\phi^g_{sodq}}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \phi^g_{sodq} \tag{35}$$

em que $\omega_g = d\delta_g/dt$.

De forma análoga, obtém-se das relações (13) e (25) - (26) a nova expressão das tensões rotóricas

$$v^g_{rodq} = r_r i^g_{rodq} + \frac{d\phi^g_{rodq}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \phi^g_{rodq} \tag{36}$$

Utilizando-se as expressões do conjunto eletromagnético (21) e as equações de transformação (25) e (26), Jacobina (2005) descreve o conjugado eletromagnético por

$$c_e = Pl_m(i^g_{sq} i^g_{rd} - i^g_{sd} i^g_{rq}) \tag{37}$$

Pode-se observar que a potência instantânea é invariante no caso da transformação ortogonal. De fato, pela definição da potência instantânea, escreve-se:

$$p = i^T v = p_{s123} + p_{r123} = i^{sT}_{s123} v^s_{s123} + i^{rT}_{r123} v^r_{r123} \tag{38}$$

Por exemplo, para o estator, como $i^s_{s123} = \overline{P} i^g_{sodq}$ e $v^s_{s123} = \overline{P} v^g_{sodq}$ escreve-se (38) para a potência estatórica p_{s123}:

$$p_{s123} = \overline{i}^{gT}_{sodq} \overline{P}^T \overline{P} v^g_{sodq} \tag{39}$$

Desde que $p_{sodq} = i^{gT}_{sodq} v^{g}_{sodq}$, p_{sodq} é igual a p_{s123} se $\overline{P}^{T}\overline{P} = I_3$, o que é assegurado se a matriz de transformação $\overline{P}$ é ortogonal ($\overline{P}^{-1} = \overline{P}^{T}$).

Para uma máquina operando com suas tensões e cargas equilibradas ou com a armadura ligada em estrela com escape para o neutro, os termos homopolares (x_o) das correntes e tensões são nulos e nota-se que o conjugado não depende de tais componentes. Sendo assim, por meio da eliminação do termo o da representação odq é possível reduzir uma máquina trifásica de tensões/correntes com índices 123 em uma máquina bifásica de índices dq de modo que as equações das tensões (35) a (36) dos fluxos (29) a (32) e conjugado (37) podem ser escritas como sendo:

$$v^{g}_{sdq} = r_s i^{g}_{sdq} + \frac{d\phi^{g}_{sdq}}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \phi^{g}_{sdq} \tag{40}$$

$$v^{g}_{rdq} = r_r i^{g}_{rdq} + \frac{d\phi^{g}_{rdq}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \phi^{g}_{rdq} \tag{41}$$

$$\phi^{g}_{sdq} = l_s i^{g}_{sdq} + l_m i^{g}_{rodq} \tag{42}$$

$$\phi^{g}_{rdq} = l_r i^{g}_{rdq} + l_m i^{g}_{sodq} \tag{43}$$

$$c_e = P l_m (i^{g}_{sq} i^{g}_{rd} - i^{g}_{sd} i^{g}_{rq}) \tag{44}$$

em que as variáveis estatóricas são dadas por:

$$v^{g}_{sdq} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \tag{45}$$

$$i^{g}_{sdq} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \tag{46}$$

$$\phi^{g}_{sdq} = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \tag{47}$$

e as variáveis rotóricas são semelhantes, obtidas destas trocando-se o índice s por r. Observa-se de (40) a (44) que as variáveis encontram-se representadas em um referencial genérico. Desta forma, a posição do referencial pode ser escolhida com o eixo d ligado ao estator segundo a fase $s1$, fazendo-se $\delta_g = 0$ ($\omega_g = 0$), em regime permanente, as variáveis dq são senoidais com frequência igual a das correntes estatóricas no referencial primitivo. No rotor, segundo a fase $r1$, fazendo-se $\delta_g = \theta_r$ ($\omega_g = \omega_r$), em regime permanente, as variáveis dq são senoidais com a mesma frequência a das correntes rotóricas (por exemplo, $\omega_{rs} = \omega_r - \omega_s$, frequência de escorregamento se for uma máquina assíncrona e zero se for uma máquina síncrona) ou ainda no campo girante, fazendo-se $\omega_g = \omega_s$, nesse referencial, quando em regime permanente, as variáveis dq são contínuas (JACOBINA, 2005) .

3.2.1 Representação complexa ou vetorial dq

Tendo em vista que no modelo dq, as variáveis são ortogonais, pode-se representá-las na forma complexa ou vetorial. Neste caso, é introduzida uma variável complexa $\mathbf{x}^g$ para representar os vetores fluxo, tensão, ou corrente do estator ou rotor no plano dq definida como:

$$\mathbf{x}^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_d^g + jx_q^g) \tag{48}$$

A partir das equações (41) a (44) e utilizando a definição (48), obtém-se o modelo complexo equivalente ao modelo bifásico dq:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s\mathbf{i}_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g\phi_s^g \tag{49}$$

$$\mathbf{v}_r^g = r_r\mathbf{i}_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\phi_r^g \tag{50}$$

$$\phi_s^g = l_s\mathbf{i}_s^g + l_m\mathbf{i}_r^g \tag{51}$$

$$\phi_r^g = \mathbf{i}_r^g l_r + \mathbf{i}_s^g l_m \tag{52}$$

$$c_e = 2Pl_m\mathrm{Im}(\mathbf{i}_s^g\overline{\mathbf{i}_r^g}) = 2l_m\mathrm{Im}(\mathbf{i}_s^{g*}\mathbf{i}_r^g) = Pi_s\phi_s\mathrm{sen}(\delta_i - \delta_a) = P\frac{l_m}{l_r}i_s\phi_r sen(\delta_i - \delta_b) \tag{53}$$

em que, nesse caso, o sobrescrito $*$ representa o complexo conjugado, δ_i é a posição angular da corrente e δ_a a posição angular do fluxo estatórico. No caso particular da máquina trifásica primitiva alimentada por um sistema trifásico de tensão equilibrada, as tensões trifásicas podem ser descritas por:

$$v_{s1}^s = V_m\cos(\omega_s t) \tag{54}$$

$$v_{s2}^s = V_m\cos(\omega_s t - 2\pi/3) \tag{55}$$

$$v_{s3}^s = V_m\cos(\omega_s t - 4\pi/3) \tag{56}$$

Se o eixo d coincide com o eixo da fase 1 ($\delta_g = 0$ e $\omega_g = 0$) e utilizando-se a matriz de transformação $\overline{P}_s$ obtém-se:

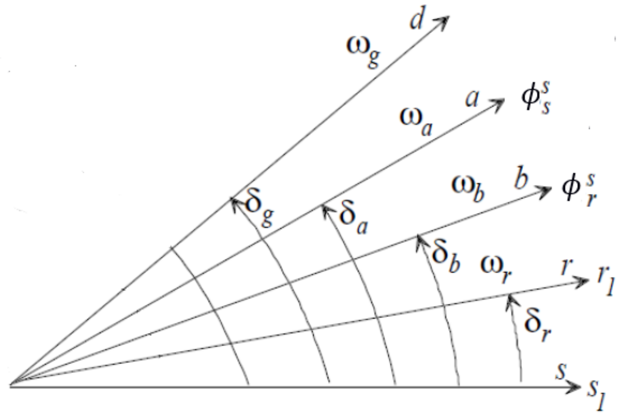
$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m\cos(\omega_s t) \tag{57}$$

utilizando-se da matriz de transformação (48), Jacobina (2005), obtem o vetor girante que servirá como base para a obtenção da representação complexa da máquina trifásica. Sendo representado por:

$$\mathbf{v}_s^s = \frac{\sqrt{3}}{2}V_m e^{j\omega_s t} \tag{58}$$

Na Figura 2, é apresentado o diagrama vetorial instantâneo dos vetores tensão estatórica (v_s^s), corrente estatórica (i_s^s), fluxo estatórico(ϕ_s^s) e fluxo rotórico (ϕ_r^s) da máquina, vistos do referencial estatórico (fase $s1$). Também, neste diagrama, são indicados o eixo magnético rotórico (fase $r1$) e o eixo d (JACOBINA, 2005).

Figura 2 – Diagrama vetorial instantâneo da máquina.



Fonte: modificado de Jacobina (2005).

3.2.2 Circuito equivalente de uma máquina de Indução

Na Figura 3, está representada uma máquina de indução alimentada por um sistema trifásico cujas tensões odq transformadas podem ser expressas por

$$v_{so}^g = 0 \tag{59}$$

$$v_{sd}^g = \sqrt{2}V_s\cos(\omega_s t - \delta_g + \theta_v) \tag{60}$$

$$v_{sq}^g = \sqrt{2}V_s\text{sen}(\omega_s t - \delta_g + \theta_v) \tag{61}$$

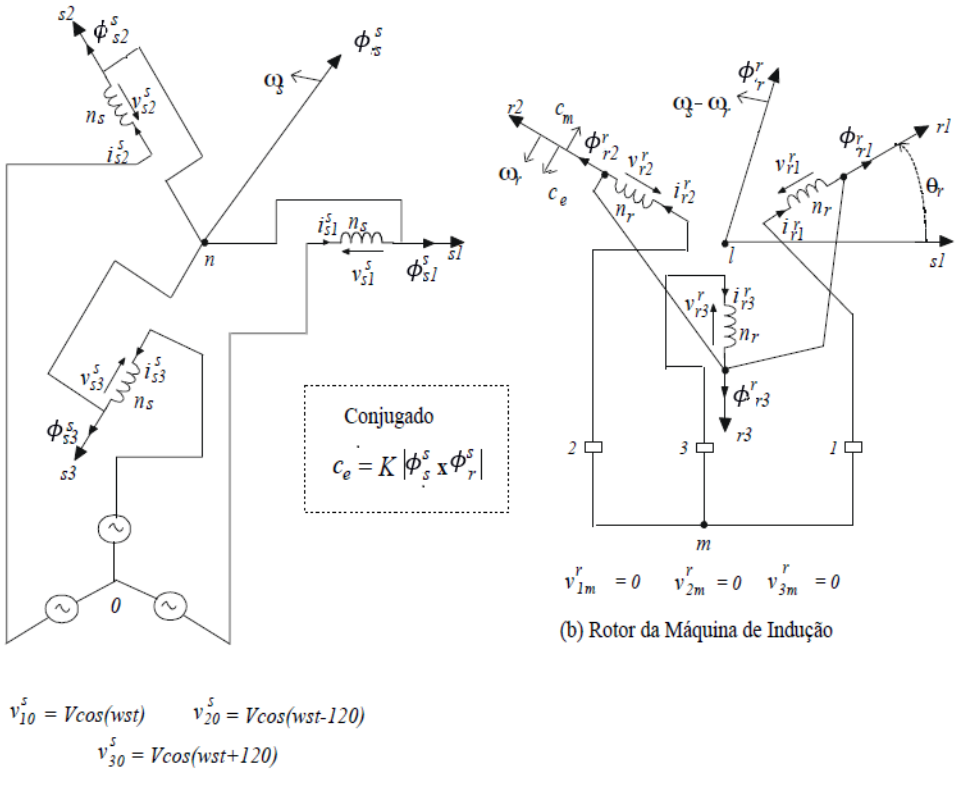
em que θ_v é um ângulo inicial constante.

Considerando-se o referencial dq que gira com frequência ω_s (indicado pelo expoente e), então $\delta_g = \omega_s + \delta_o$, onde δ_o é uma condição inicial constante, têm-se:

$$v_{so}^e = 0 \tag{62}$$

$$v_{sd}^e = \sqrt{2}V_s\cos(\omega_s t - \delta_o) = \sqrt{2}V_s\cos(\theta_{so}) \tag{63}$$

Figura 3 – Representação da máquina de indução ligada em Y-Y.



(a) Estator da máquina de Indução

(b) Rotor da Máquina de Indução

Fonte: modificado de Jacobina (2005).

$$v^e_{sq} = \sqrt{2}V_s \text{sen}(\omega_s t - \delta_o) = \sqrt{2}V_s \text{sen}(\theta_{so}) \tag{64}$$

Como uma máquina de indução em "Y" no rotor possui temsões rotóricas iguais, considerando-se o modelo homopolar do rotor, a aplicação da matriz de transformação resultará em tensões rotóricas $v^e_{ro} = 0$ e então $v^r_{r1} = v^r_{r2} = v^r_{r3} = 0$ e $v^e_{rd} = v^e_{rq} = 0$.

Introduzindo-se $\mathbf{v}^e_s = \frac{1}{\sqrt{2}}(v^e_{sd} + jv^e_{sq})$ e $\mathbf{v}^e_r = 0$, obtém-se o seguinte modelo vetorial (JACOBINA, 2005):

$$\mathbf{v}^e_s = V_s e^{j\phi_{so}}_s = r_s \mathbf{i}^e_s + \frac{d\phi^e_s}{dt} + j\omega_s \phi^e_s \tag{65}$$

$$0 = r_r \mathbf{i}^e_r + \frac{d\phi^e_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_r)\phi^e_r \tag{66}$$

$$\phi^e_s = l_s \mathbf{i}^e_s + l_m \mathbf{i}^e_r \tag{67}$$

$$\phi_r^e = l_r \mathbf{i}_r^e + l_m \mathbf{i}_s^e \tag{68}$$

$$c_e = 2 l_m \mathrm{Im}(\mathbf{i}_s^e \mathbf{i}_r^{e*}) \tag{69}$$

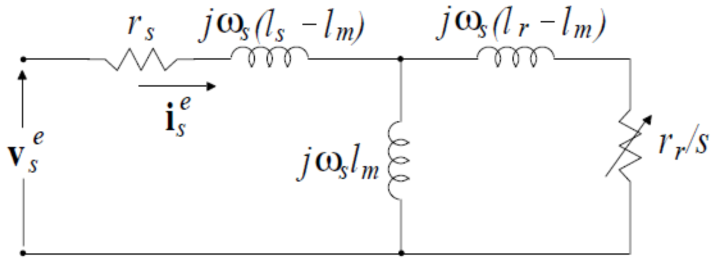
No caso particular de regime permanente, com as variáveis referidas ao campo girante, pode-se considerar a entrada do sistema constante $d\phi_s^e/dt = 0$ e $d\phi_r^e/dt = 0$, pode-se simplificar (65) e (66) em:

$$\mathbf{v}_s^e = V_s e_s^{j\phi so} = r_s \mathbf{i}_s^e + j\omega_s (l_s \mathbf{i}_s^e + l_m \mathbf{i}_r^e) \tag{70}$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^e + \frac{j(\omega_s - \omega_r)}{s} (l_r \mathbf{i}_r^e + l_m \mathbf{i}_s^e) \tag{71}$$

Estas equações correspondem ao circuito equivalente da Figura 4 em que $s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s$ é o escorregamento da máquina (JACOBINA, 2005). As equações (67) a (71) são utilizadas no procedimento de mudança de referencial para o caso de uma máquina trifásica de indução que é empregada neste trabalho.

Figura 4 – Circuito equivalente de uma máquina de indução em regime permanente.



Fonte: Jacobina (2005).

4 CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE CAMPO NO FLUXO ESTATÓRICO

O principal objetivo da estratégia proposta neste trabalho é controlar independentemente os componentes de fluxo eletromagnético e conjugado/velocidade de um motor trifásico de indução. Tais informações podem ser obtidas pela transformação das correntes e tensões para um novo referencial rotativo que pode ser fixado no fluxo do rotor quanto no fluxo do estator ou no fluxo magnetizante (NOVINSCHI, 1998). Cada referencial propicia uma estratégia de controle única com vantagens e desvantagens próprias quanto a facilidade de simulação e aplicação e suporte para operação em condições de saturação.

Aplicações automotivas possuem como características a entrega de enormes quantidades de conjugado para situações como subidas íngremes. Nestas condições de operação ou em situações de grande aceleração e desaceleração podem ocorrer problemas de acoplamento cruzado que podem causar erros de estimação reduzindo consideravelmente a performance da máquina. Segundo Hofmann, Sanders e Sullivan (1995), um controle realizado com as variáveis referidas ao referencial do fluxo estatórico é uma alternativa simples para mitigar de forma eficiente as dificuldades impostas pela máquina de indução empregada neste trabalho.

Na Figura 5, está ilustrada uma representação em diagrama de blocos da estratégia de controle em quadratura com o fluxo estatórico que é composta por estimação do fluxo magnético, controladores de fluxo e corrente e o motor de indução tendo como entradas os valores de fluxo e conjugado de referência. O modelo desenvolvido na Seção 3.1 encontra-se representado pelo bloco "motor de indução 3 $\sim$ " da figura em questão. Nesta seção, apresentam-se o método de estimação do fluxo magnético e a implementação da malha de controle de fluxo estatórico, de conjugado e velocidade do motor. Além destes, também são desenvolvidos modelos de controle para as componentes direta e em quadratura da corrente estatórica que servirão para garantir limites seguros de correntes em operações críticas ou de carga pesada do motor elétrico.

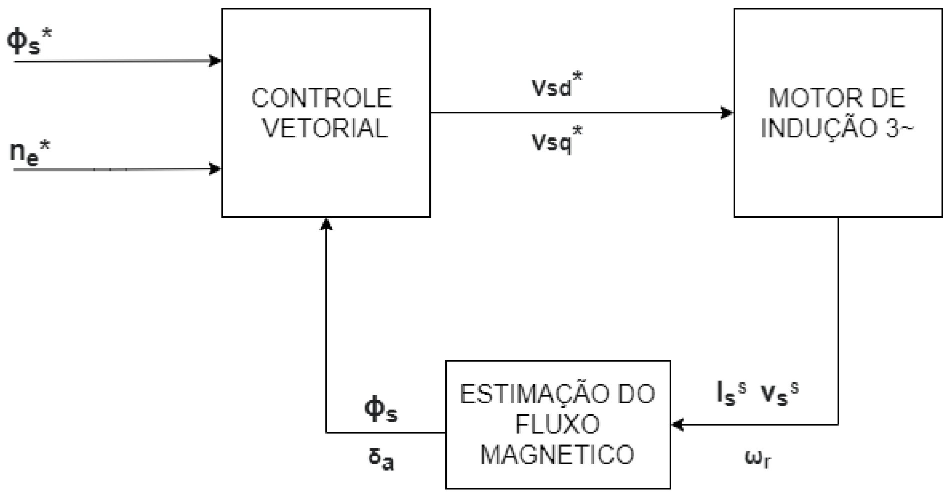
4.1 Estimação do fluxo magnético

Assumindo que a máquina estudada é livre de saturação, simétrica e com distribuição senoidal do fluxo, é possível representá-la pelo modelo vetorial em um referencial genérico, dados por (41) a (44).

Adotando o referencial do fluxo estatórico, ou seja, $g = a$, a equação (41), é simplificada promovendo o desacoplamento entre as partes real e imaginária do vetor do fluxo estatórico de modo que $\phi_s^a = \phi_s + 0$. Desta forma, pode-se reescrever as equações desacopladas descrevendo a tensão da máquina no referencial do fluxo estatórico por:

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a + \frac{d\phi_s}{dt} \tag{72}$$

Figura 5 – Estratégia de controle vetorial.



Fonte: autoria própria.

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_s \tag{73}$$

A equação (50) também fornece informações que possibilitam estimar o fluxo magnético da máquina. Isolando-se os termos ϕ_{sd}^s e ϕ_{sq}^s por meio da integração das componentes v_{sd}^s e v_{sq}^s com suas respectivas quedas de tensão, os termos δ_a e ϕ_s são calculados pelas expressões:

$$\delta_a = \mathrm{atan}(\frac{\phi_{sd}^s}{\phi_{sq}^s}) \tag{74}$$

$$\phi_s = \mathrm{abs}(\phi_{sd}^s, \phi_{sq}^s) \tag{75}$$

4.2 Controle vetorial direto em quadratura no referencial do fluxo estatórico

Para o controle em quadratura com o fluxo estatórico que é empregado neste trabalho, 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 e o controlador IP. Para tal, partindo-se das equações (65) a (69) e utilizando-se das variáveis no referencial do fluxo estatórico, ou seja $\phi_{sd}^a = \phi_s$, $\phi_{sq}^a = \phi_s$ e $\omega_g = \omega_a$ é possível escrever equações que relacionam o fluxo e a corrente estatórica em termos das componentes dq.

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sd}^a + \sigma l_s \frac{di_{sd}^a}{dt} - \omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a = \frac{1}{\tau_r} \phi_s + \frac{d\phi_s}{dt} \tag{76}$$

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sq}^a + \sigma l_s \frac{di_{sq}^a}{dt} + \omega_{ar} \sigma l_s i_{sd}^a = \omega_{ar} \phi_s \tag{77}$$

em que $i_{sd}^a = i_s \cos(\delta_i - \delta_a)$, $\sigma = 1 - l_m^2/l_s * l_r$ é o coeficiente de dispersão do fluxo, $\tau_s = l_s/r_s$ é a constante de tempo do estator e $\tau_r = l_r/r_r$ é a constante de tempo do rotor.

As equações (76) e (77) podem ser rearranjadas permitindo-se isolar as componentes do fluxo eletromagnético e da corrente de eixo direto no referencial do fluxo estatórico e assim montar a malha para o controle de tais grandezas a partir da análise no domínio da frequência tal como segue:

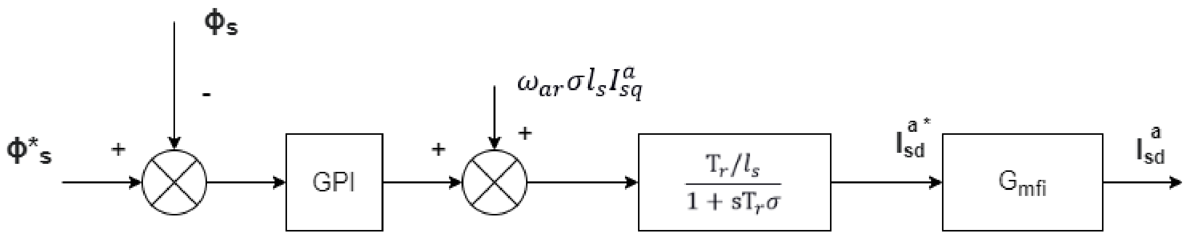
$$I_{sd}^a \left(\frac{1 + s\tau_r\sigma}{\tau_r/l_s} \right) = \left(\frac{1 + s\tau_r\sigma}{\tau_r/l_s} \right) \phi_s + \omega_{ar}\sigma l_s I_{sq}^a \tag{78}$$

$$\Phi_s = \frac{\tau_r}{1 + s\tau_r} \left[\left(\frac{1 + s\tau_r\sigma}{\tau_r/l_s} \right) I_{sd}^a - \omega_{ar}\sigma l_s I_{sq}^a \right] \tag{79}$$

Supondo que a corrente a corrente estatórica de eixo direto no referencial do fluxo estatórico é a corrente de referência multiplicada pelo ganho da malha de controle de corrente, ou seja, $I_{sd}^a = G_{mfi} I_{sd}^{a*}$, (78) fornece as informações necessárias para a montagem da malha de controle de fluxo eletromagnético da Figura 6 cuja planta é obtida por (79), sendo ilustrada pela Figura 7.

É importante notar que existe um acoplamento causado pela presença da corrente do eixo em quadratura I_{sq}^a em (78) e (79). Um dos objetivos do controle proposto o fluxo eletromagnético é compensar esse acoplamento fazendo com que alterações de conjugado/velocidade e consequentemente de I_{sq}^a não causem grandes perturbações no sistema.

Figura 6 – Diagrama de blocos do lado do conotrolador do fluxo estatórico no referencial do fluxo estatórico.



Fonte: autoria própria.

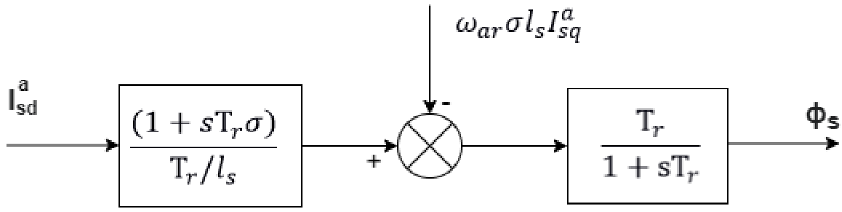
No referencial genérico, pode-se substituir em (65) e (66) as correntes e fluxos obtidos nas equações (67) e (68) de forma que:

$$\mathbf{v}_s^g = \left[r_s + \frac{(l_s - \sigma l_s)}{\tau_r} \right] \mathbf{i}_s^g + \sigma l_s \frac{d\mathbf{i}_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s \ \mathbf{i}_s^g + j(\omega_r - \frac{1}{\tau_r}) \frac{(l_s - \sigma l_s)}{l_m} \phi_r^g \tag{80}$$

Em uma abordagem SISO, separando as partes real e imaginária, tem-se:

$$\mathbf{v}_s^g = r_{sr} \mathbf{i}_s^g + \sigma l_s \frac{d\mathbf{i}_s^g}{dt} + \mathbf{e}_s^g \tag{81}$$

Figura 7 – Diagrama de blocos do lado da planta do fluxo estatórico no referencial do fluxo estatórico.



Fonte: autoria própria.

em que $r_{rs} = r_s + \frac{(l_s - \sigma l_s)}{\tau_r}$ e o termo e^g_s em (81) é uma força contraeletromotriz a ser compensada no controle e representa a parte imaginária, sendo então descrita como:

$$\mathbf{e}^g_s = j\omega_g \sigma l_s \mathbf{i}^g_s + j(\omega_r - \frac{1}{\tau_r})\frac{(l_s - \sigma l_s)}{l_m}\phi^g_r \tag{82}$$

Trazendo-se a equação (81) para o referencial do fluxo estatórico, é possível separar a equação da componente de eixo direto que serve como base para o controle da corrente i_{sd} e i_{sq} que é descrita como:

$$V^a_{sd} = r_{rs} I^a_{sd} + \sigma l_s I^a_{sd} + E^a_{sq} \tag{83}$$

$$V^a_{sq} = r_{rs} I^a_{sq} + \sigma l_s I^a_{sq} + E^a_{sd} \tag{84}$$

Controle da componente direta da corrente estatórica

A equação (83) pode ser reorganizada visando isolar a corrente I^a_{sd} em relação as constantes da máquina e das tensões V^a_{sd} e E^a_{sd}:

$$I^a_{sd} = \frac{1/r_{sr}}{(1 + s\sigma l_s / r_{sr})}[V^a_{sd} - E^a_{sd}] \tag{85}$$

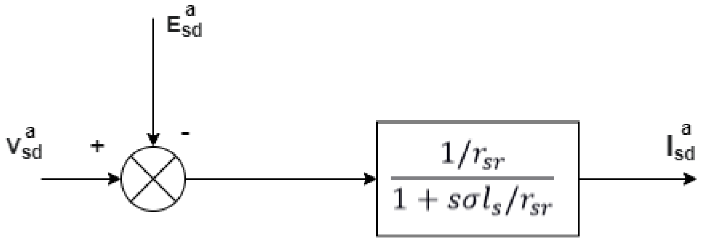
que pode ser ilustrada na Figura 8.

Considerando-se que, neste caso, a velocidade de atuação do conversor faça com que o atraso gerado seja pequeno o suficiente para ser considerado como um ganho unitário. Sendo assim, V^{a*}_{sd} é aproximadamente igual a V^a_{sd} e então o controle da corrente pode ser estabelecido diretamente da equação (83), sendo:

$$V^{a*}_{sd} \approx V^a_{sd} = r_{rs} I^a_{sd} + \sigma l_s I^a_{sd} + E^a_{sq} \tag{86}$$

Como dito anteriormente, a força contraeletromotriz E^a_{sq} é vista como uma perturbação ao sistema e a estratégia de controle proposta para esse sistema é responsável pela compensação

Figura 8 – Diagrama de blocos do lado do controlador da componente direta da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico.

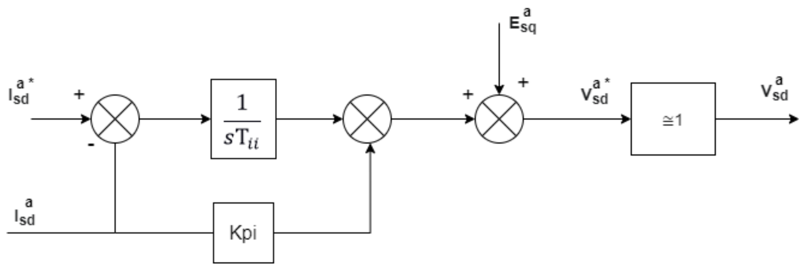


Fonte: autoria própria.

da componente. Sendo assim, para fins de cálculo das constantes empregadas nos controladores, o valor de E_{sq}^a é zero.

A estratégia de controle para a corrente I_{sd}^a é pensada visando um comportamento com com sobressinal extremamente limitado e recuperação mais rápida em caso de mudança de referencial prevendo situações de mudança de velocidade da máquina que causariam enfraquecimento no campo. Segundo Sreekumar e Jiji (2012), o controlador IP seria uma melhor solução devido as suas melhores características em situações dinâmicas. Na Figura 9, está ilustrada a inserção do controlador IP no controle da corrente I_{sd}^a.

Figura 9 – Diagrama de blocos do lado do controlador da componente direta da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico com controlador IP.



Fonte: autoria própria.

Da malha de controle da Figura 9, é extraída a função de transferência da qual os ganhos dos controladores proporcional e integral são obtidos, sendo descrita como:

$$\frac{I_{sd}^a}{I_{sd}^{a*}} = \frac{\frac{1}{T_{ii}\sigma l_s}}{s^2 + s\left(\frac{r_{sr}}{\sigma l_s} + \frac{K_{pi}}{\sigma l_s}\right) + \frac{1}{T_{ii}\sigma l_s}} \tag{87}$$

A equação (87) pode então ser comparada com a função generalizada de segunda ordem

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \tag{88}$$

A função de transferência (88) tem resposta conhecida, desta forma, é possível, conhecendo os componentes ζ e ω_n, prever a saída do sistema quando submetido a uma entrada. O comportamento desejado para a corrente I_{sd}^a é obtido quando o termo ζ é igual a um resultando num comportamento criticamente amortecido. Com o valor de ζ igualado a um o valor de K_{pi} pode ser calculado como indicado na equação (89)

$$K_{pi} = 2\sqrt{\frac{\sigma l_s}{T_{ii}}} - r_{sr} \tag{89}$$

Com o valor de K_{pi} calculado em função de T_{ii}, este tempo pode ser definido através da substituição do ζ na equação (88) pela unidade. A função de transferência generalizada (88) então deve possuir duas raízes reais e idênticas:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n} + 1\right)^2} \tag{90}$$

Os termos da equação (90) podem então ser comparados com os coeficientes das equações (87) e (88) obtendo-se então:

$$\frac{I_{sd}^a}{I_{sd}^{a*}} = \frac{1}{T_{ii}\sigma l_s + 2\sqrt{T_{ii}\sigma l_s} + 1} \tag{91}$$

Considerando que o T_{ii} é muito pequeno (milissegundos) a equação (91) pode então ser simplificada em:

$$\frac{I_{sd}^a}{I_{sd}^{a*}} = \frac{1}{sT_{is} + 1} \tag{92}$$

em que $T_{is} = 2\sqrt{T_{ii}\sigma l_s}$.

Controle da componente em quadratura da corrente estatórica

O controle da componente em quadratura da corrente estatórica pode ser obtido a partir da equação (84). Nesse ponto, é importante notar que a equação para a corrente em quadratura é similar à equação (83) que foi utilizada para o controle da componente direta da corrente estatórica apenas substituindo os subíndice d por q. Sendo assim, a análise dos ganhos dos controladores da corrente em quadratura acontece de forma similar à realizada para a componente direta e é razoável assumir que os mesmos ganhos sejam utilizados em ambas as malhas.

Controle do fluxo

O controle do fluxo é retirado da malha de controle da Figura 6, substituindo-se o G_{mfi} que representa o ganho da malha interna de corrente pela equação (92) resultando na função de transferência de malha aberta

$$G_{ma\phi} = G_{pi\phi}\frac{1}{sT_{is}+1}\frac{\tau_r}{s\tau_r+1} \tag{93}$$

A função de transferência (93) possui um polo localizado em τ_r e outro devido ao controlador de corrente. Um controlador PI pode ser utilizado nessa situação devido a presença de um zero em sua função de transferência que pode ser usado para cancelar o polo mais lento do sistema. O ganho do controlador é expresso por

$$G_{pi\phi} = \frac{K_{p\phi}}{sT_{i\phi}}(sT_{i\phi}+1) \tag{94}$$

O ganho do controlador (94) então pode ser inserido na equação (93), o zero do controlador pode ser posicionado visando compensar o polo localizado em τ_r se $T_{i\phi} = \tau_r$ resultando em:

$$G_{ma\phi} = \frac{K_{p\phi}}{s^2T_{is}+s} \tag{95}$$

O ganho em malha fechada da Figura 6 pode então ser calculado com base em (96)

$$G_{mf\phi} = \frac{\frac{K_{p\phi}}{T_{is}}}{s^2 + s\frac{1}{T_{is}} + \frac{K_{p\phi}}{T_{is}}} \tag{96}$$

O processo de comparação com a forma generalizada da função de transferência de segunda ordem pode ser repetido para o controle de fluxo. Para uma resposta criticamente amortecida com polos reais e idênticos, obtém-se:

$$K_{p\phi} = \frac{1}{4}T_{is} \tag{97}$$

Controle de velocidade e conjugado

A partir da equação (53), Jacobina (2005) define uma relação entre os valores de conjugado e da componente em quadratura da corrente estatórica:

$$c_e = P\phi_s i^a_{sq} \tag{98}$$

Além disso, a equação que descreve o comportamento dinâmico do motor de indução em função das suas grandezas mecânicas é dada por:

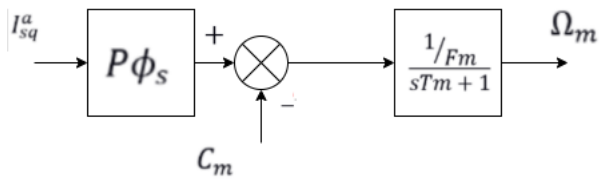
$$c_e - c_m = J_m\frac{d\omega_m}{dt} + F_m\omega_m \tag{99}$$

As equações (98) e (99) sugerem que a redução ou incremento na corrente i_{sq}^a causaria uma mudança no conjugado eletromagnético resultando na aceleração ou desaceleração da máquina. Sendo assim, é possível montar uma malha de controle em que se tenha como entrada um valor de velocidade e como saída um valor de corrente.

O controle de velocidade é realizado através da equação (99) no domínio da frequência. Substituindo-se o valor do conjugado eletromagnético pelo indicado em (98), é possível obter uma relação direta entre a componente em quadratura da corrente estatórica e a velocidade do motor, representando então a planta de velocidade ilustrada na Figura 10. Nela, a constante de tempo é dada por $T_m = J_m/F_m$.

$$I_{sq}^a(P\phi_s) = (sJ_m + F_m)\Omega_m + C_m \tag{100}$$

Figura 10 – Diagrama de blocos do lado da planta de velocidade.



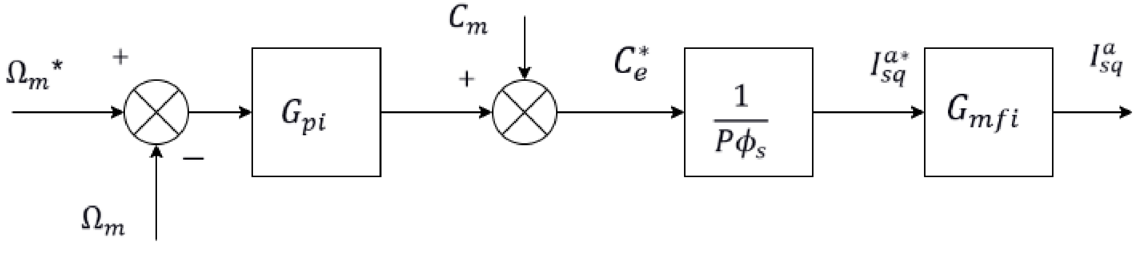
Fonte: autoria própria.

Para fins de cálculo dos controladores, o conjugado mecânico da (100) é tido como uma perturbação que deve ser compensada pelo controle e, sendo assim, seu valor é desprezado.

A malha de controle da Figura 11 é obtida através das equações (99) e (100) com um controlador do tipo PI utilizado para velocidade com função de transferência expressa como:

$$G_{pim} = \frac{K_{pm}}{sT_{im}}(sT_{im} + 1) \tag{101}$$

Figura 11 – Diagrama de blocos do lado da planta de velocidade.



Fonte: autoria própria.

em que G_{fmi} é o ganho da malha interna que representa o controle da componente em quadratura da corrente estatórica.

Adicionando-se o lado da planta da Figura 10 em cascata à malha de controle da Figura 11, é obtida a função de transferência em malha aberta:

$$G_{mam} = \frac{K_{pm}}{sT_{im}}(sT_{is}+1)\frac{1}{sT_i s+1}\frac{\frac{1}{F_m}}{sT_m+1} \tag{102}$$

Considerando-se que $T_m = T_{im}$, o ganho de malha fechada pode ser calculado como:

$$G_{mfm} = \frac{K_{pm}/J_m T_{is}}{s^2 + \frac{1}{T_{is}}s + \frac{K_{pm}}{JmT_{is}}} \tag{103}$$

O ganho do controlador proporcional é obtido comparando o ganho em malha fechada (104) com a forma generalizada das funções de transferência de segunda ordem (88). Para polos reais e idênticos, obtém-se:

$$K_{pm} = \frac{J_m}{4T_{is}} \tag{104}$$

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A simulação do controle proposto neste trabalho, cf. Figura 5, foi desenvolvida no ambiente de simulação PSIM. Os dados de operação do motor são importados da equipe da fórmula SAE da UFRPE-UACSA e estão indicados na Tabela 1 e os valores das resistências e indutâncias do rotor e estator estão indicados na Tabela 2. O valor do coeficiente de fricção (F_m), no entanto, só pode ser obtido por meio de métodos experimentais e, por isso, para este trabalho, seu valor foi o pré determinado para os motores de indução do ambiente PSIM.

A simulação se inicia com a aceleração da máquina desde a inércia . Após um segundo e meio, é inserido um conjugado mecânico, no valor de 13 $N.m$, que é o conjugado nominal da máquina. Este conjugado mecânico é visto como uma perturbação pelo sistema e portanto é compensado de acordo com a estratégia de controle escolhida.

Tabela 1 – Dados de operação do motor.

Parâmetro	Valor
Frequência de operação	150 Hz
Número de pólos	4
Tensão nominal da bateria	72 V
Tensão eficaz de linha	51 V
Corrente nominal	130 A
Momento de inércia	0.0092 kgm^2
Conjugado nominal	13.00 N.m

Fonte: WEG (2019).

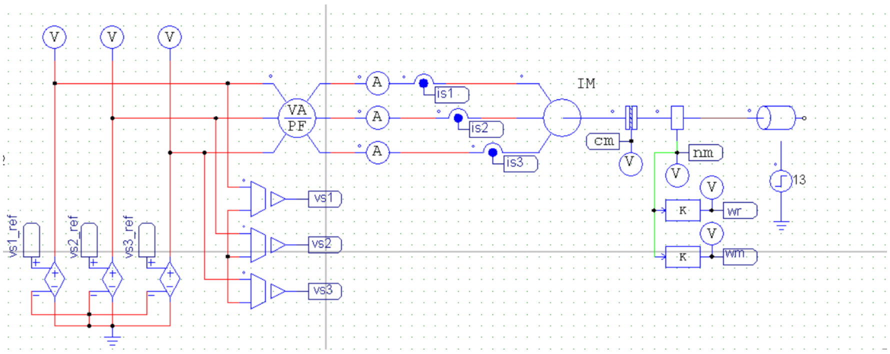
Tabela 2 – Valores de resistência e indutância da máquina.

Parâmetro	Valor
r_s	18.9 mΩ
r_r	24.5 mΩ
l_s	1.09 mH
l_r	1.09 mH
l_m	1.02 mH

Fonte: autoria própria.

No circuito de força utilizado na simulação cf. Figura 12, a alimentação em tensão do motor é realizada por meio de fontes controladas de tensão. Estas fontes substituem a utilização de um conversor de potência com precisão suficiente para o propósito deste deste trabalho. Além disso, o motor é simulado com uma mudança de conjugado durante o processo e operação, permitindo analisar situações de mudanças no conjugado eletromagnético em curtos espaços de tempo, validando a aplicação do sistema de controle desenvolvido para esta aplicação.

Figura 12 – Circuito de força da simulação proposta no trabalho.



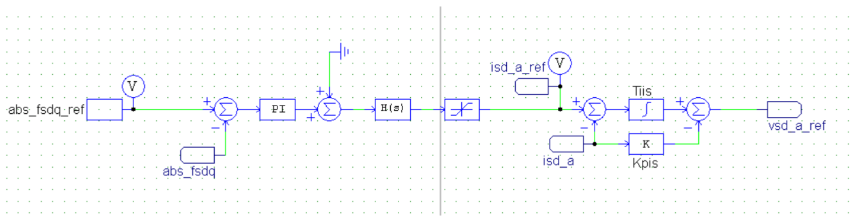
Fonte: autoria própria.

5.1 Malha do fluxo eletromagnético

A malha do fluxo eletromagnético , cf. Figura 13, foi implementada no programa PSIM sendo composta pelo controlador PI de fluxo eletromagnético e o controlador IP da componente direta da corrente estatórica. Os valores dos ganhos proporcionais e constante de tempo dos controladores foram calculado através do *script* para o programa MATLAB no apêncice A deste trabalho. O valor de fluxo eletromagnético de referênciafoi obtido através da simulação da máquina funcionando com tensão e carga nominal.

Para a validação da estratégia de controle proposta, a máquina foi iniciada a vazio e seu conjugado nominal foi adicionado durante a simulação. O valor da componente direta da corrente estatórica foi limitada a 200 A simulando uma limitação técnica do cabeamento que conecta a máquina à bateria.

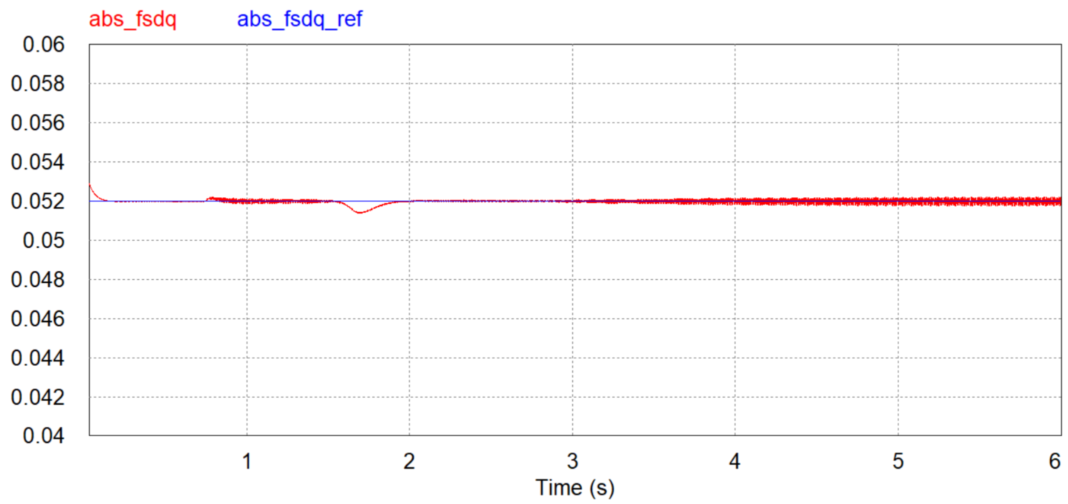
Figura 13 – Malha de controle do fluxo eletromagnético e da componente direta da corrente estatórica.



Fonte: autoria própria.

Na Figura 14, estão ilustrados o fluxo de referência e o valor obtido pela estimação do fluxo magnético, ambos em Wb, explicitada na Seção 4.1. Nesta figura, é possível observar o comportamento do fluxo eletromagnético a partir da variação do conjugado eletromagnético e, consequentemente, a sua reação à mudança de velocidade.

Figura 14 – Resposta dinâmica do controle do fluxo no referencial do fluxo estatórico, em que abs_fsdq (na cor vermelha) denota fluxo medido e abs_fsdq_ref (na cor azul) denota a referência do fluxo.



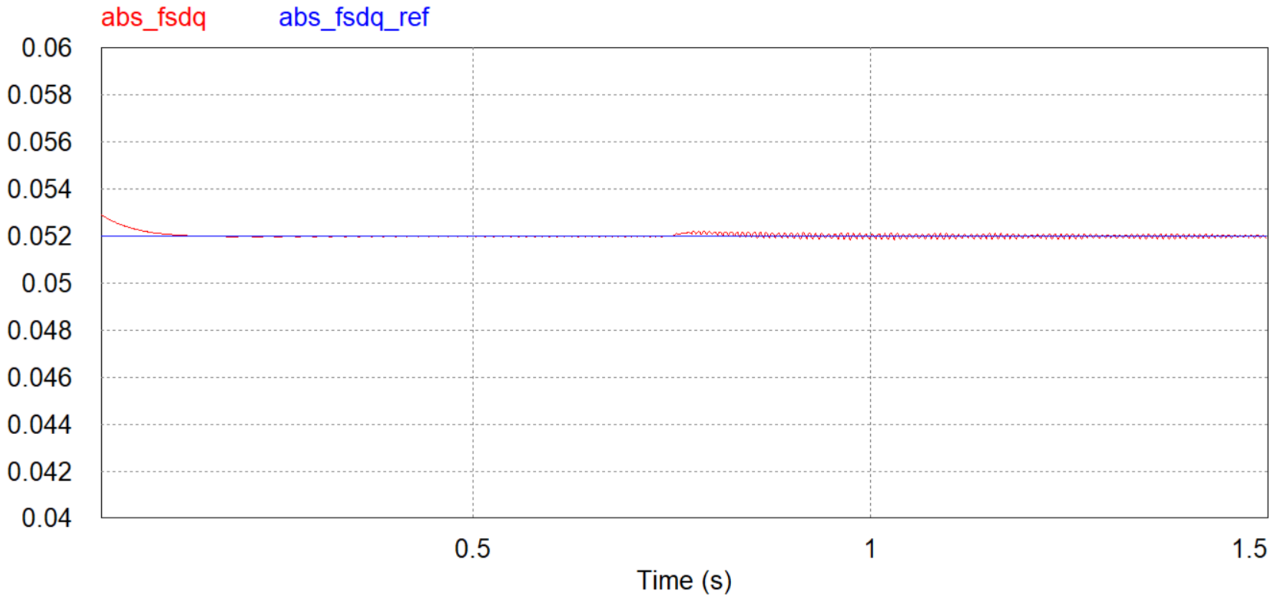
Fonte: autoria própria.

O valor real do fluxo eletromagnético da Figura 14 apresenta um sobressinal (aproximadamente 5% de 0.052) e o tempo de assentamento é de 0,2 segundos cf. Figura15, isto acontece principalmente por conta do limite de velocidade imposto ao controle. Há uma alteração significativa no valor do fluxo quando acontece a inserção do conjugado nominal no sistema. Isto acontece pois, apesar de a malha de fluxo eletromagnético não estar diretamente conectada à de conjugado, a equação (79) mostra um acoplamento entre o fluxo e a componente em quadratura da corrente estatórica, que é diretamente relacionada ao conjugado. Esta perturbação é reduzida pelo controle. Vale salientar que a resposta em regime permanente do fluxo estatórico controlado apresenta uma oscilação que aumenta de acordo com a velocidade da máquina, podendo ser percebida claramente entre os segundos 1 (um) e 2 (dois) da figura 14 e novamente, após a inserção do conjugado nominal. Este fenômeno acontece devido à não inserção da componente $\omega_{ar}\sigma l_s I^a_{sq}$ da equação (79). Como este termo tem ligação direta com a velocidade do rotor, é de se esperar que, a medida que a máquina acelere, ocorra um aumento no seu valor numérico e, consequentemente, um aumento de sua influência no sistema.

O comportamento em regime transitório iniciando de uma condição inicial onde não há fluxo eletromagnético remanescente até o valor de referencia é mostrado na Figura 15. A transição é feita rapidamente e sem sobressinal, mostrando a eficiência da estratégia de controle.

O controlador IP escolhido para componente direta da corrente estatórica deve fornecer uma resposta rápida e sem sobressinais. Na Figura 16, está ilustrado o comportamento desta componente da corrente durante as mudanças no referencial do conjugado eletromagnético. É

Figura 15 – Resposta transitória na partida a vazio do controle do fluxo no referencial do fluxo estatórico, em que abs_fsdq (na cor vermelha) denota fluxo medido e abs_fsdq_ref (na cor azul) denota a referência do fluxo.



Fonte: autoria própria.

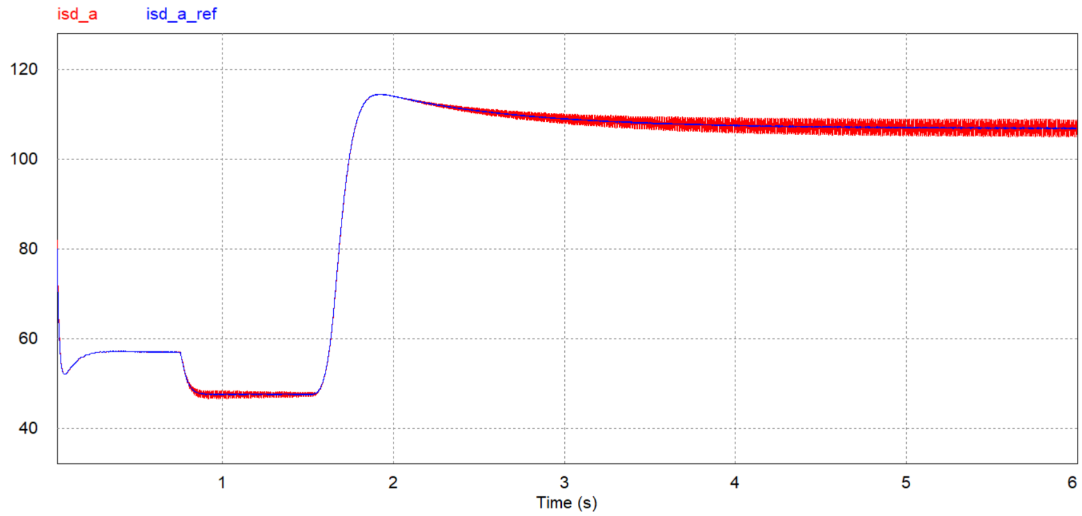
possível observar que as perturbações são eliminadas mais rapidamente no controle de corrente em relação ao ocorrido para o fluxo eletromagnético (Figura 14). Como a malha de corrente é interna à de fluxo, a maior rapidez na resposta do controle do primeiro não é só justificada, mas necessária para o bom funcionamento do sistema.

A Figura 17 tem o objetivo de ilustrar o comportamento transitório da componente direta da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico. Nela, é possível observar que o valor simulado da corrente i_{sd}^{a}, obtido através do circuito de força da simulação, segue o valor de referência, validando a escolha dos ganhos para esta aplicação. É importante notar que a corrente em nenhum momento ultrapassa os limites de 200 A impostos pelo limitador inserido na malha de controle da Figura 13.

5.2 Malha de velocidade e conjugado

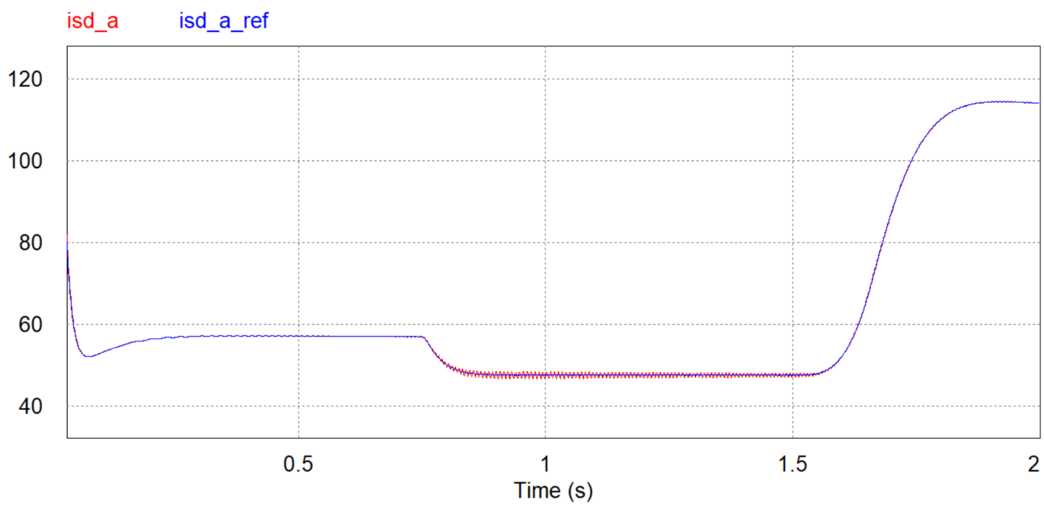
A malha de velocidade cf. Figura 18 foi montada no programa PSIM sendo composta pela entrada de velocidade, sendo representada pelo gerador de sinais alternados, pelo controlador PI de velocidade e pelo controlador IP da componente em quadratura da corrente estatórica. Os valores dos ganhos proporcionais e constante de tempo dos controladores foram calculados através do *script* para o programa MATLAB indicado no Apêndice A deste trabalho. O valor de conjugado eletromagnético de referência é alterado entorno do conjugado nominal

Figura 16 – Resposta dinâmica do controle da componente direta da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico, em que isd_a (na cor vermelha) denota a corrente medida e isd_a_ref (na cor azul) denota a referência de corrente.



Fonte: autoria própria.

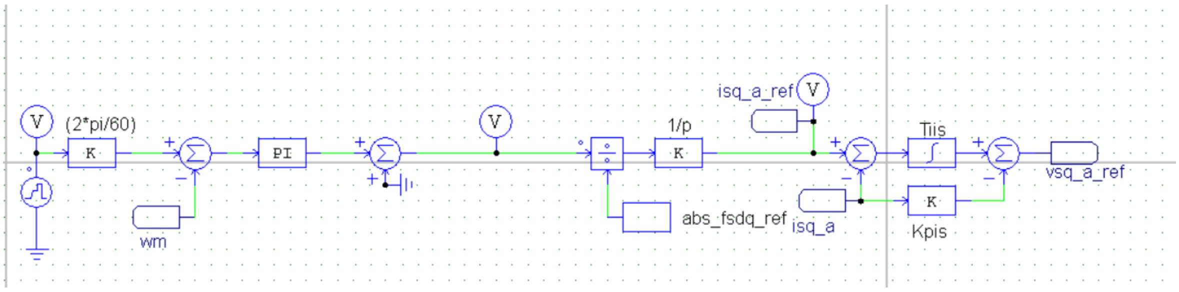
Figura 17 – Resposta transitória na partida a vazio do controle da componente direta da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico, em que isd_a (na cor vermelha) denota a corrente medida e isd_a_ref (na cor azul) denota a referência de corrente.



Fonte: autoria própria.

da máquina.

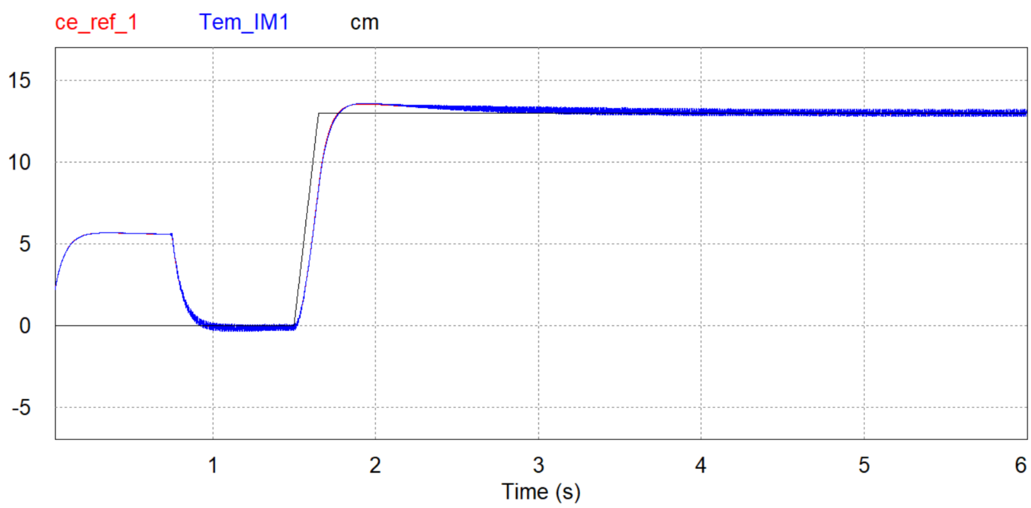
Figura 18 – Malha de controle de velocidade e da componente em quadratura da corrente estatórica



Fonte: autoria própria.

A comparação entre o conjugado eletromagnético da máquina, o valor obtido através da equação (98) e o conjugado mecânico inserido como perturbação na simulação, é ilustrado na Figura 19, durante todas as oscilações o controle se mostra eficiente e o valor calculado segue a referência independentemente de seu valor de entrada. Além disso, é possível observar que, a partir da inseção do conjugado mecânico, o conjugado eletromagnético se eleva, compensando a perturbação mecânica e dando início a reaceleração da máquina.

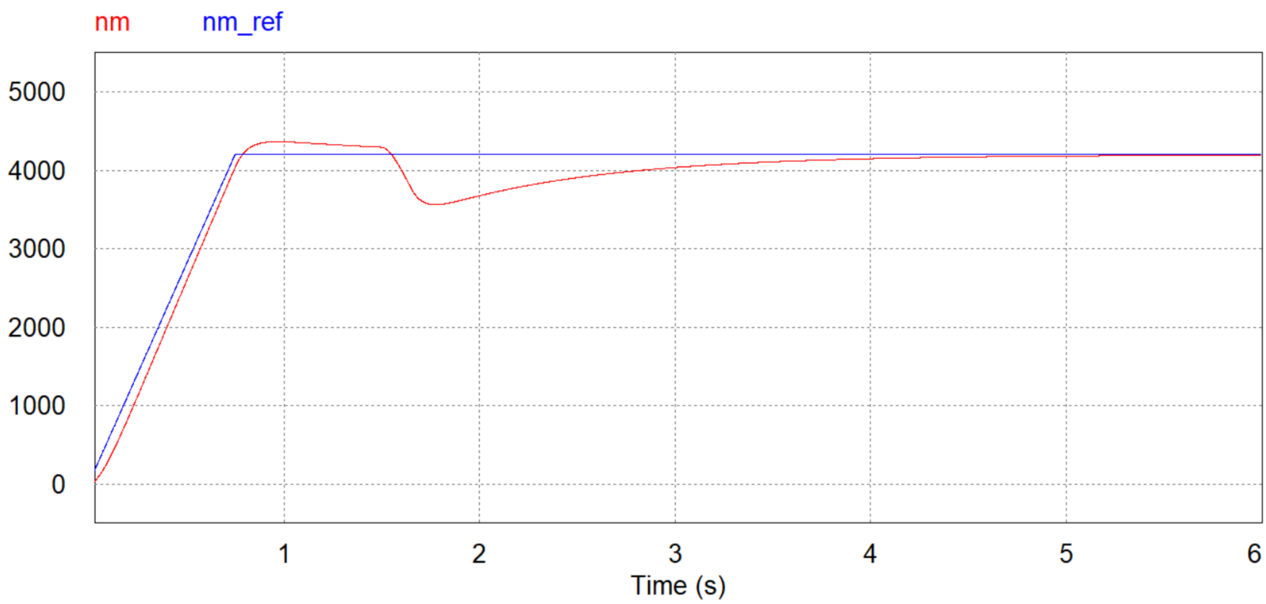
Figura 19 – Resposta dinâmica do conjugado eletromagnético , em que ce_ref_1 (na cor vermelha) denota o conjugado calculado , Tem_IM1 (na cor azul) denota o valor de conjugado aferido na saída do motor e c_m (na cor preta) denota o valor de conjugado mecânico inserido na simulação.



Fonte: autoria própria.

A velocidade de rotação da motor, em rotações por minuto, em comparação ao seu referencial é ilustrada na Figura 20. Com a máquina simulada na condição “a vazio”, é possível a a rampa de velocidade de referência sendo seguida de perto pelo valor real da simulação. Após a inserção de um conjugado mecânico, o valor de velocidade sofre um decaimento que é posteriormente compensado pelo controle através do aumento do conjugado eletromagnético. Na Figura 21, está ilustrado o comportamento transitório da velocidade, passando pela sua rampa de subida desde o repouso até o aparecimento do conjugado mecânico. É possível observar que, ainda que a ausência de uma compensação de conjugado sugerida em (100) faça com que o sistema sofra uma queda na velocidade, a perturbação é compensada de forma rápida pelo controle. A ausencia da compensação do conjugado é justificada pela dificuldade prática de se obter seu valor correto durante a operação da máquina. É importante ressaltar que a resposta da velocidade mecânica da máquina quando inserido o conjugado nominal é bem mais rápida quando comparado com os valores cálculados por Filho (2007, p. 310), sugerindo que a aplicação do controle, de fato, reduz o tempo de aceleração da máquina mesmo na condição extrema de inserção súbita do valor total do conjugado nominal apresentada na simulação.

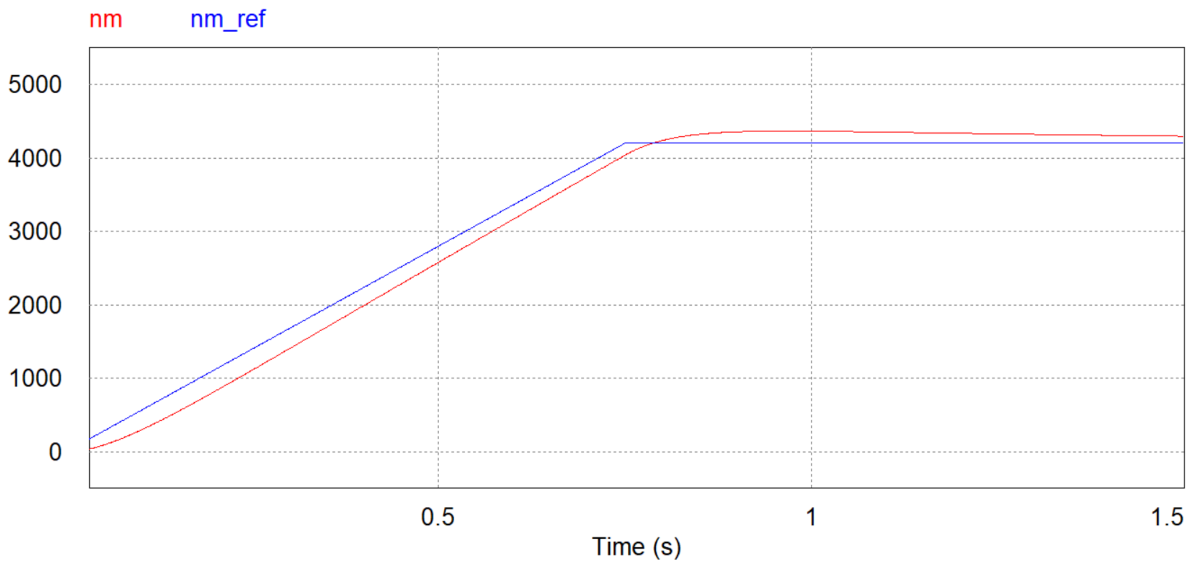
Figura 20 – Resposta dinâmica do controle de velocidade, em que nm (na cor vermelha) denota a velocidade medida e nm_ref (na cor azul) denota a referência de velocidade.



Fonte: autoria própria.

No controle de velocidade deste trabalho, o valor conjugado e sua relação com a componente em quadratura da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico é baseado em (98), sendo assim, o controle de corrente é interno ao de velociade com um comportamento mais rápido para a supressão de perturbações. É esperada uma similaridade entre o comportamento

Figura 21 – Resposta transitória na partida a vazio do controle de velocidade, em que nm (na cor vermelha) denota a velocidade medida e nm_ref (na cor azul) denota a referência de velocidade.

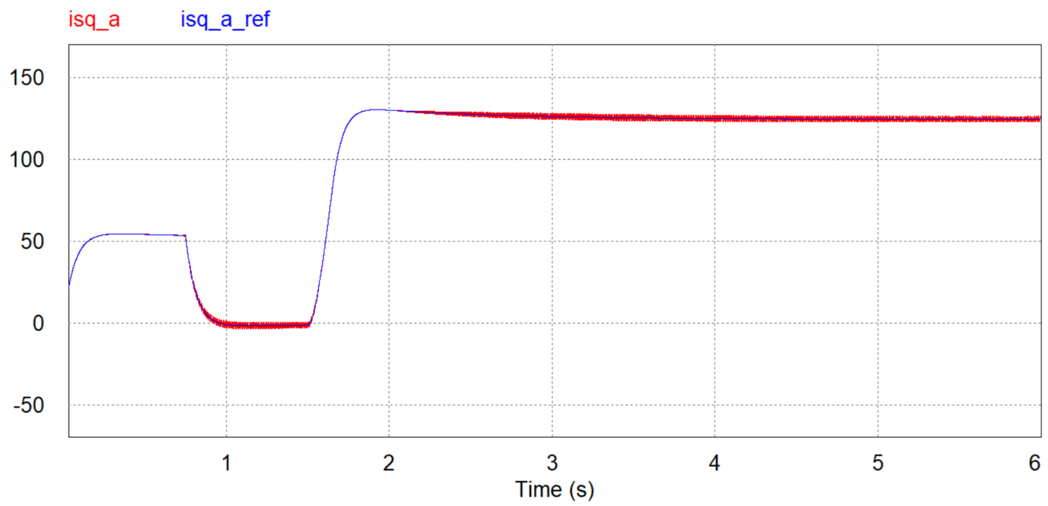


Fonte: autoria própria.

da componente em quadratura da corrente estatórica com o ilustrado na Figura 19. Na Figura 22, podem-se comparar as curvas do valor de referência e do valor obtido da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico. Os valor calculado e o de referencia estão sempre muito próximos durante toda simulação mostrando a eficácia do controle.

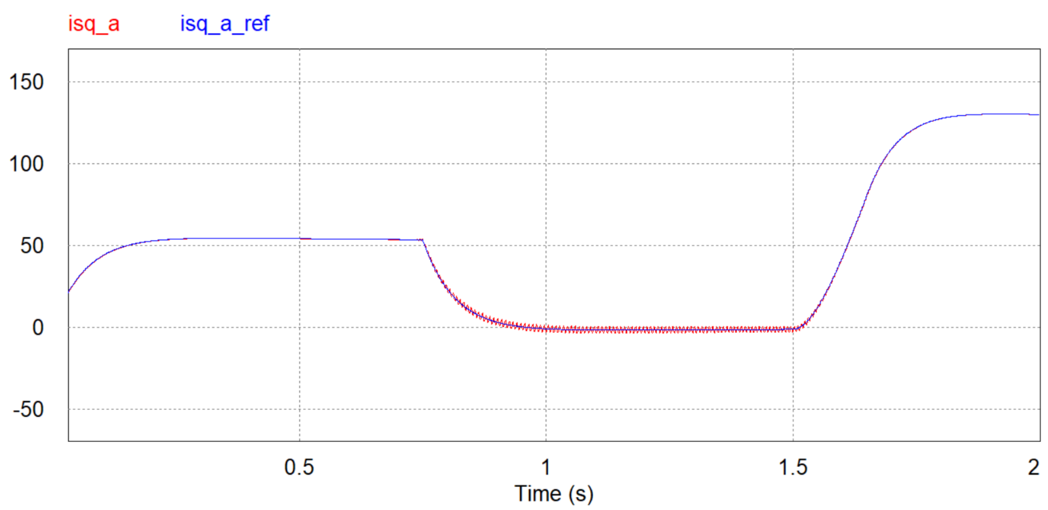
Como os valores para os ganhos do controladores da componente direta da corrente estatórica são iguais aos da componente em quadratura devido a similaridade das equações (83) e (84), o comportamento transitório da componente transitória da corrente estatórica (Figura 23) tem as mesmas características da componente direta (Figura 17). É importante notar que apesar da escolha dos ganhos, as referências não são as mesmas e ainda assim o controle reage bem em ambas as situações.

Figura 22 – Resposta dinâmica do controle da componente em quadratura da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico, em que isq_a (na cor vermelha) denota a corrente medida e isq_a_ref (na cor azul) denota a referência de corrente.



Fonte: autoria própria.

Figura 23 – Resposta transitória na partida a vazio do controle da componente em quadratura da corrente estatórica no referencial do fluxo estatórico, em que isq_a (na cor vermelha) denota a corrente medida e isq_a_ref (na cor azul) denota a referência de corrente.



Fonte: autoria própria.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho, pode-se obter um bom nível de compreensão da modelagem matemática de uma máquina de indução trifásica, desde a representação no referencial trifásico primitivo à representação do modelo no referencial ortogonal simplificado com a aplicação das transformadas de Clarke e Park. Além disso, desenvolveu-se uma estratégia de controle capaz, utilizando-se de grandezas mensuraveis nos terminais do motor, como corrente e tensão, de definir a velocidade do veículo, realizar acelerações, desacelerações e gerenciar mudanças de carga. A partir do modelo apresentado e do controle implementado, pode-se explorar a operação de um motor trifásico incluindo fenômenos físicos como aceleração e desaceleração em carga, e aumento e redução de fluxo magnético para ajuste da velocidade terminal. Assim, pode-se empregar os conceitos clássicos de controle para manipulação de conjugado e velocidade do motor visando sua aplicação num cenário de propulsão elétrica veicular

Os resultados apresentados pelas simulações que puderam sintetizar os conceitos deste trabalho, mesmo com as simplificações realizadas visando facilitar a compreensão do modelo e sua simulação em ambiente computacional, validando o processo de modelagem, a escolha dos referenciais e os cálculo dos componentes de controle escolhidos para a operação da máquina. Desta forma, fica evidenciado a aplicabilidade das simulações computacionais para verificar o funcionamento de motores elétricos submetidos a controle de velocidade e fluxo magnético. Essa abordagem poderá ser benéfica para aumentar o grau de conhecimento da operação da máquina em diversas condições de forma segura, barata e matemáticamente confiável, servindo como base para os estudos e desenvolvimento dos modelos computacionais para a equipe Evolt da UFRPE-UACSA.

7 TRABALHOS FUTUROS

Com base nos resultados obtidos neste trabalho, a modelo matemático e a escolha do sistema de controle se mostram adequados para a aplicação na propulsão de um veículo eletrico. Visando aprofundar o conhecimento e aumentar a aplicabilidade do sistema proposto, a aplicação de um conversor de potência PWM que substitua as fontes de tensão controlada da simulação será de grande importância para uma implementação do sistema de controle em uma situação real, como o da fórmula SAE da UFRPE-UACSA.

Um grande aporte à utilização de motores elétricos para a propulsão de um veículo elétricos é a utilização da frenagem da máquina para a recuperação de energia e recarga da bateria, possibilitando a redução do desperdício da energia e uma utilização mais otimizada e sustentável deste recurso. Sistemas como os estudados por Oliveira (2013) e Paredes (2013) trazem a perspecitiva de integração do modelo de frenagem com o sistema estudado neste trabalho.

Referências

Ahmed, F. I. et al. P-i and i-p controllers in a closed loop for dc motor drives. *In*: PROCEEDINGS OF POWER CONVERSION CONFERENCE - PCC '97, 1997 [S.l.]. **ANAIS […]**. [S.l.: s.n.], v. 2, p. 613-618. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org /document/638255. Acesso em: 12 ago. 2020

FILHO, J. M. **Instalações elétricas industriais**. 7. ed. São Paulo: LTC, 2007. p. 300-311.

FRANCHI, C. M. Acionamentos elétricos. 4 ed. São Paulo: Érica, 2008. p. 1-25.

GIMÉNEZ, R. B**. High performance sensorless vector control of induction motor drives.** Dissertação (Doutorado em Filosofia) — University of Nottingham, Inglaterra, 1995. Disponível em: https://www.researchgate.net/profile/Ramon_Blasco-Gimenez/publication/34501215_high_performance_sensorless_vector_control_of_induction_motor_drives_microform/links/54f9b6c60cf29a9fbd7c5074/High-performance-sensorless-vector-control-of-induction-motor-drives-microform.pdf. Acesso em: 18 out. 2020.

GÜNEŞER, M. et al. An induction motor design for urban use electric vehicle. *In*: IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (PEMC), 2016, [S.l.]. **ANAIS […]**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 261–266. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/7752008. Acesso em: 21 out. 2020.

Hofmann, H.; Sanders, S. R.; Sullivan, C. Stator-flux-based vector control of induction machines in magnetic saturation. *In*: IAS '95. CONFERENCE RECORD OF THE 1995 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE THIRTIETH IAS ANNUAL MEETING, 1995, [S.l.]. **ANAIS […].** [S.l.: s.n.], v. 1, p. 152– 158. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/605735. Acesso em: 08 set. 2020.

JACOBINA, C. B. **Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica**. Campina Grande - PB: [s.n.], 2005

M. P. Kazmierkowski. et al. High-performance motor drives, 2011. *In: IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE*, 2011 [S.l.]. **ANAIS […].** [S.l.: s.n.] v. 5, p. 6-26. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/6042559. Acesso em: 07 set. 2020.

Lokriti, A.; Zidani, Y. Contribution to stator flux orientation vector control of an induction machine. In: 2009 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MULTIMEDIA COMPUTING AND SYSTEMS, 2009, [S.l.]. **ANAIS […].** [S.l.: s.n.]. p. 565–570. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/5256724. Acesso em: 07 set. 2020.

NOVINSCHI, A. **Simulation and implentation of rotor flux control for an induction motor**. Tese (Doutorado em Filosofia) — Universidade de De Montfort, Inglaterra, 1998. Disponível em: https://www.dora.dmu.ac.uk/handle/2086 /5208?show=full. Acesso em: 10 set. 2020.

Ohm, D. Y. Analysis of pid and pdf compensators for motion control systems. *In*: PROCEEDINGS OF 1994 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 1994**,** [S.l.]. **ANAIS […].** [S.l.: s.n.]. v. 2, p. 1923–1929 vol.3. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/377694. Acesso em: 22 set. 2020

OLIVEIRA, R. A. H. de. **Sistema de frenagem regenerativa com motor de indução linear do veículo maglev-cobra,** C. Dissertação (Mestrado em Ciências) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013. Disponível em: http://pee.ufrj.br/teses/textocompleto/2013082901.pdf. Acesso em: 04 out. 2020

PAREDES, M. G. S. P. **Frenagem regenerativa em veículo elétrico acionado por motor de indução**: estudo, simulação e verificação experimental, [S.l.]. Dissertação (Mestrado em Engenharia elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, 2013. Disponível em: http://repositorio.unicamp.br/jspui/bitstream/REPOSIP/259304/1/PerezParedes_MarinaGabrielaSadith_M.pdf . Acesso em: 04 out. 2020.

RIPPEL, W. **Induction versus dc brushless motors**. [S.l.], 9 jan. 2007. Disponível em: https://www.tesla.com/blog/induction-versus-dc-brushless-motors?ga=2.135226097. 1148069356.1503696154-1737370490.1503696154. Acesso em: 10 dez. 2020.

SCHWERY, A. et al. A stator flux oriented vector control for induction motor drives. Research Gate, [S.l.], 1996. Disponível em: https://www.researchgate.net /publication/37464318_A_stator_flux_oriented_vector_control_for_a_PWM_inverter-fed_induction_motor_drive . Acesso em: 21 out. 2020.

Sreekumar, T.; Jiji, K. S. Comparison of proportional-integral (p-i) and integral-proportional (i-p) controllers for speed control in vector controlled induction motor drive. In: 2012 2ND INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER, CONTROL AND EMBEDDED SYSTEMS, 2012, [S.l]. **ANAIS […]**. [S.l.: s.n.]. p. 1-6. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6508089. Acesso em: 21 jan. 2020.

WEG. **Data sheet three phase Induction motor - Squirrel Cage**. Jaraguá do Sul, SC, 2019.

Apêndices

APÊNDICE A – CÁLCULO DOS CONTROLADORES

```
fs = 150; pi = 3.141592653589793;
ws = 2*pi*fs; fsw = 10k;
Td = 1.0/fsw; Vdc = 72;

rs      = 0.0189;   rr      = 0.0245;
lm      = 0.00102;  ls      = 0.00109m;
lr      = 0.00109;  sig     = 1.-(lm*lm/(ls*lr));

p = 2
taur = lr/rr
sig = 1.-(lm*lm/(ls*lr))
rsr = rs+((ls+sig*ls)/taur)
taus = sig*ls/rsr

Tiis = taus/5.0
Kpis = 2.0*sqrt(sig*ls/Tiis)-rsr

Tis = 2.0*sqrt(Tiis*sig*ls)
Tifs = taur/2.0
Kpfs = 1.0/(4*Tis)

Tfm = Tis*20.0
Jm = 0.0092
Fm = 0.01
Kpm = Jm/(4*Tfm)
Tim = Jm/Fm
```