

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Gabriel Tronco Scherer

**Estratégia de controle desacoplado de corrente
aplicado ao motor síncrono de relutância**

Porto Alegre

2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Gabriel Tronco Scherer

**Estratégia de controle desacoplado de corrente aplicado
ao motor síncrono de relutância**

Projeto de Diplomação II, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

UFRGS

Orientador: Prof^a. Dr^a. Thieli Smidt Gabbi

Porto Alegre

2023

Gabriel Tronco Scherer

Estratégia de controle desacoplado de corrente aplicado ao motor síncrono de relutância

Projeto de Diplomação II, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

BANCA EXAMINADORA

Prof. Me. Ben Hur Bandeira Boff
UFRGS

Dr. Filipe Pinarello Scalcon
McMaster University

Prof^ª. Dr^ª. Thieli Smidt Gabbi
Orientador - UFRGS

Aprovado em 20 de abril de 2023.

Agradecimentos

À minha orientadora desse trabalho de conclusão de curso, Professora Thieli Smidt Gabbi, pelo apoio, ajuda e disponibilidade em todos os momentos. Obrigado por aceitar o meu convite inicial mesmo não tendo domínio completo do assunto proposto.

Aos meus colegas no curso de Engenharia Elétrica, pela parceria, momentos, companheirismo, risadas e apoio. Com vocês, essa jornada foi mais leve e divertida.

À minha mãe, Ane, por sempre acreditar em mim e por exceder os seus limites físicos para que eu pudesse concluir esse curso de graduação. Nunca vou esquecer do teu esforço para me possibilitar a oportunidade de estudar.

Ao meu pai, Alex, por me ensinar através do exemplo o que é ser um bom profissional e um bom homem. Tu me ensinou que apesar de tudo, devemos ser justos, honestos e trabalhadores. Por muitas vezes, tu também foi além do teu limite para possibilitar que eu pudesse estudar.

Aos dois, obrigado por todos ensinamentos, os que foram ditos e os que foram mostrados. A preocupação, o esforço e o carinho de vocês me ajudaram a continuar e a persistir. Espero um dia poder retribuir tudo o que vocês fizeram por mim.

À minha Dinda Jaqueline e ao meu Dindo Nei, por todo carinho, apoio e disposição em me ajudar no que fosse preciso. Vocês são parte fundamental da minha formação.

À minha noiva, Paola, que muitas vezes acreditou mais em mim do que eu mesmo. Obrigado por sempre estar do meu lado e servir de apoio quando eu mais precisei. Teu apoio sempre foi fundamental e sem tu do meu lado eu não teria conseguido concluir essa graduação.

All that you touch
And all that you see
All that you taste
All you feel

And all that you love
And all that you hate
All you distrust
All you save

And all that you give
And all that you deal
And all that you buy
Beg, borrow or steal

And all you create
And all you destroy
And all that you do
And all that you say

And all that you eat
And everyone you meet
And all that you slight
And everyone you fight

And all that is now
And all that is gone
And all that's to come

And everything under the Sun is
in tune
But the Sun is eclipsed by the
Moon

Pink Floyd, *Eclipse*

Resumo

Esse trabalho de conclusão de curso propõe a comparação entre duas técnicas de controle de corrente para o acionamento de motores síncronos de relutância. Primeiramente são apresentadas características dessa máquina elétrica e seu modelo matemático é desenvolvido. Logo após, é desenvolvido um controlador por modos deslizantes com observador de distúrbios em tempo contínuo. Esse controlador apresenta grande minimização do acoplamento existente entre os eixos direto e em quadratura, e busca mitigar o efeito de distúrbios externos desconhecidos. São apresentadas as provas de estabilidade do controlador desenvolvido a partir de critério de Lyapunov. A fim de avaliar o comportamento do controlador desenvolvido, são executados, em *software MATLAB/Simulink* dois ensaios, um ensaio de variação de velocidade do motor e um ensaio de variação da carga acoplada ao eixo da máquina. Nesses ensaios, são observadas as correntes de eixo direto e em quadratura. Por fim, o desempenho do controlador apresentado é comparado com o desempenho de um controlador PI aplicado a mesma máquina e submetido aos mesmos ensaios. Observa-se que o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbios minimizou o efeito do acoplamento existente entre as correntes dos eixos dq e apresentou resposta satisfatória também na presença de um distúrbio externo desconhecido, no ensaio com variação de carga, não apresentando oscilações quando há mudanças de referência.

Palavras-chave: Motor síncrono de relutância, controlador PI, controle por modos deslizantes com observador de distúrbios, desacoplamento de correntes, rejeição de distúrbios.

Abstract

This undergraduate thesis proposes the comparison between two current control techniques for synchronous reluctance motors. Firstly, the characteristics of this electrical machine are presented, and its mathematical model is developed. Next, a sliding mode controller with a disturbance observer in continuous time is developed. This controller shows a significant minimization of the coupling between the direct and quadrature axes and seeks to mitigate the effect of unknown external disturbances. The stability proofs of the developed controller are presented based on the Lyapunov criterion. In order to evaluate the behavior of the developed controller, two tests, a speed variation test and a load variation test, are performed in software MATLAB/Simulink. In these tests, the direct and quadrature axis currents are observed. Finally, the performance of the presented controller is compared with the performance of a PI controller applied to the same machine and subjected to the same tests. It is observed that the sliding mode controller with disturbance observer minimized the effect of the coupling between the dq-axis currents and showed a satisfactory response even in the presence of an unknown external disturbance in the load variation test, without presenting oscillations when there are changes in reference.

Keywords: Synchronous reluctance motor, PI controller, sliding mode control with disturbance observer, current decoupling, disturbance rejection.

Lista de Figuras

Figura 1 – (a) Rotor Laminado Axialmente; (b) Rotor Laminado Transversalmente	16
Figura 2 – Rotor do motor a simulado nesse trabalho. Laminado transversalmente.	16
Figura 3 – Curva FPI_{max} pela taxa de saliência ξ .	17
Figura 4 – Circuito elétrico equivante de um MSR em coordenadas abc .	19
Figura 5 – Relação entre as coordenadas abc e dq .	22
Figura 6 – Circuito elétrico equivante de um MSR em coordenadas dq .	22
Figura 7 – Modelo matemático de um MSR em coordenadas dq representado por um diagrama de blocos.	23
Figura 8 – Funções descontínuas	25
Figura 9 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado ao MSR.	35
Figura 10 – Variação de Velocidade para o Ensaio de Variação de Velocidade.	35
Figura 11 – Corrente e Tensão do eixo de quadratura (q) com ganho dos Observadores de Distúrbio constantes, variando o ganho do Controlador por Modos Deslizantes	36
Figura 12 – Corrente e Tensão do eixo de quadratura (q) com ganho do Controlador por Modos Deslizantes constante, variando o ganho ds Observador de Distúrbio	37
Figura 13 – Comportamento da Velocidade.	38
Figura 14 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o CMDOD quando há variação de velocidade	38
Figura 15 – Distúrbios observados e distúrbios reais para o ensaio de variação de velocidade	39
Figura 16 – Leis de Controle para o sistema para o ensaio de variação de velocidade para CMDOD	39
Figura 17 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o Controlador PI quando há variação de velocidade	40
Figura 18 – Leis de Controle para o sistema para o ensaio de variação de velocidade para controlador PI	41
Figura 19 – Comportamento da Velocidade para o Ensaio de Variação de Carga	41
Figura 20 – Gráfico da Variação de Carga	41
Figura 21 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o CMDOD quando há variação de carga	42
Figura 22 – Distúrbios observados e distúrbios reais para o ensaio de variação de carga	43
Figura 23 – Leis de Controle para o sistema para o ensaio de variação de carga	43
Figura 24 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o Controlador PI quando há variação de carga	44

Figura 25 – MSR alimentado por tensões trifásicas	51
Figura 26 – Tensões trifásicas geradas	52
Figura 27 – Correntes de eixo direto e em quadratura geradas	52
Figura 28 – Controlador PI para controle de velocidade	52
Figura 29 – Controladores PI para as malhas de corrente	53
Figura 30 – CMDOD para o eixo em quadratura	54
Figura 31 – CMDOD para o eixo direto	55
Figura 32 – Obtenção dos distúrbios	56

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do MSR	34
--	----

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
2	MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA	14
2.1	Considerações Iniciais	14
2.2	Conceito de Relutância Magnética	14
2.3	Características Construtivas	14
2.3.1	Rotor	15
2.3.2	Taxa de Saliência e Fator de Potência	17
2.4	Acionamento do MSR	17
2.4.1	Acionamento via Controle de Campo Orientado	18
2.5	Modelagem do MSR	18
2.5.1	Modelo Elétrico	18
2.5.1.1	Representação em coordenadas <i>abc</i>	19
2.5.1.2	Representação em coordenadas síncronas <i>dq</i>	21
2.5.2	Modelo Mecânico	23
2.6	Considerações finais	24
3	CONTROLE DO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA	25
3.1	Aspectos gerais sobre o controle por modos deslizantes em tempo contínuo	25
3.2	Controlador por modos deslizantes	27
3.2.1	Projeto do controlador por modos deslizantes aplicado ao MSR	27
3.2.2	Análise da estabilidade do controlador de corrente	28
3.3	Controlador por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio	29
3.3.1	Projeto do controlador de corrente por modos deslizantes com observador de distúrbio aplicado ao MSR	30
3.3.2	Análise de estabilidade do observador de distúrbio	31
3.3.3	Análise de estabilidade do controlador de corrente com observador de distúrbio	32
4	RESULTADOS	34
4.1	Considerações Iniciais	34
4.2	Variação de Velocidade	36
4.3	Variação de Carga	39
4.4	Considerações Finais	43

5	CONCLUSÕES	45
5.1	Trabalhos Futuros	46
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	47
	APÊNDICE A – SISTEMA IMPLEMENTADO PARA SIMULAÇÃO	51
	ANEXO A – CONTROLADORES PI PARA MALHA DE CORRENTE	58
	ANEXO B – CONTROLADORES PI PARA MALHA DE VELOCIDADE	60

1 Introdução

Segundo a Empresa de Pesquisa Energética (2020), em 2019, a Indústria foi responsável por 34,8% do consumo nacional de energia elétrica. Grande parte desse consumo é causado por motores elétricos. Atualmente, os motores mais usados pela indústria são os motores elétricos de indução, por conta de seu baixo custo de aquisição, robustez, baixa necessidade de manutenção e possibilidade de partida direta, sem a necessidade do uso de inversores de frequência (ZHU; HOWE, 2007). O grande problema dos motores de indução é o seu rendimento menor devido às perdas causadas pelas correntes rotóricas no rotor estilo gaiola de esquilo, que causam o aquecimento da máquina. As perdas por aquecimento podem chegar a 40% do total das perdas de um Motor de Indução (MI) (YAMACHITA, 2013).

Na busca de máquinas mais eficientes, a utilização de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (MSIP) se destaca por este apresentar densidade de potência significativamente maior que o MI, além de não possuir perdas rotóricas, tendo melhor eficiência (SCALCON, 2019). Porém, o custo desta máquina é altamente dependente do preço dos ímãs permanentes, que costumam apresentar grandes oscilações. Desse modo, Motores Síncronos de Relutância (MSR) tornam-se uma alternativa viável à empresas que buscam eficiência e custo de aquisição não tão elevado. Esses motores apresentam estrutura simples, uma vez que seu rotor não utiliza enrolamentos ou ímãs permanentes, e sim materiais ferro magnéticos, além de elevada robustez. Conforme Xu *et al.* (1991), as perdas presentes nos MSR são por conta das correntes de Foucault, que são geralmente desprezadas. Por conta da similaridade com os motores de indução, os MSR se tornam excelentes alternativas em ambientes industriais, substituindo os motores de indução e aumentando a eficiência da planta em que ele está instalado.

Assim como todo motor elétrico, para o MSR podemos calcular os modelos elétrico e mecânico dessa máquina, a fim de expressar o seu comportamento dinâmico. Para a modelagem desses motores, é comum utilizar o modelo elétrico em coordenadas abc , que descreve o comportamento do motor em um sistema trifásico, em que as grandezas elétricas (tensão, corrente e fluxo) são representadas em relação às três fases. Esse modelo é útil para a análise de circuitos elétricos trifásicos e para a determinação das características elétricas do motor. Além disso, é possível utilizar o modelo elétrico em coordenadas dq , que descreve o comportamento do motor em um sistema de coordenadas rotativas, em que as grandezas elétricas são representadas em relação aos eixos direto e em quadratura. Esse modelo é especialmente útil para o controle de velocidade do motor, pois permite que sejam realizados ajustes finos na orientação do fluxo magnético. (KRAUSE *et al.*, 2013)

Por fim, é importante destacar que a modelagem de um MSR também inclui o modelo mecânico, que descreve o comportamento do motor em relação ao movimento de rotação do seu eixo. Esse modelo é essencial para a análise da dinâmica do motor, incluindo a sua resposta a variações de carga e a possibilidade de ressonâncias mecânicas.

Uma vez que os MSR estão sendo cada vez mais usados na indústria, substituindo os motores de indução, o controle dessas máquinas se torna assunto de grande importância. Em aplicações industriais é comum o uso de controladores lineares clássicos, tais como, o controlador Proporcional- Integral (PI), devido a sua fácil aplicação. No entanto, motores elétricos possuem modelos matemáticos não-lineares, susceptíveis a distúrbios e variações paramétricas, de modo que é difícil alcançar um desempenho satisfatório em toda a faixa de operação, quando são utilizados somente controladores lineares. Com isso, para melhorar o desempenho de controle, aumentou-se o estudo de técnicas de controle não-lineares em máquinas elétricas, tais como Controladores por Modos Deslizantes baseado em Observadores de Distúrbio (CMDOD). Esse tipo de controlador utiliza uma técnica de controle robusta que permite que o sistema seja insensível a variações de parâmetros e perturbações externas, como variações de carga. O observador de distúrbio é responsável por estimar as perturbações que afetam o sistema e compensá-las no cálculo do sinal de controle.

O controle baseado em observador de distúrbio e métodos relacionados têm sido pesquisado e aplicado em vários setores industriais nas últimas décadas, como visto em Chen *et al.* (2015), em Yang, Li e Yu (2012), Vieira, Gabbi e Gründling (2014), e Gabbi (2015) são desenvolvidos controladores por modos deslizantes com observadores de distúrbio para um sistema MAGLEV, motor de indução e motor síncrono de ímãs permanentes, respectivamente. Resultados satisfatórios foram encontrados nestas aplicações. Desta forma, o objetivo geral deste trabalho é aplicar o controle por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio para controlar as malhas de corrente dos MSR, e comparar os resultados com os obtidos através de um controlador PI proposto na literatura.

Os objetivos específicos deste trabalho são:

1. Desenvolver um estudo sobre o MSR, obtendo seu modelo matemático;
2. Desenvolver um controlador por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio aplicada para o controle das correntes no eixo direto e em quadratura do MSR;
3. Realizar as provas de estabilidade para o controlador desenvolvido;
4. Simular o sistema proposto no *software MATLAB/Simulink*;
5. Comparar os resultados do sistema proposto com resultados obtidos através de um controlador PI proposto na literatura.

2 Motor Síncrono de Relutância

2.1 Considerações Iniciais

Nesse capítulo serão apresentadas as características construtivas do Motor Síncrono de Relutância (MSR), seu acionamento e modelo dinâmico elétrico e mecânico.

2.2 Conceito de Relutância Magnética

A relutância magnética é uma grandeza física, análoga à resistência elétrica, que pode ser definida pela Equação (1)

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{F}}{\Phi} \quad (1)$$

em que \mathcal{R} é a Relutância Magnética em ampère-espira por Weber (Ae/Wb), \mathcal{F} é a Força Eletromotriz em ampère-espiras e Φ é o Fluxo Magnético em Webers.

Quando um material com anisotropia magnética, ou seja, que apresente indutância de eixo direto e indutância de eixo em quadratura diferentes, é submetido a um campo magnético, o objeto tenderá a rotacionar, fazendo com que o eixo de maior indutância se alinhe com o campo, causando o que é conhecido como conjugado de relutância.

2.3 Características Construtivas

Quando comparado com outras máquinas elétricas, o MSR se mostra bem simples quanto a sua construção. Pois, seus enrolamentos estão exclusivamente no estator, sendo seu rotor construído inteiramente de material ferromagnético, sem a presença de ímãs permanentes ou enrolamentos adicionais. A topologia mais comum encontrada é a trifásica, onde são fornecidos acesso aos seis terminais, permitindo-se a ligação em delta ou estrela (SCALCON, 2019).

Como o rotor é construído sem ímãs ou barras, diferentemente do motor de indução com gaiola de esquilo, é possível operar com o rotor frio. Essa característica faz com que os MSR tenham uma boa capacidade de carga, principalmente em baixas velocidades (BEDETTI; CALLIGARO; PETRELLA, 2016). Como informa a ABB (2012), esses motores podem suportar cargas até 2,5 vezes maiores do que o seu conjugado nominal; porém, este conjugado é disponível por um tempo curto devido à partida fria.

O fluxo magnético produzido pelo estator flui através do caminho de menor relutância magnética no rotor. Quando o rotor não está alinhado com o fluxo, o conjugado de relutância faz o rotor girar na direção da relutância magnética mínima. Assim, a taxa de saliência, que é a relação entre a indutância de eixo direto (L_d) e a indutância de eixo em quadratura (L_q), causa a força magnetomotiva e o conjugado de relutância gira o rotor (HEIDARI *et al.*, 2021).

Por muito tempo, esses motores eram escolhidos industrialmente por conta da sua densidade de conjugado, porém, atualmente esse tipo de motor tem sido escolhido por conta da sua eficiência. A maior eficiência se dá principalmente porque o MSR não apresenta correntes rotóricas, como os motores de indução. Por outro lado, os MSR também tem suas desvantagens. Conforme (WANG *et al.*, 2015), o fator de potência desses motores é baixo, o que causa consumo de potência reativa em excesso.

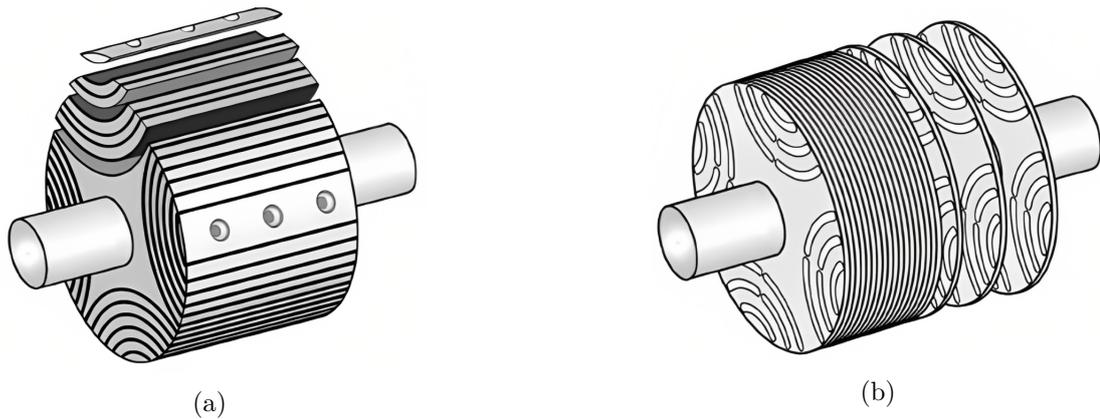
2.3.1 Rotor

Como mencionado anteriormente, o rotor do MSR é a parte desse tipo de motor que mais se diferencia dos demais motores disponíveis no mercado. O rotor do MSR é construído de material ferromagnético de geometria anisotrópica, fazendo com que a relutância magnética seja variável em função do ângulo de rotação, como explicado na Seção 2.2. Dessa forma, quando o rotor é energizado pelo campo magnético girante, que é produzido pelas correntes que circulam no estator da máquina, ele apresenta polos magnéticos temporários, fazendo com que o rotor gire (JÚNIOR *et al.*, 2018; MATSUO; LIPO, 1994).

Existem diversas formas de construção do rotor, e todas elas visam obter a maior diferença entre L_d e L_q , pois o conjugado da máquina depende diretamente dessa diferença. Com o passar dos anos, a evolução nos microcontroladores e o avanço nas técnicas de controle vetorial, houve também uma evolução nas estruturas e nas geometrias de construção do rotor dos MSRs.

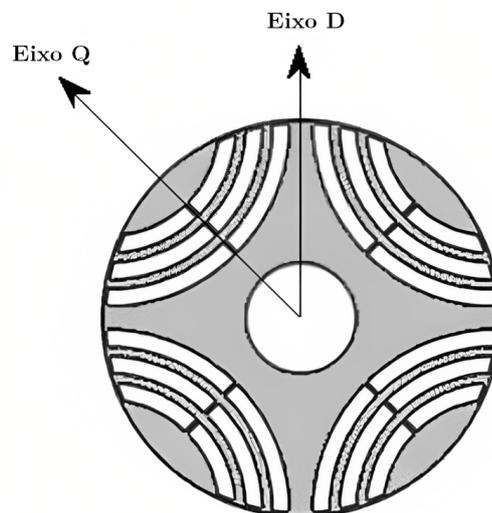
Em Gamba *et al.* (2013) e Gamba *et al.* (2015) são apresentados MSRs combinados com o mecanismo de partida de um motor de indução de gaiola de esquilo e que trabalhavam como MSR em regime permanente. Porém, essas máquinas tinham baixo desempenho por ter uma taxa de saliência baixa (MATSUO; LIPO, 1994). Visando aumentar a taxa de saliência modificando a estrutura do rotor, (KOSTKO, 1923) apresenta o uso de múltiplos caminhos e barreiras de fluxo, demonstrando que essa estratégia atingia alta taxa de saliência. Depois do trabalho de Kostko, foram desenvolvidas duas novas geometrias de rotor: anisotropia laminada axialmente ou anisotropia laminada transversalmente. A anisotropia laminada axialmente apresenta uma série de chapas instaladas uma sobre as outras na direção do motor. Essa geometria apresenta grande taxa de saliência quando comparada com outras geometrias anisotrópicas, porém essa estrutura apresenta desafios

Figura 1 – (a) Rotor Laminado Axialmente; (b) Rotor Laminado Transversalmente



Fonte: Adaptado de Kolehmainen (2010)

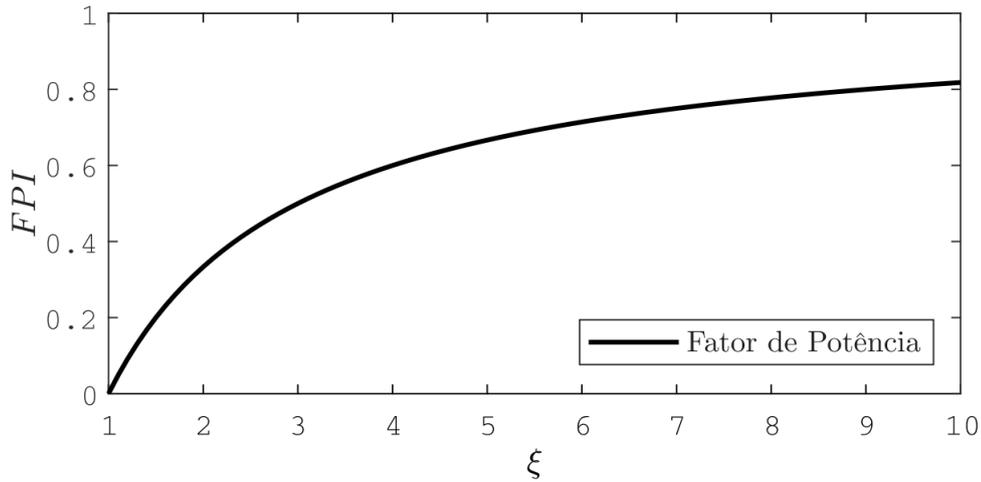
Figura 2 – Rotor do motor a simulado nesse trabalho. Laminado transversalmente.



Fonte: Adaptado de Tah, Ibtouen e Bounekhla (2011)

de montagem e produção. Já a anisotropia laminada transversalmente é composta por chapas idênticas empilhadas e colocadas em um eixo. Essa geometria apresenta alta taxa de saliência e é capaz de apresentar mais de uma geometria, com caminhos curvos ou retos. Sob a ótica da indústria, essa estrutura é muito mais simples e vantajosa, uma vez que basta produzir várias peças idênticas e empilhá-las. Na Figura 1 é possível observar em (a) a construção do rotor laminado axialmente e em (b) o rotor laminado transversalmente.

A máquina síncrona que será simulada e utilizada nesse projeto é uma máquina síncrona de geometria laminada transversalmente com 4 pólos. Na Figura 2 são ilustrados os eixos direto (eixo d) e em quadratura (eixo q) desse rotor, sendo o eixo d o de maior indutância e o eixo q o de menor indutância.

Figura 3 – Curva FPI_{max} pela taxa de saliência ξ .

Fonte: Scalcon (2019)

2.3.2 Taxa de Saliência e Fator de Potência

Como mencionado anteriormente, os projetos dos rotores dos MSRs visam sempre maximizar a taxa de saliência. A taxa de saliência pode ser definida pela relação entre L_d e L_q , como explicitado na Equação (2).

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (2)$$

A taxa de saliência está diretamente ligada ao desempenho da máquina, uma vez que está diretamente relacionada com o fator de potência, conjugado produzido e comportamento dinâmico (ZEKIC, 2016). A Equação (3) nos mostra o fator de potência interno máximo FPI_{max} em função da taxa de saliência de um MSR.

$$FPI_{max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \quad (3)$$

Na Figura 3 observamos como o FPI_{max} se comporta em função da taxa de saliência, mostrando que é necessário aumentar a taxa de saliência de um motor para que o fator de potência também aumente, aumentando a sua eficiência. Também pode ser observado que para valores de taxa de saliência acima de 8, o ganho no fator de potência passa a ser menor. Dessa maneira, acaba não sendo vantajoso buscar esses valores de taxa de saliência, uma vez que os projetos podem se tornar bastante complexos e com baixo retorno.

2.4 Acionamento do MSR

Uma vez que o MSR é relativamente parecido com outras máquinas senoidais, o seu acionamento também acaba sendo semelhante. Para que o motor opere, é necessário

alimentar os enrolamentos da máquina com uma tensão senoidal. Como a máquina simulada nesse trabalho é uma máquina trifásica, é necessário alimentar essa máquina com três fases, defasadas em 120° .

Sabemos que quando o estator é alimentado com tensões trifásicas senoidais, um campo girante de velocidade síncrona é produzido. Como mencionado anteriormente, o rotor do MSR é contruído de maneira a possuir uma anisotropia de indutância. Quando esse rotor é submetido ao campo magnético produzido pelo estator, o eixo d buscará se alinhar com a direção do fluxo magnético, alinhando o campo girante do estator com o rotor na direção de maior indutância. Conforme o campo girante rotaciona, o rotor busca se alinhar, promovendo a rotação do eixo da máquina.

2.4.1 Acionamento via Controle de Campo Orientado

O acionamento via controle de campo orientado é a técnica mais utilizada para o acionamento de um MSR. Essa técnica de acionamento proporciona a capacidade de partida desses motores e também o acionamento em velocidade variável. Porém, se faz necessário o uso de um inversor de frequência. A utilização de um inversor implica também na necessidade de dispositivos adicionais para controle, como sensores de tensão, corrente e microcontroladores, elevando o custo total do sistema.

Igualmente às outras máquinas síncronas, o MSR não tem a capacidade de partida direta, ou seja, somente com a aplicação de tensão nos enrolamentos do estator. Portanto, o uso de uma estratégia de controle, é obrigatória.

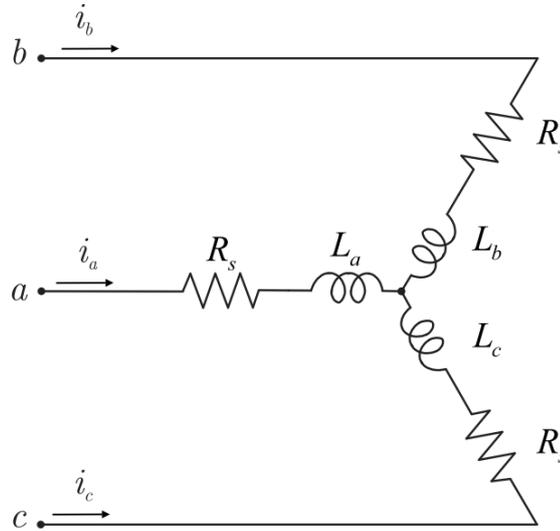
2.5 Modelagem do MSR

Nessa seção serão apresentados os modelos elétricos e mecânico do MSR, visando expressar o comportamento dinâmico da máquina. O modelo elétrico será apresentado em coordenadas abc e depois será desenvolvido o modelo em coordenadas dq .

2.5.1 Modelo Elétrico

Conforme descrito por Krishnamurthy *et al.* (2006), para que possamos modelar eletricamente um MSR, devemos considerar algumas hipóteses:

1. Os enrolamentos do estator são balanceados e distribuídos de forma senoidal;
2. As indutâncias são funções senoidais da posição rotórica;
3. Os efeitos de saturação e incertezas paramétricas são desprezados;
4. As perdas no núcleo são desprezadas;

Figura 4 – Circuito elétrico equivalente de um MSR em coordenadas abc .

Fonte: Scalcon (2019)

5. As resistências estatóricas são consideradas idênticas.

2.5.1.1 Representação em coordenadas abc

Aplicamos as leis de Kirchhoff ao circuito elétrico equivalente da máquina para a obtenção do modelo em coordenadas abc . A Figura 4 nos mostra o circuito elétrico equivalente de um MSR em coordenadas abc .

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

em que, v_a , v_b e v_c são as tensões estatóricas de fase, i_a , i_b e i_c são as correntes estatóricas de fase, ϕ_a , ϕ_b e ϕ_c são os fluxos estatóricos, R_s é a resistência estatórica, L_a , L_b e L_c são as indutâncias próprias de fase e M_{ab} , M_{ac} , M_{ba} , M_{bc} , M_{ca} e M_{cb} são as indutâncias mútuas entre fases.

A relação entre as indutâncias mútuas é dada por:

$$\begin{aligned} M_{ab} &= M_{ba} \\ M_{ac} &= M_{ca} \\ M_{bc} &= M_{cb} \end{aligned} \quad (6)$$

Nas máquinas síncronas de relutância são verificados variações de indutância na direção radial do motor, podendo-se modelar as indutâncias próprias e indutâncias mútuas como função da posição rotórica (KRAUSE *et al.*, 2013). Dessa maneira, as indutâncias próprias e mútuas são expressas, respectivamente, como:

$$\begin{aligned} L_a &= L_s + L_m \cos(2\theta_e) \\ L_b &= L_s + L_m \cos(2\theta_e - \frac{\pi}{3}) \\ L_c &= L_s + L_m \cos(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (7)$$

e

$$\begin{aligned} M_{ab} &= -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos(2\theta_e) \\ M_{ac} &= -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos(2\theta_e - \frac{\pi}{3}) \\ M_{bc} &= -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (8)$$

em que, L_s é a indutância de magnetização de um enrolamento e L_m é a amplitude máxima da indutância mútua entre enrolamentos.

A partir das Equações (4) e (5), pode-se reescrever o modelo em coordenadas abc na forma matricial, como:

$$\vec{v}_{abc} = \vec{R}_{abc}\vec{i}_{abc} + \vec{L}_{abc}\frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} \quad (9)$$

Sendo os vetores \vec{v}_{abc} e \vec{i}_{abc} definidos como:

$$\vec{v}_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad (10)$$

$$\vec{i}_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (11)$$

e as matrizes \vec{R}_{abc} e \vec{L}_{abc} são definidas por:

$$\vec{L}_{abc} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\vec{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (13)$$

2.5.1.2 Representação em coordenadas síncronas dq

Quando estudamos máquinas senoidais, é normal utilizar transformações de variáveis para obtenção de um sistema mais simples. A transformada de Clarke transforma o sistema trifásico em coordenadas abc em um sistema bifásico em coordenadas $\alpha\beta$, e a transformada de Park transforma este sistema em coordenadas dq . A transformada de Park busca transformar grandezas estatóricas em um plano de referência fixado no rotor da máquina. Assim, elimina-se a variação das indutâncias no tempo, como vistas no modelo abc . Dessa forma, consegue-se realizar o controle das correntes sem a análise de termos senoidais, simplificando o projeto de controladores.

Conforme podemos ver em Krause *et al.* (2013), a matriz de transformação para coordenadas síncronas é definida por:

$$P_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Sendo a sua inversa definida por:

$$P_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Dessa maneira, na Figura 5 podemos visualizar a relação entre as coordenadas abc e dq . Após a transformação de Park, obtemos o circuito equivalente do MSR em coordenadas síncronas dq , como visto na Figura 6.

Assim, como feito com o circuito equivalente para coordenadas abc , também podemos obter o modelo em coordenadas dq aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito elétrico equivalente, visto na Figura 6. Portanto, obtém-se as seguintes equações:

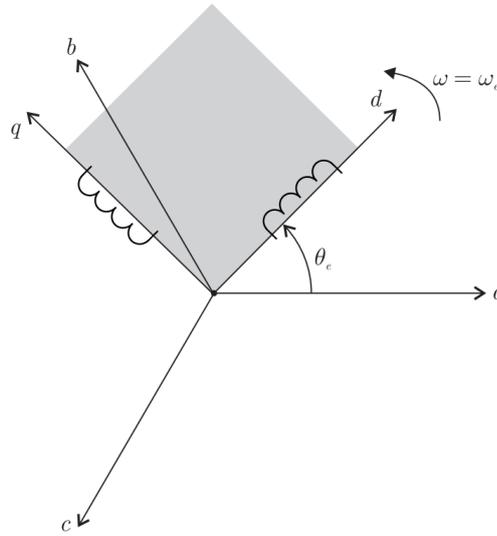
$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (16)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d \quad (17)$$

em que, v_d é a tensão de eixo direto, v_q é a tensão de eixo em quadratura, R_s é a resistência estatórica, i_d é a corrente de eixo direto, i_q é a corrente de eixo em quadratura, L_d é a indutância de eixo direto, L_q é a indutância de eixo em quadratura e ω_e é a velocidade angular elétrica do MSR.

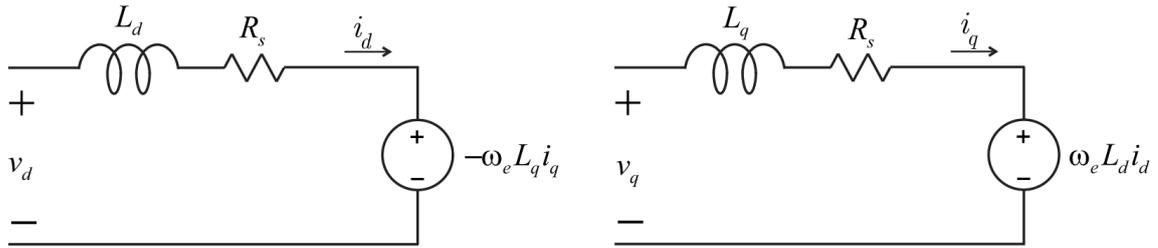
Agora, isola-se os termos diferenciais, obtendo-se as equações dinâmicas de corrente, como mostrado pelas Equações (18) e (19)

Figura 5 – Relação entre as coordenadas abc e dq .



Fonte: Scalcon (2019)

Figura 6 – Circuito elétrico equivalente de um MSR em coordenadas dq .



Fonte: Scalcon (2019)

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}v_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d}i_q \quad (18)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}v_q - \omega_e \frac{L_d}{L_q}i_d \quad (19)$$

O conjugado eletromagnético produzido pelo MSR é expresso pela Equação (20).

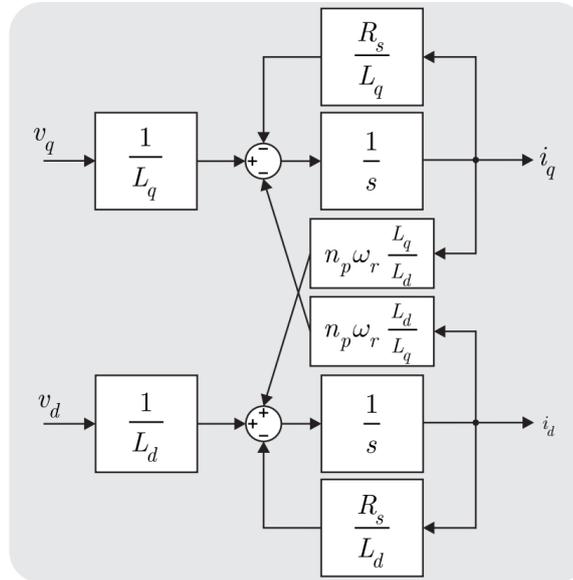
$$T_{em} = \frac{3}{2}n_p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (20)$$

em que, n_p é o número de pares de pólos da máquina síncrona de relutância.

Na Equação (21) temos a relação entre a posição angular elétrica, θ_e , e a velocidade angular, ω_e :

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (21)$$

Figura 7 – Modelo matemático de um MSR em coordenadas dq representado por um diagrama de blocos.



Fonte: Scalcon (2019)

A relação entre velocidade mecânica, ω_r , e a velocidade angular, ω_e , é dada pela Equação (22):

$$\omega_e = n_p \omega_r \quad (22)$$

Para determinar o modelo dinâmico das correntes em função da velocidade mecânica, substituímos a Equação (22) nas Equações (18) e (19), obtendo:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d + n_p \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q - n_p \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d \end{aligned} \quad (23)$$

O diagrama de blocos do modelo dinâmico é exemplificado na Figura 7. Neste diagrama verifica-se o acoplamento entre eixos existente no modelo em coordenadas dq .

Observa-se que a eliminação da variação temporal e do acoplamento entre as indutâncias estáticas com o uso do modelo do MSR em coordenadas dq , esse modelo se mostra de menor complexidade em comparação com o modelo em coordenadas abc . No entanto, observa-se a presença de acoplamento entre i_d e i_q através do termo de força contra-eletromotriz, o que faz com que variações em i_d possam se refletir em i_q e vice-versa. Esse termo depende da corrente de um dos eixos, da velocidade rotórica, da indutância e do número de pólos da máquina.

2.5.2 Modelo Mecânico

Considerando o uso da máquina como um motor, podemos definir a equação dinâmica de uma máquina girante como:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}T_m \quad (24)$$

em que, B é o coeficiente de atrito viscoso e J é o coeficiente de inércia do rotor. O conjugado eletromagnético pode ser definido como:

$$T_m = T_{em} - T_L \quad (25)$$

em que, T_L representa o conjugado de carga aplicado ao eixo da máquina.

2.6 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos de construção, acionamento, modelagem de um MSR. Primeiramente foi abordado o conceito de relutância, descrevendo sobre a construção do rotor para que haja anisotropia magnética que é a responsável pela produção de conjugado. Depois, foi apresentado o modelo de acionamento da máquina, que será usado nesse trabalho.

3 Controle do Motor Síncrono de Relutância

3.1 Aspectos gerais sobre o controle por modos deslizantes em tempo contínuo

Uma lei de controle por modos deslizantes pode ser projetada para sistemas dinâmicos governados por equações diferenciais ordinárias com entradas descontínuas, porém a entrada de controle deverá ser uma função chaveada com um dos estados do sistema, em que a frequência de chaveamento pode ser teoricamente infinita (UTKIN; GULDNER; SHI, 2017; VIEIRA *et al.*, 2012). Com isso é possível forçar um sistema simples de primeira ordem a seguir determinada referência de acordo com a variável de estado $x(t)$, de forma que,

$$\frac{d}{dt}x(t) = f(x, t) + u(t) \quad (26)$$

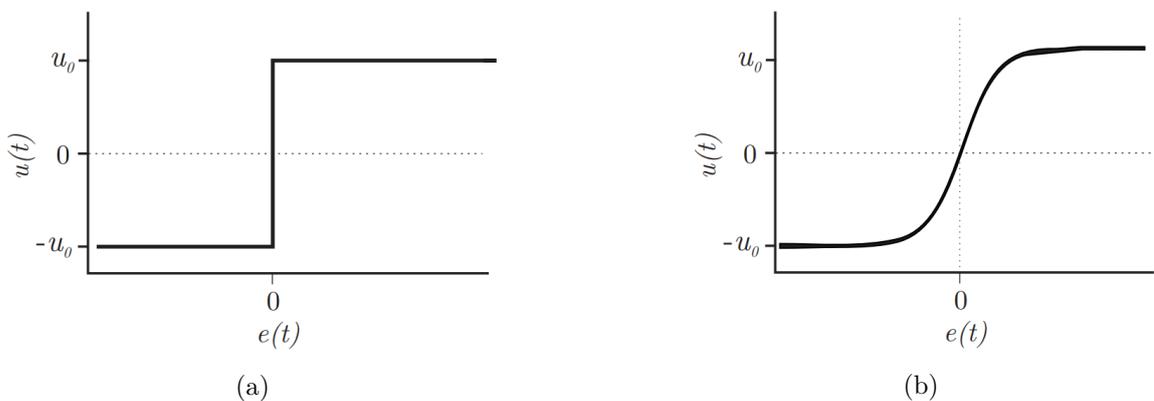
em que $x \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de estado, $u \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de entrada ou controle.

O sistema dinâmico definido em (26), pode ser considerado como um sistema de estrutura variável segundo Utkin (1977), se a lei de controle ($u(t)$) for composta por uma função descontínua do erro de rastreamento, $e(t) = x^*(t) - x(t)$, em que $x^*(t)$ é a referência do estado, e definida segundo uma lógica de comutação, como,

$$u(t) = \begin{cases} u_0^+, & \text{se } e(t) > 0, \\ u_0^-, & \text{se } e(t) < 0. \end{cases} \quad (27)$$

A Figura 8 mostra dois tipos usuais de funções de comutação,

Figura 8 – Funções descontínuas



Na Figura 8a, tem-se a função sinal, definida por,

$$u(t) = \begin{cases} +u_0, & \text{se } e(t) > 0, \\ -u_0, & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (28)$$

em que u_0 é o ganho de comutação. Ela representa o controle ideal, comutando instantaneamente em torno do erro $e(t) = 0$ e sendo invariante a incertezas paramétricas e a perturbações, ou seja, mantendo a propriedade de invariância.

A Figura 8b corresponde a uma função sigmoide, que pode ser definida por,

$$u(t) = u_0 \left[\frac{2}{1 + e^{-ae(t)}} - 1 \right] \quad (29)$$

em que $a > 0$ é diretamente proporcional a inclinação da curva. Note que a função sigmoide comporta-se como um sistema de primeira ordem, ou seja, fora da camada limite o comportamento é idêntico a função sinal e dentro desta camada ela atua como uma função de controle linear em que as trajetórias dos estados podem ser conduzidos para a camada limite, mas podem abster-se de seguir o erro $e(t) = 0$.

O erro de rastreamento ($e(t)$) e a sua dinâmica ($\frac{de(t)}{dt}$) apresentarão sinais diferentes desde que $u_0 > f_0 + \left| \frac{dx^*(t)}{dt} \right|$, de modo que,

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{dx^*(t)}{dt} - f(x) - u_0 \text{sign}(e(t)), \quad (30)$$

o que significa que o erro de rastreamento deve diminuir em uma razão de tempo limitado (VIEIRA *et al.*, 2012).

A existência de uma superfície de deslizamento é um dos problemas associados a análise desses sistemas. Na literatura, verifica-se que em sistemas por modos deslizantes contínuos no tempo a existência de uma superfície de deslizamento em um hiperplano $s_n(x)$ é garantida se a derivada da função $s_n(x)$ possuir sinal oposto ao da própria função, ou seja,

$$s_n(x) \dot{s}_n(x) < 0. \quad (31)$$

Ainda, segundo a literatura, a condição global definida em (31) pode ser substituída por condições locais como apresentado em Utkin (2013),

$$\begin{aligned} \lim_{s_n \rightarrow 0^+} \dot{s}_n(x) &< 0; \\ \lim_{s_n \rightarrow 0^-} \dot{s}_n(x) &> 0 \end{aligned} \quad (32)$$

Baseado nos critérios (31) e (32) serão desenvolvidas as condições para existência de uma superfície por modos deslizantes para a técnica de controle apresentada neste capítulo.

3.2 Controlador por modos deslizantes

A técnica de controle por modos deslizantes é bem estabelecida na literatura e tem sido amplamente aplicada ao controle do movimento dos motores CA (GLUMINEAU *et al.*, 1993). Geralmente os sistemas que representam os motores são descritos por equações dinâmicas não-lineares da forma,

$$\begin{aligned}\frac{dx_n(t)}{dt} &= A_n x_n(t) + B_n u_n(t) + G_n d_n(t) \\ y_n(t) &= C_n x_n(t)\end{aligned}\quad (33)$$

em que x_n é o vetor estados, u_n é o vetor de entradas ou controle, y_n é o vetor de saídas a serem controladas e A , B , G e C são os parâmetros, d_n é o vetor contendo os termos dependentes de outros estados.

Como é usual nestes controladores, o projeto divide-se em duas etapas:

- Projeto de uma superfície de deslizamento tal que a dinâmica do sistema, quando na condição de deslizamento, realize o rastreamento das referências;
- Projeto de uma lei de controle tal que satisfaça as condições de existência e alcançabilidade ao modo deslizante.

3.2.1 Projeto do controlador por modos deslizantes aplicado ao MSR

O modelo do MSR é apresentado no Capítulo 2.5.1.2. Nesta seção serão apresentadas novamente as equações dinâmicas das correntes estatóricas para facilitar o entendimento do controlador por modos deslizantes desenvolvido.

Seja a dinâmica das correntes definidas por,

$$\frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + n_p \frac{L_q}{L_d} \omega_r(t) i_q(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \quad (34)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) - n_p \frac{L_d}{L_q} \omega_r(t) i_d(t) + \frac{1}{L_q} v_q(t). \quad (35)$$

Uma superfície de deslizamento pode ser projetada da forma,

$$s_d(t) = i_d(t) - i_d^*(t) \quad (36)$$

$$s_q(t) = i_q(t) - i_q^*(t) \quad (37)$$

em que $s_d(t)$ e $s_q(t)$ são as superfícies de deslizamento dos eixos direto e em quadratura e $i_d^*(t)$ e $i_q^*(t)$ as referências de correntes estatóricas do eixo direto e do eixo em quadratura a serem rastreadas, respectivamente.

As dinâmicas das superfícies são dadas por,

$$\frac{ds_d(t)}{dt} = \frac{di_d(t)}{dt} - \frac{di_d^*(t)}{dt} \quad (38)$$

$$\frac{ds_q(t)}{dt} = \frac{di_q(t)}{dt} - \frac{di_q^*(t)}{dt}. \quad (39)$$

Através da substituição das equações descritas em (34) e (35),

$$\frac{ds_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d(t) + n_p\frac{L_q}{L_d}\omega_r(t)i_q(t) + \frac{1}{L_d}v_d(t) - \frac{di_d^*(t)}{dt} \quad (40)$$

$$\frac{ds_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q(t) - n_p\frac{L_d}{L_q}\omega_r(t)i_d(t) + \frac{1}{L_q}v_q(t) - \frac{di_q^*(t)}{dt} \quad (41)$$

As leis de controle podem ser definidas através da utilização do método do controle equivalente (PERRUQUETTI; BARBOT, 2002). Este método é utilizado para determinar o movimento do sistema restrito à superfície de deslizamento $s_n(t) = 0$. Ou seja, supondo que em um tempo t_0 , a trajetória de estados da planta intercepta a superfície de deslizamento e um modo deslizante existe para $t \geq t_0$. A existência de um modo deslizante ideal implica que $\frac{ds_n(t)}{dt} = 0$ e $s_n(t) = 0$ para todo $t \geq t_0$. Assim, as leis de controle por modos deslizantes que forcem as correntes estatóricas para suas referências podem ser definidas como,

$$v_d(t) = -L_d \left(-\frac{R_s}{L_d}i_d(t) + n_p\frac{L_q}{L_d}\omega_r(t)i_q(t) - \frac{di_d^*(t)}{dt} + k_0\text{sign}(s_d(t)) \right) \quad (42)$$

$$v_q(t) = -L_q \left(-\frac{R_s}{L_q}i_q(t) - n_p\frac{L_d}{L_q}\omega_r(t)i_d(t) - \frac{di_q^*(t)}{dt} + k_0\text{sign}(s_q(t)) \right). \quad (43)$$

em que, $\text{sign}(s_d(t))$ e $\text{sign}(s_q(t))$ são funções sinais das superfícies de deslizamento, definidas conforme Equação (28).

3.2.2 Análise da estabilidade do controlador de corrente

Seja uma candidata a função Lyapunov, dada por,

$$V = \frac{1}{2} (s_d^2(t) + s_q^2(t)) \quad (44)$$

cuja derivada no tempo pode ser escrita na forma,

$$\dot{V} = s_d(t)\dot{s}_d(t) + s_q(t)\dot{s}_q(t). \quad (45)$$

Substituindo (40) e (41) em (45),

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s_d(t) \left(-\frac{R_s}{L_d}i_d(t) + n_p\frac{L_q}{L_d}\omega_r(t)i_q(t) + \frac{1}{L_d}v_d(t) - \frac{di_d^*(t)}{dt} \right) + \\ & + s_q(t) \left(-\frac{R_s}{L_q}i_q(t) - n_p\frac{L_d}{L_q}\omega_r(t)i_d(t) + \frac{1}{L_q}v_q(t) - \frac{di_q^*(t)}{dt} \right). \end{aligned} \quad (46)$$

Ainda, substituindo as leis de controle dadas por (42) e (43) em (46), resulta

$$\dot{V} = -k_0 |s_d(t) + s_q(t)|. \quad (47)$$

A partir de (47) pode-se concluir que se k_0 é um valor positivo, então $\dot{V} < 0$, e uma superfície por modos deslizantes irá ocorrer nas superfícies $s_d(t) = 0$ e $s_q(t) = 0$. Conseqüentemente, as correntes estatóricas medidas $i_d(t)$ e $i_q(t)$ convergem para as referências $i_d^*(t)$ e $i_q^*(t)$, respectivamente.

Embora o controle por modos deslizantes atue de forma robusta na presença de distúrbios e incertezas, a lei de controle aplicada ao controlador tradicional apresenta somente os distúrbios já conhecidos da planta (LI *et al.*, 2014). O MSR possui características não-lineares e um problema de acoplamento que pode afetar o desempenho do acionamento. Além disso, as variações paramétricas, os efeitos das dinâmicas não modeladas, bem como os erros de medição de corrente contribuem ainda mais para deteriorar o desempenho do controlador por modos deslizantes aplicado a esse sistema (BERNARDES *et al.*, 2012).

Um caminho para contornar esses problemas que aparecem no controle dos motores elétricos é desenvolver métodos de controle que mitiguem os efeitos dessas perturbações. Na próxima seção deste capítulo será proposto um controlador de corrente por modos deslizantes com um observador de distúrbio que age como uma ação *feedforward*. A estabilidade deste controlador é demonstrada pelo método direto de Lyapunov. Além disso, esta nova técnica não faz necessário o uso da velocidade mecânica para o desenvolvimento da lei de controle.

3.3 Controlador por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio

O Controlador de Corrente por Modos Deslizantes com Observador de Distúrbio (CMDOD) é proposto para o MSR primeiramente com o intuito de reduzir o acoplamento existente entre as correntes do eixo direto e do eixo em quadratura. Tal acoplamento pode ser visto por meio do diagrama de blocos da Figura 7, e nas equações das dinâmicas das correntes definidas no Capítulo 2.5.1.2 e recapituladas neste, por meio das equações (34) e (35).

Outras questões importantes para a utilização desta técnica são o conhecimento da planta. Com a aplicação do observador de distúrbios alguns termos da planta são substituídos pelo observador de distúrbio, o que facilita se esta não é conhecida. Além disso, com o observador de distúrbio aplicado a planta do MSR não é necessária a informação da velocidade para o cálculo da lei de controle. Os distúrbios não modelados, as variações paramétricas, a força de atrito, e os distúrbios de carga serão todos incluídos na lei de controle através do distúrbio observado.

Aqui, serão definidos como distúrbios das correntes do sistema i_d e i_q os termos presentes no equacionamento dessas correntes dependentes da velocidade rotórica e da corrente do outro eixo, tais como,

$$d_d(t) = n_p \frac{L_q}{L_d} \omega_r(t) i_q(t) + \zeta_d(t) \quad (48)$$

$$d_q(t) = -n_p \frac{L_d}{L_q} \omega_r(t) i_d(t) + \zeta_q(t) \quad (49)$$

em que ζ_d e ζ_q representam as não-idealidades, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas que podem afetar o comportamento da dinâmica das correntes da planta i_d e i_q , respectivamente.

Pode-se reescrever as dinâmicas das equações dadas em (34) e (35), como,

$$\frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + d_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \quad (50)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) + d_q(t) + \frac{1}{L_q} v_q(t). \quad (51)$$

Assim, nesta seção será utilizado o observador de distúrbio para (48) e (49) proposto em Yang, Li e Yu (2012), definido como,

$$\begin{cases} \dot{p}_n(t) = -l_n p_n(t) - l_n (l_n x_n(t) + A_n x_n(t) + B_n u_n(t)) \\ \hat{d}_n(t) = p_n(t) + l_n x_n(t) \end{cases} \quad (52)$$

na qual p_n é uma equação auxiliar do observador de distúrbio, \hat{d}_n é o distúrbio observado da planta, \hat{x}_n é o estimador de estado da planta, l_1 e l_2 são os ganhos do observador de distúrbio e $\in \mathfrak{R}^+$. Aqui, sem perda de generalidade, assume-se que a derivada de uma variável, por exemplo $\frac{dx(t)}{dt}$, será substituída por $\dot{x}(t)$ e que todas as variáveis são funções do tempo, com isto o termo (t) pode ser suprimido.

3.3.1 Projeto do controlador de corrente por modos deslizantes com observador de distúrbio aplicado ao MSR

Seja o observador de distúrbio dado em (52) aplicado ao MSR definido por,

$$\begin{cases} \dot{p}_d(t) = -l_d p_d(t) - l_d \left(l_d i_d(t) - \frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \right) \\ \hat{d}_d(t) = p_d(t) + l_d i_d(t) \end{cases} \quad (53)$$

e

$$\begin{cases} \dot{p}_q(t) = -l_q p_q(t) - l_q \left(l_q i_q(t) - \frac{R_s}{L_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} v_q(t) \right) \\ \hat{d}_q(t) = p_q(t) + l_q i_q(t) \end{cases} \quad (54)$$

Adotando as superfícies apresentadas em (36) e (37) as leis de controle equivalente para o novo controlador proposto a partir da substituição do distúrbio real pelo observado, serão,

$$v_d = -L_d \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d + \hat{d}_d - \dot{i}_d^* + k_0 \text{sign}(s_d) \right) \quad (55)$$

$$v_q = -L_q \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + \hat{d}_q - \dot{i}_q^* + k_0 \text{sign}(s_q) \right). \quad (56)$$

3.3.2 Análise de estabilidade do observador de distúrbio

Considere os erros de observação dos distúrbios definidos por,

$$\tilde{d}_d \triangleq \hat{d}_d - d_d \quad (57)$$

$$\tilde{d}_q \triangleq \hat{d}_q - d_q. \quad (58)$$

As dinâmicas dos erros de distúrbio são dadas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{\hat{d}}_d - \dot{d}_d \quad (59)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{\hat{d}}_q - \dot{d}_q. \quad (60)$$

A partir da substituição de (53) em (59) e (54) em (60), obtém-se,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{p}_d + l_d \dot{i}_d - \dot{d}_d \quad (61)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{p}_q + l_1 \dot{i}_q - \dot{d}_q. \quad (62)$$

A partir da substituição de (53) em (59) e (54) em (60), obtém-se,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \left(-l_d p_d(t) - l_d \left(l_d i_d(t) - \frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \right) \right) + l_d \left(\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + d_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \right) - \dot{d}_d \quad (63)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \left(-l_d p_d(t) - l_d \left(l_d i_d(t) - \frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \right) \right) + l_d \left(\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + d_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \right) - \dot{d}_d \quad (64)$$

Desenvolvendo (63) e (64) a partir das substituições necessárias, obtém-se as dinâmicas do erros das correntes definidas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = -l_d \tilde{d}_d(t) - \dot{d}_d(t) \quad (65)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = -l_q \tilde{d}_q(t) - \dot{d}_q(t) \quad (66)$$

Seja uma candidata a função Lyapunov, definida como,

$$V = \frac{1}{2} \left(\dot{\tilde{d}}_d^2 + \dot{\tilde{d}}_q^2 \right) \quad (67)$$

cuja derivada no tempo pode ser escrita na forma,

$$\dot{V} = \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (68)$$

Substituindo (65) e (66) em (68),

$$\dot{V} = \tilde{d}_d(t) \left(-l_d \tilde{d}_d(t) - \dot{\tilde{d}}_d(t) \right) + \tilde{d}_q(t) \left(-l_q \tilde{d}_q(t) - \dot{\tilde{d}}_q(t) \right). \quad (69)$$

Hipótese H1: As derivadas dos distúrbios do sistema, d_d e d_q , são limitadas e satisfazem $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\tilde{d}}_d(t) = 0$ e $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\tilde{d}}_q(t) = 0$, respectivamente.

Considerando a hipótese *H1*, pode-se reescrever (69) da forma,

$$\dot{V} = -l_d \tilde{d}_d^2(t) - l_q \tilde{d}_q^2(t) \quad (70)$$

A partir de (70) pode-se concluir que se l_d e l_q forem positivas, então $V\dot{V} \leq 0$, e os erros de distúrbio (\tilde{d}_d e \tilde{d}_q) tendem a zero. Conseqüentemente, os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q convergem para os distúrbios reais d_d e d_q .

3.3.3 Análise de estabilidade do controlador de corrente com observador de distúrbio

Adotando as superfícies apresentadas em (36) e (37), pode-se definir as dinâmicas das superfícies como sendo,

$$\dot{s}_d = \dot{i}_d - \dot{i}_d^* \quad (71)$$

$$\dot{s}_q = \dot{i}_q - \dot{i}_q^*. \quad (72)$$

Substituindo (50) e (55) em (71) e ainda (51) e (56) em (72),

$$\dot{s}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + d_d + \frac{1}{L_d} \left(-L_d \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d + \hat{d}_d - \dot{i}_d^* + k_0 \text{sign}(s_d) \right) \right) - \dot{i}_d^* \quad (73)$$

$$\dot{s}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + d_q + \frac{1}{L_q} \left(-L_q \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + \hat{d}_q - \dot{i}_q^* + k_0 \text{sign}(s_q) \right) \right) - \dot{i}_q^*. \quad (74)$$

Desenvolvendo as equações (73) e (74), obtém-se as dinâmicas das superfícies como sendo,

$$\dot{s}_d = -\tilde{d}_d - k_0 \text{sign}(s_d) \quad (75)$$

$$\dot{s}_q = -\tilde{d}_q - k_0 \text{sign}(s_q). \quad (76)$$

Definindo-se uma candidata a função Lyapunov como,

$$V = \frac{1}{2} \left(\dot{s}_d^2 + \dot{s}_q^2 + \tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2 \right) \quad (77)$$

sua derivada será dada por,

$$\dot{V} = s_d \dot{s}_d + s_q \dot{s}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (78)$$

Substituindo (55), (56), (67), (68) em (76), encontra-se,

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s_d \left(-\tilde{d}_d - k_0 \text{sign}(s_d) \right) + s_q \left(-\tilde{d}_q - k_0 \text{sign}(s_q) \right) + \\ & + \tilde{d}_d \left(-l_d \tilde{d}_d - \dot{\hat{d}}_d \right) + \tilde{d}_q \left(-l_q \tilde{d}_q - \dot{\hat{d}}_q \right) \end{aligned} \quad (79)$$

e desenvolvendo as manipulações necessárias e considerando a hipótese *H1*, encontra-se que a derivada a função Lyapunov (77) é dada por,

$$\dot{V} = -k_0 (|s_d| + |s_q|) - l_d \tilde{d}_d^2 - l_q \tilde{d}_q^2 - s_d \tilde{d}_d - s_q \tilde{d}_q. \quad (80)$$

A partir de (80) pode-se concluir que se k_0 , l_d e l_q forem definidos positivos, então $\dot{V} \leq 0$, e uma superfície por modos deslizantes irá ocorrer nas superfícies de $s_d = 0$ e $s_q = 0$. Conseqüentemente, os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q irão convergir para os seus valores reais d_d e d_q , uma vez que seus erros \tilde{d}_d e \tilde{d}_q irão tender a zero.

4 Resultados

4.1 Considerações Iniciais

Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir das simulações do motor síncrono de relutância aplicando o método de controle proposto, além de uma técnica clássica de controle linear, o controlador PI, para fins de comparação. Tais simulações visam demonstrar o desempenho do controlador proposto, frente a variações de velocidade e de carga. As simulações foram desenvolvidas no software *MATLAB/Simulink*, e estão apresentadas no Apêndice A.

Foram utilizados os parâmetros elétricos e mecânicos de um MSR da fabricante ABB, de 2,2 kW e velocidade nominal de 1500 RPM, apresentados na Tabela 1

Tabela 1 – Parâmetros do MSR

Parâmetro	Símbolo	Especificação
Tensão	V_{cc}	400 V
Corrente Nominal	I_n	5 A
Potência Nominal	P	2.2 kW
Velocidade Nominal	ω_n	1500 RPM
Resistência Estatórica	R_s	2.4077 Ω
Indutância eixo d	L_d	326.89 mH
Indutância eixo q	L_q	94.36 mH
Coefficiente de atrito viscoso	B	0.006 Nms
Momento de inércia do rotor	J	0.004 kg.m ²

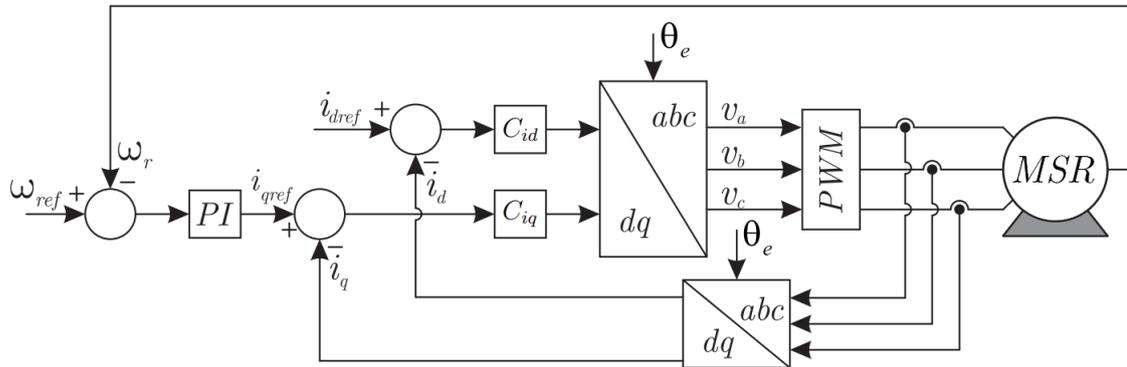
Fonte: o Autor, 2023.

O diagrama de blocos do sistema proposto está apresentado na Figura 9. Observa-se que o controlador de velocidade empregado é um controlador PI, e os controladores de corrente C_{id} e C_{iq} serão o controlador CMDOD proposto e o controlador PI.

Para a implementação e bom resultado do CMDOD é preciso escolher adequadamente os ganhos do controlador k_0 e dos observadores de distúrbio l_d e l_q . Neste trabalho, estes ganhos foram definidos através da simulação completa do sistema e da análise dos resultados obtidos para variações dos ganhos, conforme Figuras 11 e 12. Foi analisado um intervalo de variação de velocidade, conforme Figura 10, essa variação influencia na dinâmica dos controladores de corrente.

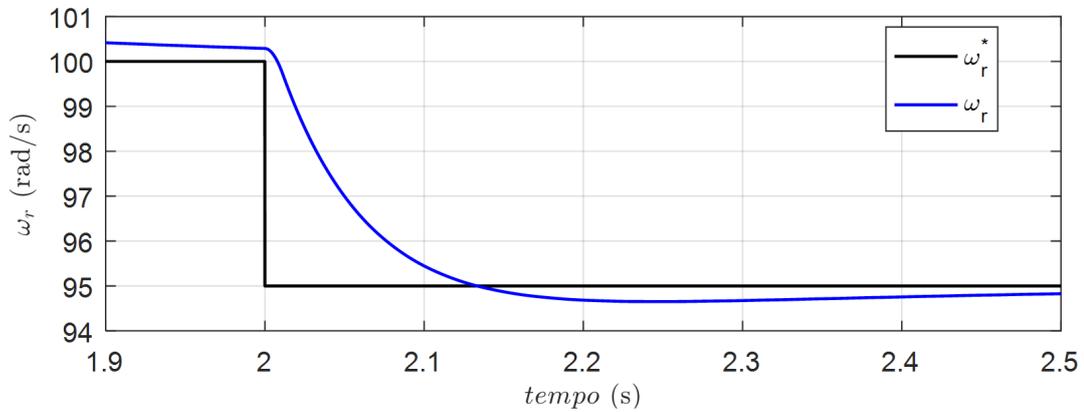
Na primeira análise, Figura 11, os ganhos dos observadores de distúrbio foram mantidos constantes, e o ganho referente ao controlador por modos deslizantes foi variado para $k_0 = 10$, $k_0 = 50$ e $k_0 = 100$. Observa-se que a medida que os ganhos foram aumentados,

Figura 9 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado ao MSR.



Fonte: Adaptado de Scalcon (2019)

Figura 10 – Variação de Velocidade para o Ensaio de Variação de Velocidade.

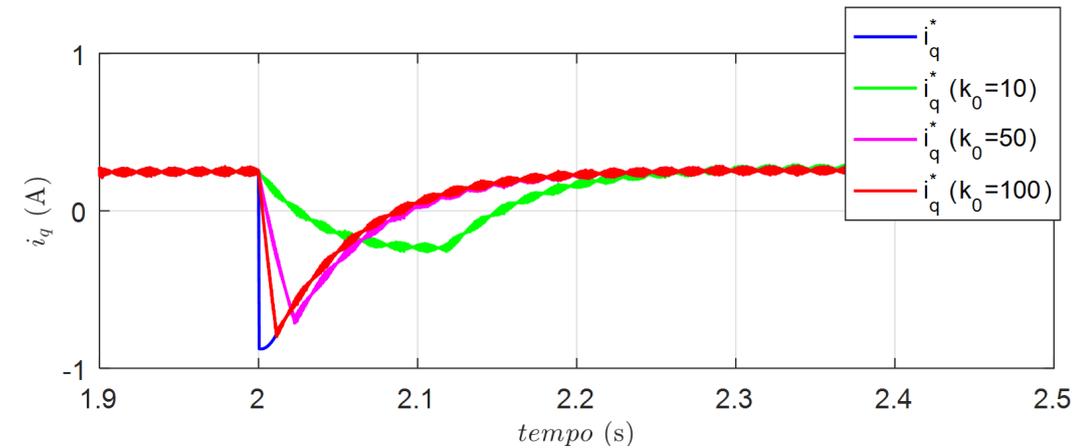


Fonte: O Autor, 2023

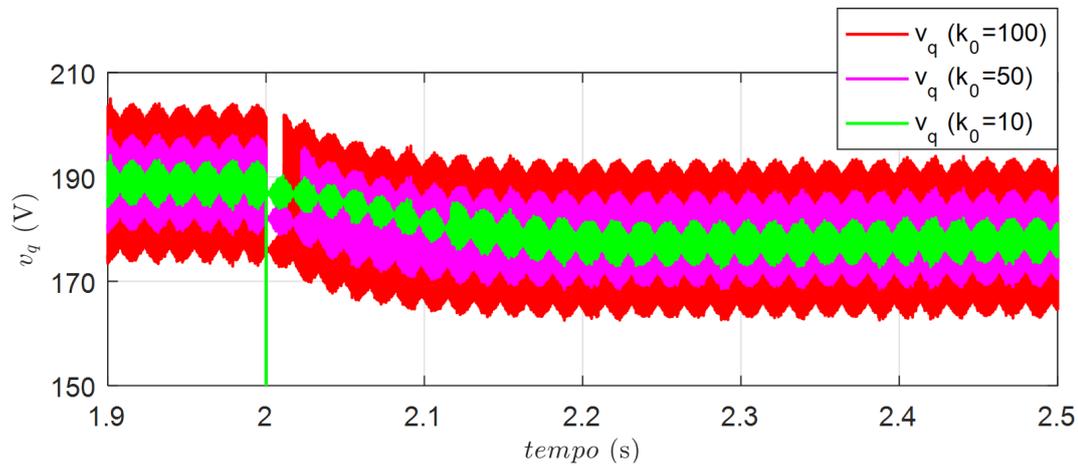
menor era o erro de rastreamento da corrente do eixo em quadratura, conforme análise da Figura 11a, porém para o ganho de $k_0 = 100$ observa-se uma alta ondulação (*chattering*) nas leis de controle, conforme Figura 11b. No sistema de controle, as leis de controle v_d e v_q serão transformadas em v_a , v_b e v_c , que irão ser as tensões de alimentação do MSR, assim uma alta oscilação nas leis de controle, irá gerar uma alta oscilação nas tensões de alimentação do motor, fato que reduz o desempenho do controlador proposto. Desta forma, adotou-se o ganho de $k_0 = 50$.

Na segunda análise, Figura 12, o ganho referente ao controlador por modos deslizantes é mantido constante ($k_0 = 50$), e o ganho referente ao observador de distúrbio foi alterado entre $l_q = 100$, $l_q = 1000$ e $l_q = 10000$. Observou-se que a corrente no eixo de quadratura não apresenta grandes modificações com a variação do ganho do observador de distúrbio, porém ao analisar o distúrbio observado (d_{qch}) do eixo em quadratura notou-se uma alta ondulação no sinal obtido com o ganho de $l_q = 10000$, conforme Figura 12b. Como o distúrbio observado realimenta a lei de controle, uma alta ondulação neste sinal pode reduzir o desempenho do controlador proposto, desta forma, o ganho do observador de distúrbio foi definido como $l_q = 1000$.

Figura 11 – Corrente e Tensão do eixo de quadratura (q) com ganho dos Observadores de Distúrbio constantes, variando o ganho do Controlador por Modos Deslizantes



(a)



(b)

Fonte: O Autor, 2023

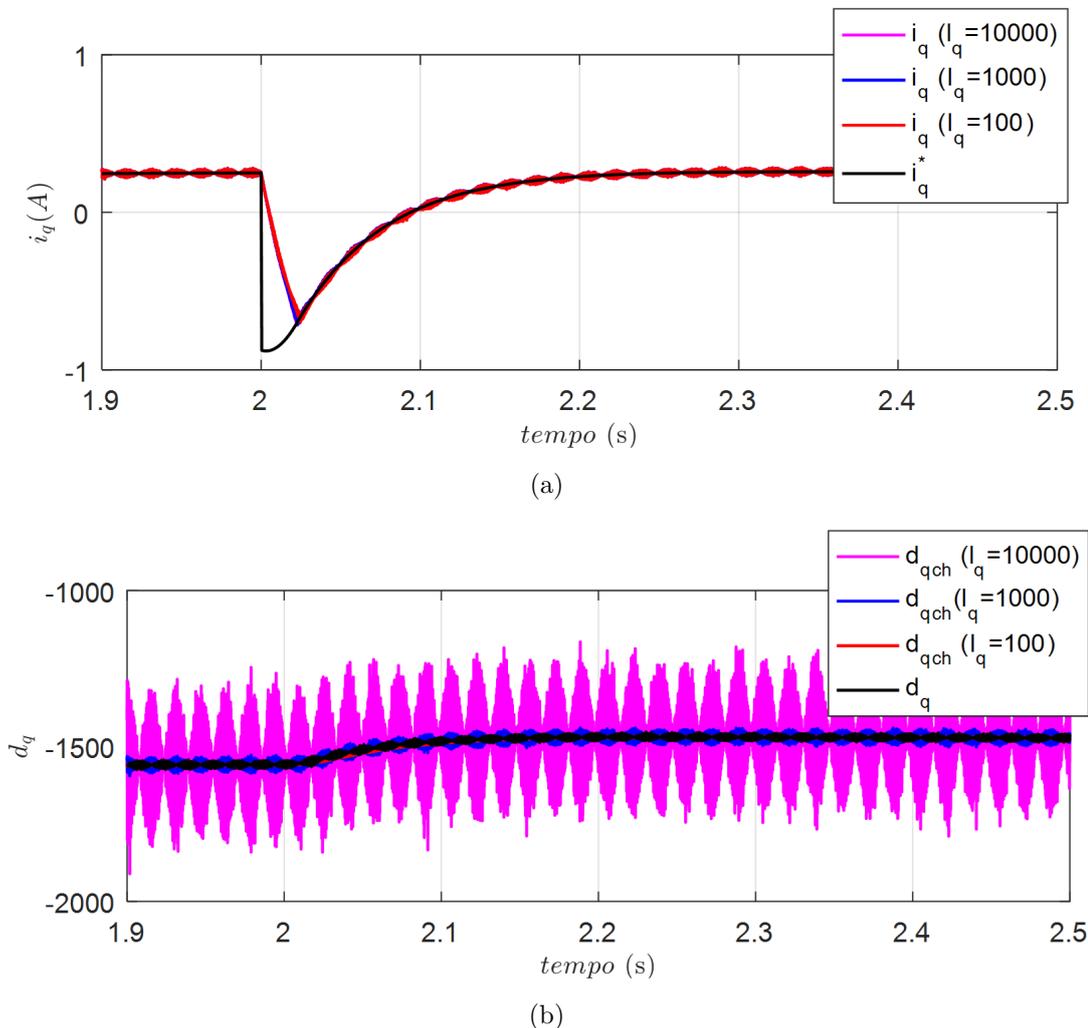
Para simplificação do projeto, os ganhos definidos para o CMDOD do eixo em quadratura foram também adotados para o CMDOD do eixo direto.

Para a implementação dos controladores PI das malhas de corrente foram considerados os valores projetados em Scalcon *et al.* (2020). Os ganhos proporcional e integral do controlador de velocidade são obtidos da mesma referência.

4.2 Variação de Velocidade

O primeiro ensaio desenvolvido considerou que o MSR foi acelerado em rampa até a velocidade rotórica de 100 rad/s , operando a vazio, e que entre o instante $t = 2 \text{ s}$ a $t = 3 \text{ s}$ ele teve uma redução na sua velocidade de referência para 95 rad/s . A variação abrupta da velocidade influencia diretamente as malhas de controle, visto que elas apresentam um

Figura 12 – Corrente e Tensão do eixo de quadratura (q) com ganho do Controlador por Modos Deslizantes constante, variando o ganho ds Observador de Distúrbio

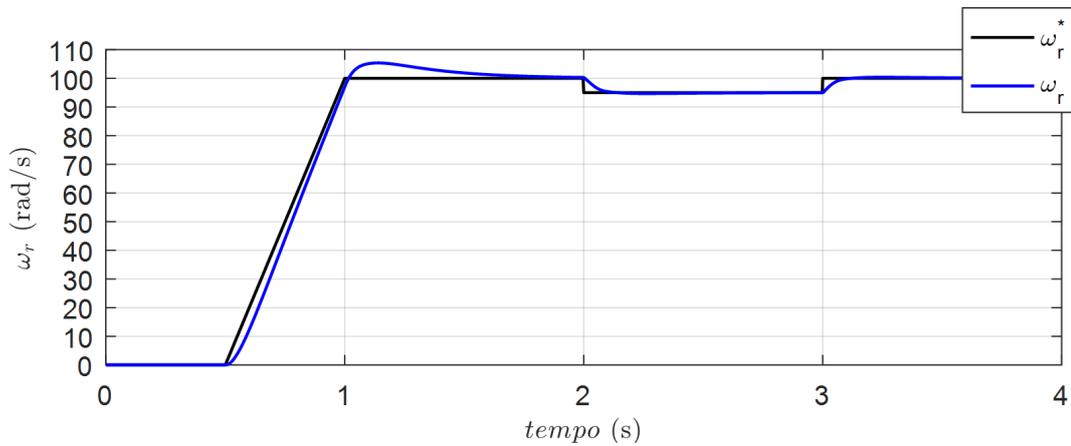


Fonte: O Autor, 2023

termo de acoplamento que é dependente da velocidade e da corrente do outro eixo. O comportamento da velocidade rotórica no ensaio é apresentado na Figura 13.

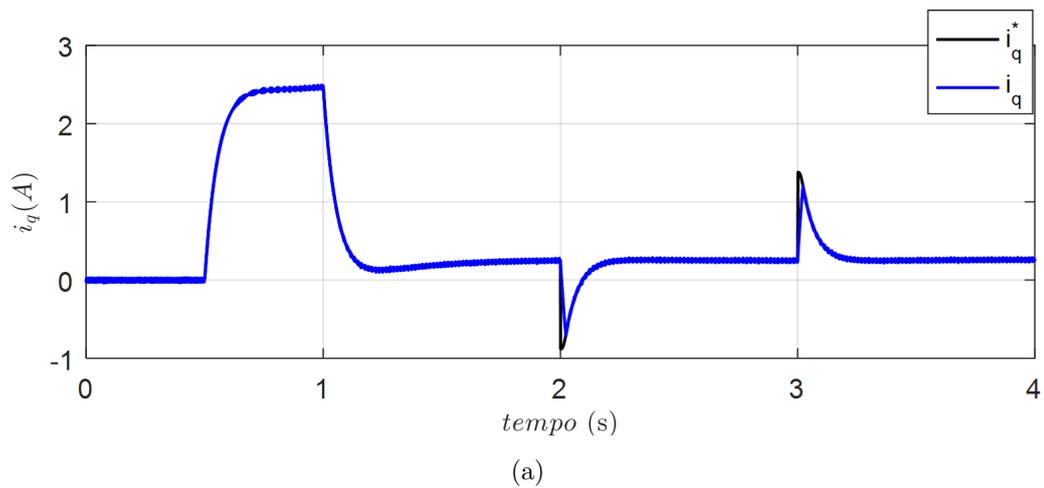
Os resultados para o controlador proposto são apresentados nas Figuras 14 a 16. Na Figura 14a observa-se que a corrente do eixo em quadratura segue a referência imposta através da malha de velocidade. A Figura 14b apresenta a corrente do eixo direto, pode-se notar que após atingir sua referência imposta no valor de 3 A, esta não apresenta oscilações durante a partida e nem quando uma variação de velocidade rotórica é desenvolvida. Na Figura 15 são apresentados os resultados para os distúrbios observados e os distúrbios reais, que foram calculados a partir do modelo da planta. Os \hat{d}_d e \hat{d}_q seguem os valores reais e através da sua realimentação na lei de controle o comportamento das correntes do MSR torna-se desacoplado. Na Figura 16 são apresentadas as leis de controle para o sistema proposto, observa-se uma oscilação devido ao comportamento chaveado do controlador por modos deslizantes.

Figura 13 – Comportamento da Velocidade.

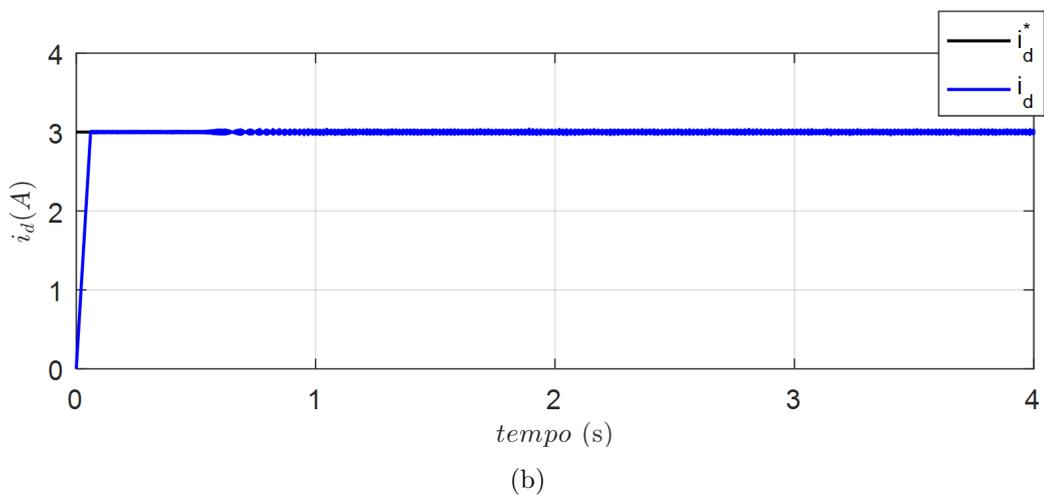


Fonte: O Autor, 2023

Figura 14 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o CMDOD quando há variação de velocidade



(a)

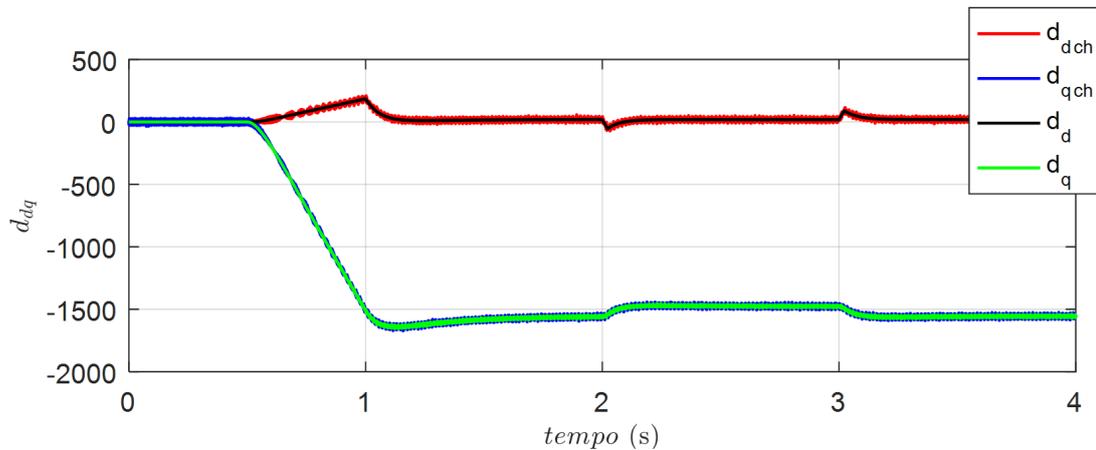


(b)

Fonte: O Autor, 2023

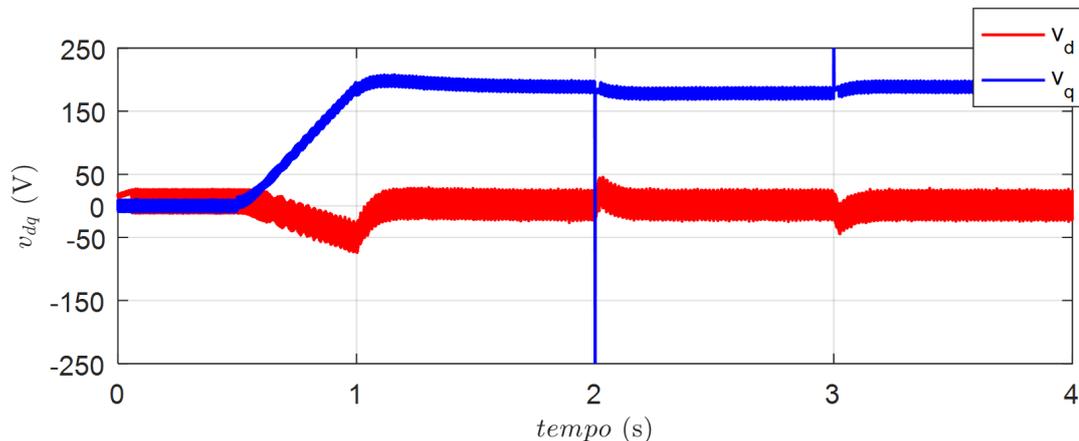
A fim de comparação, na Figura 17, é apresentado o comportamento das correntes quando utilizado o controlador PI nas três malhas de controle. Na Figura 17a observa-se o

Figura 15 – Distúrbios observados e distúrbios reais para o ensaio de variação de velocidade



Fonte: O Autor, 2023

Figura 16 – Leis de Controle para o sistema para o ensaio de variação de velocidade para CMDOD

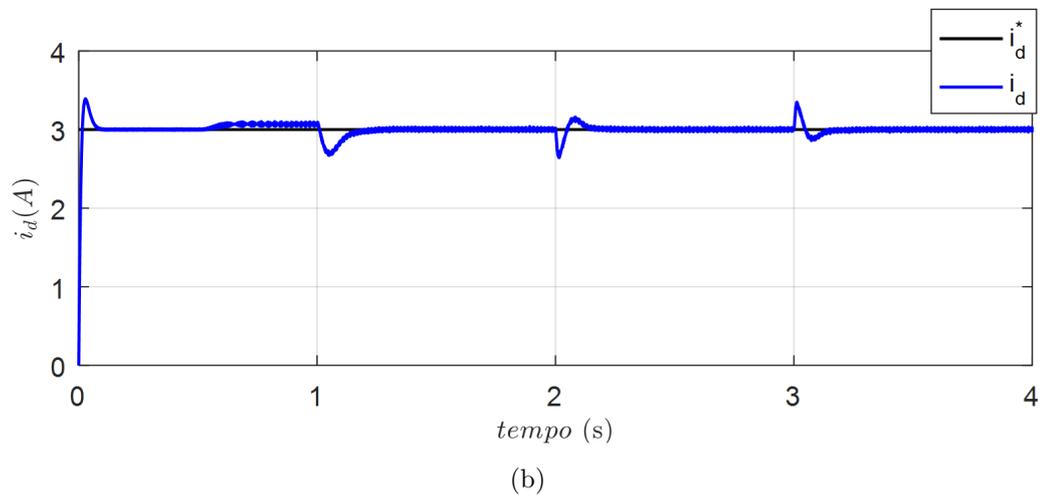
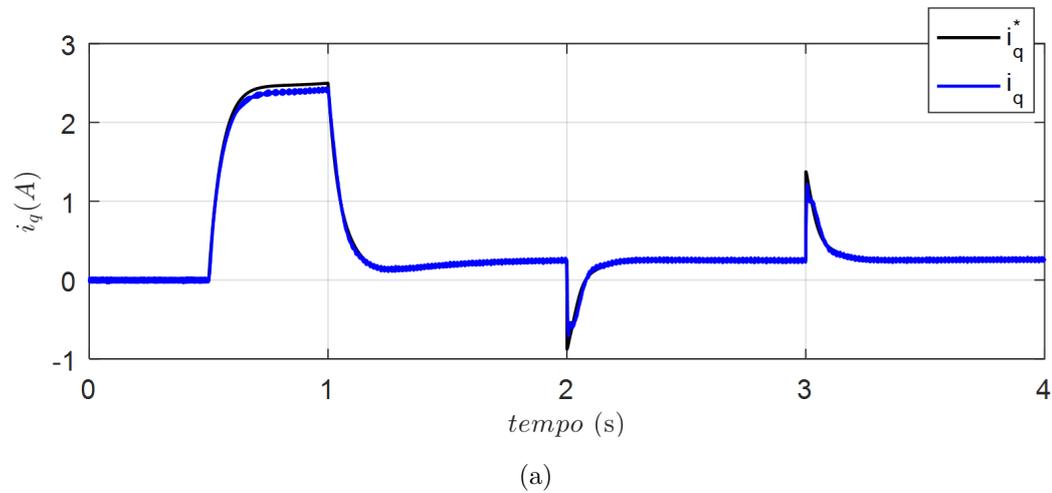


Fonte: O Autor, 2023

bom rastreamento da corrente do eixo em quadratura em relação a referência imposta pela malha de velocidade. Porém, na Figura 17b, diferente do observado no controlador proposto, quando o PI é empregado são observadas oscilações na corrente do eixo direto, tanto na partida, quando no momento em que a referência de velocidade é variada. Na Figura 18, podemos observar as leis de controle para o sistema quando usado um controlador PI. Observa-se que o sistema apresenta *overshoot* e que demora mais do que o CMDOD para estabilizar. Estas oscilações demonstram o forte acoplamento existente entre as correntes do eixo direto e em quadratura, que é mitigado com o controlador proposto.

4.3 Variação de Carga

O segundo ensaio proposto o MSR partiu de repouso e acelerou até a velocidade de 100 rad/s , conforme a Figura 19, com uma carga de 0.5 Nm aplicada no seu eixo. Entre o intervalo de 2 s a 4 s essa carga foi variada para 3 Nm , conforme Figura 20, essa

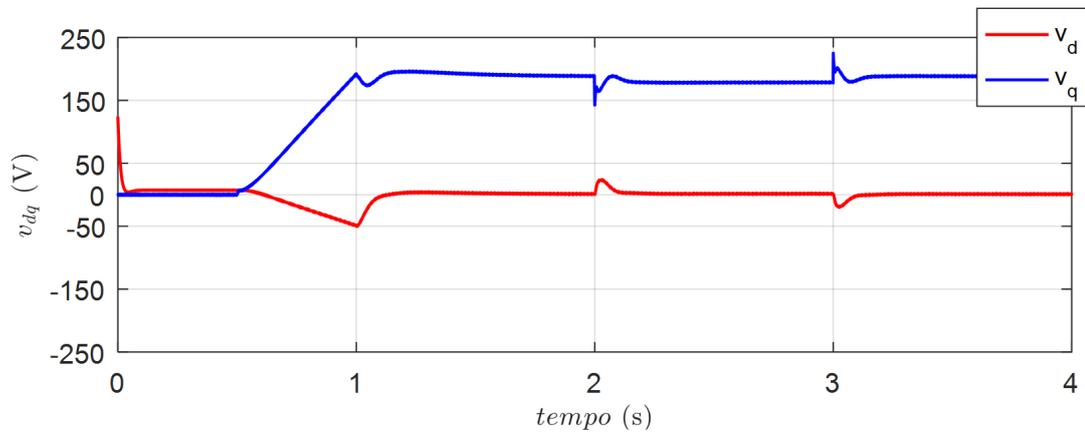
Figura 17 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o Controlador PI quando há variação de velocidade

Fonte: O Autor, 2023

variação foi imposta para se analisar o comportamento das correntes de eixo direto e em quadratura aplicando controlador proposto e o controlador PI. Na Figura 19 observa-se o comportamento da velocidade rotórica. Quando o conjugado de carga é variado, oscilações aparecem na velocidade, porém esta volta a seguir a sua referência em um intervalo menor que 1 s.

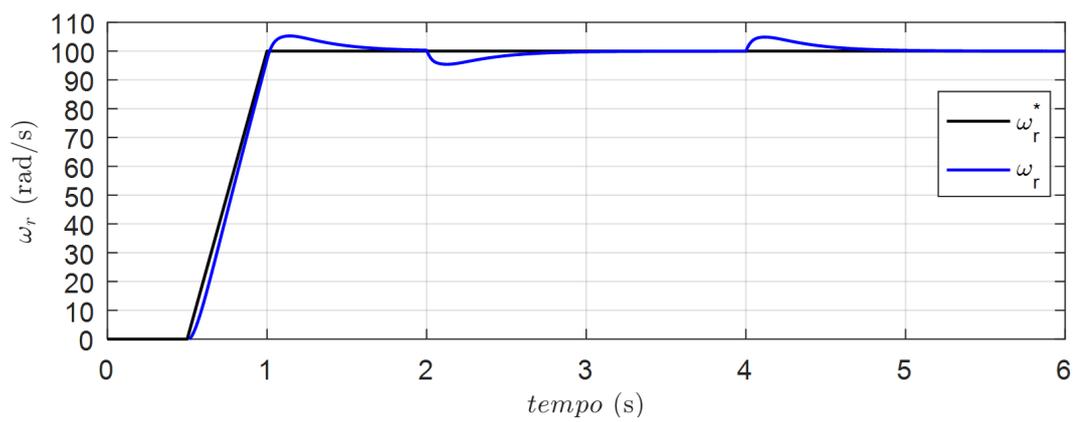
Os resultados para o segundo ensaio com o controlador proposto são apresentados nas Figuras 21 a 23. A Figura 21a apresenta o comportamento da corrente do eixo em quadratura e na Figura 21b o comportamento da corrente do eixo direto, ambas as correntes seguem as referências impostas, e pode-se observar o desacoplamento do controle das correntes, uma vez que embora a corrente do eixo em quadratura sofra variações na aceleração e no instante em que o conjugado de carga é aplicado, a corrente no eixo direto mantém-se seguindo a sua referência sem apresentar nenhuma oscilação. Além de mitigar o acoplamento existe entre os eixos, observa-se que o controlador apresenta desempenho

Figura 18 – Leis de Controle para o sistema para o ensaio de variação de velocidade para controlador PI



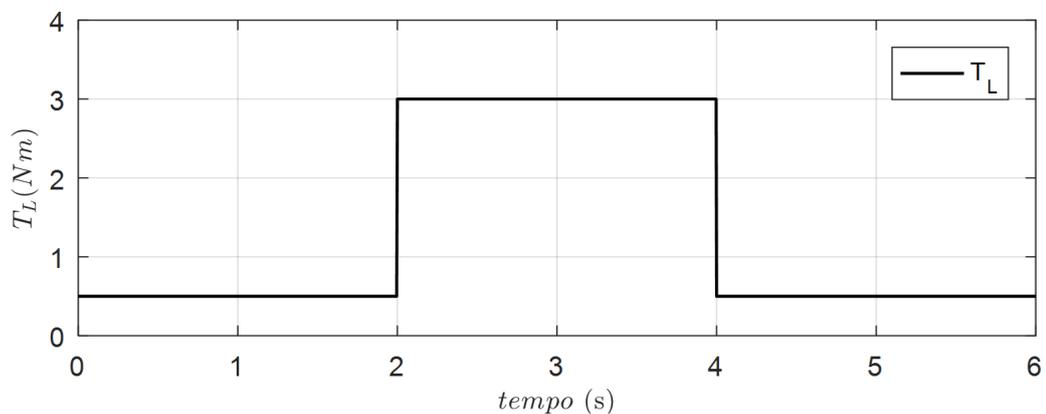
Fonte: O Autor, 2023

Figura 19 – Comportamento da Velocidade para o Ensaio de Variação de Carga



Fonte: O Autor, 2023

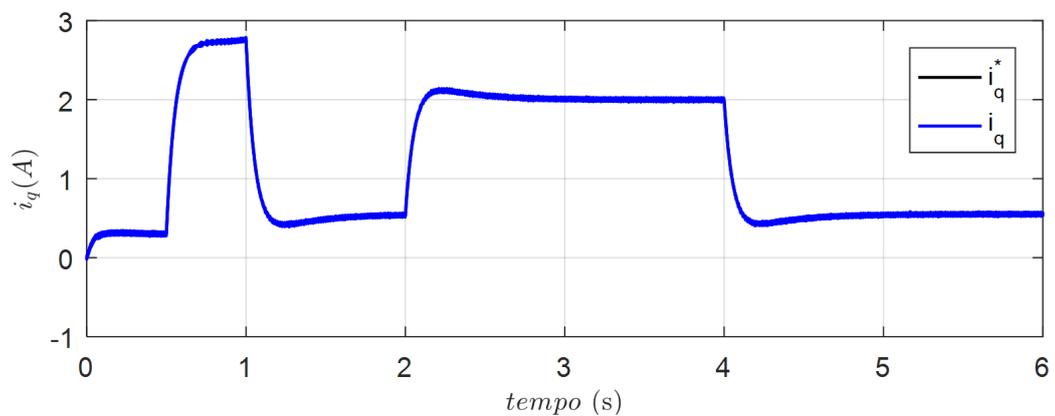
Figura 20 – Gráfico da Variação de Carga



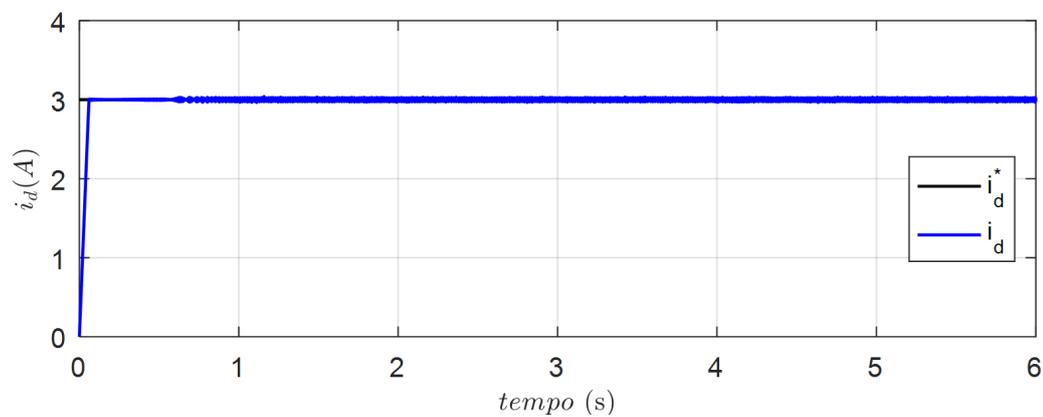
Fonte: O Autor, 2023

adequado mesmo na presença de distúrbios externos. Pois, sem a aplicação do observador de distúrbio na lei de controle do controlador por modos deslizantes, a informação do conjugado de carga e da variação deste, não seria conhecida. Desta forma, um maior ganho de controle deveria ser utilizado para mitigar o efeito do conjugado de carga. Na Figura 22 são apresentados os distúrbios observados e os reais, calculados através do modelo planta, e constata-se que os valores observados seguem os reais, por este motivo o desacoplamento e a boa rastreabilidade do controlador proposto. Na Figura 23 são apresentadas as leis de controle para o controlador proposto.

Figura 21 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o CMDOD quando há variação de carga



(a)

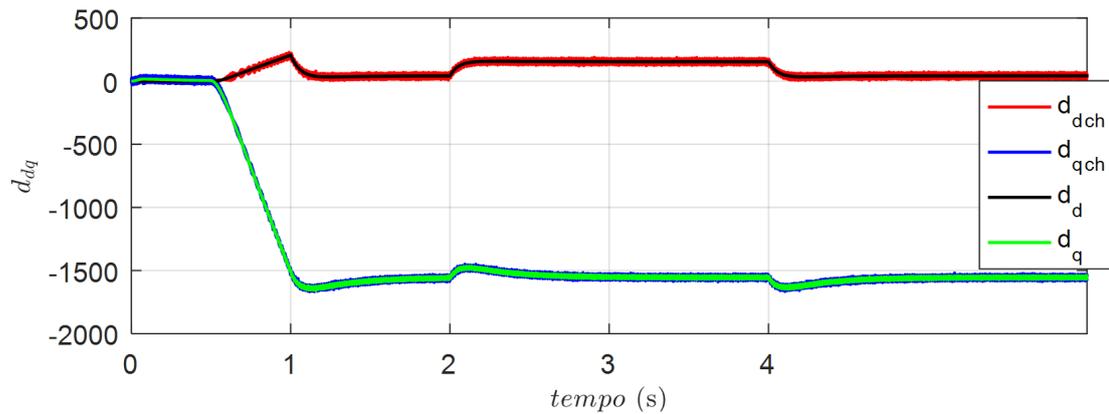


(b)

Fonte: O Autor, 2023

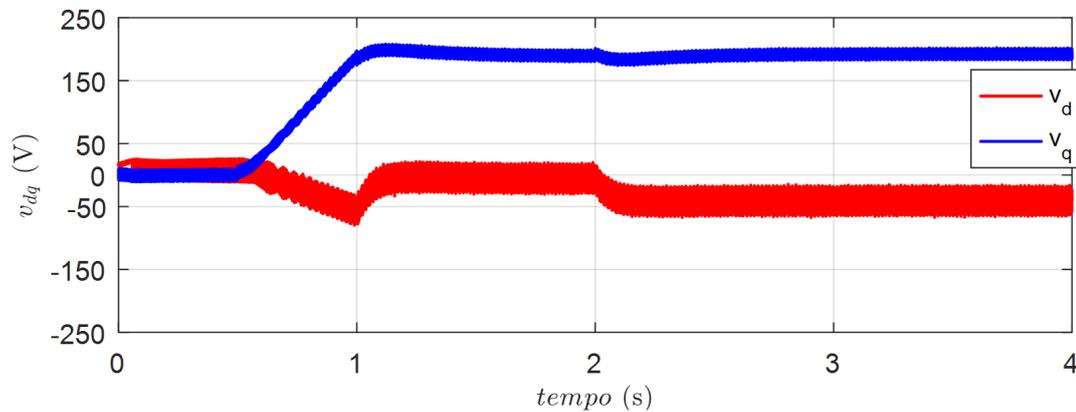
O ensaio foi realizado com os controladores PI nas três malhas de controle para comparação. A Figura 24 apresenta o comportamento das correntes do eixo em quadratura e no eixo direto. Na Figura 24a observa-se o bom rastreamento da corrente em quadratura em relação a referência imposta pela velocidade. Na Figura 24b são observadas variações na corrente do eixo direto no instante da partida e no momento em que um conjugado de carga de $3 Nm$ é imposto ao MSR.

Figura 22 – Distúrbios observados e distúrbios reais para o ensaio de variação de carga



Fonte: O Autor, 2023

Figura 23 – Leis de Controle para o sistema para o ensaio de variação de carga

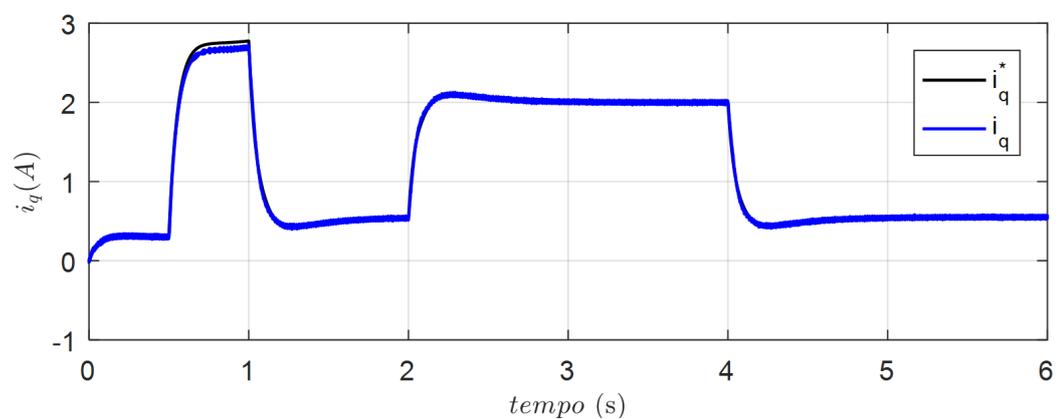


Fonte: O Autor, 2023

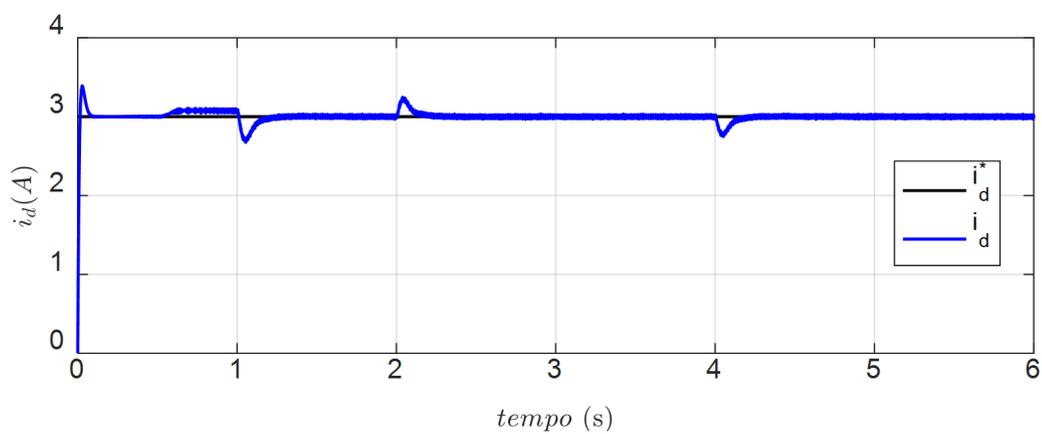
4.4 Considerações Finais

Nesse capítulo foram apresentados os resultados do controle de um MSR usando um CMDOD e foi feita a comparação entre os resultados obtidos com um controlador PI. Para tal, foram executados ensaios de variação de velocidade e de carga afim de comparar qual dos controladores se comportaria melhor. Foram observados os comportamentos das correntes de eixo direto e em quadratura quando a referência de velocidade mudava bruscamente e também quando a carga acoplada ao eixo variava abruptamente. Comparando diretamente as Figuras 14 e 17 quando há variação de velocidade e Figuras 21 e 24 quando há variação de carga, observamos que tanto para o ensaio de variação de velocidade quanto para o ensaio de variação de carga, o CMDOD teve um desempenho melhor do que o controlador PI. Como explicado anteriormente, isso se dá pelo forte acoplamento entre as correntes de eixo em quadratura e eixo direto, que é mitigado quando utilizamos o CMDOD.

Figura 24 – Correntes do eixo de quadratura (q) e eixo direto (d) com o Controlador PI quando há variação de carga



(a)



(b)

Fonte: O Autor, 2023

5 Conclusões

O presente trabalho de conclusão de curso teve como objetivo comparar o desempenho de dois tipos de controladores para MSRs: um controlador PI e um controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio. Para isso, foram realizados ensaios de variação de velocidade e variação de carga a fim de comparar o comportamento das correntes nos eixos direto e em quadratura do motor e verificar qual apresentaria melhor desempenho ao rastrear os valores de referência.

As características construtivas do motor síncrono de relutância, que não apresenta enrolamento no rotor, e sim um rotor contruido de material ferromagnético, conferem-lhe um alto desempenho e elevada eficiência energética, tornando-o uma opção atrativa para a indústria. Desse modo, a obtenção de um modelo matemático que pudesse representar o comportamento dinâmico da máquina em estudo foi fundamental para o desenvolvimento do controle proposto. Dessa forma, o motor síncrono de relutância foi modelado a partir da teoria generalizada de motores elétricos, utilizando transformações adequadas entre sistemas de coordenadas (Clarke e Park) para obter um modelo bifásico em um único referencial síncrono.

Em seguida, foi desenvolvido um controlador por modos deslizantes em tempo contínuo. Sua estabilidade foi confirmada através dos critérios de Lyapunov. Com o objetivo de aprimorar o desempenho do controlador por modos deslizantes, foi proposta uma combinação dessa técnica com um observador de distúrbio. Após a elaboração desse novo método, foram realizados testes de estabilidade utilizando os critérios de Lyapunov, juntamente com resultados de simulação para comprovar seu desempenho. Vale ressaltar que esse método assume algoritmos em tempo contínuo, e grande parte das aplicações em engenharia adotam microcontroladores para a implementação desse controlador. Assim, as provas de estabilidade do controlador em tempo contínuo não se aplicam diretamente ao sistema em tempo discreto.

No capítulo seguinte, foram executados ensaios de variação de velocidade e de carga, observando o comportamento das correntes de eixo direto e em quadratura, para validar o controlador desenvolvido anteriormente. Os resultados obtidos usando o CMDOB foram comparados com um controlador PI e demonstraram que o CMDOB apresentou um melhor desempenho em ambos os ensaios, quando comparado ao controlador PI. Isso foi evidenciado pela resposta mais rápida e estável das correntes de eixo direto e em quadratura. Pode-se observar que o CMDOB mitiga o efeito do acoplamento entre as correntes e faz com que os distúrbios estimados convirjam para os valores reais.

Dessa forma, os resultados da simulação comprovam que o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio é uma opção mais eficiente para o controle de MSR, em comparação com o controlador PI, tornando-o indicado para aplicações onde se deseja robustez frente à variações paramétricas e perturbações, bem como o desacoplamento entre as correntes. A utilização desse tipo de controlador pode trazer benefícios significativos em termos de desempenho e eficiência energética em aplicações industriais.

Por fim, é importante ressaltar que este trabalho apresenta contribuições relevantes para a área de controle de motores, propondo uma técnica de controle de corrente por modos deslizantes combinada com um observador de distúrbio que demonstrou um desempenho adequado quando se busca minimizar o efeito do acoplamento entre os eixos, aprimorando assim o desempenho do acionamento do motor síncrono de relutância. Essa proposta pode servir como base para futuras pesquisas e desenvolvimentos em plantas não-lineares que possam estar sujeitos a distúrbios.

5.1 Trabalhos Futuros

Esse projeto de diplomação pode ter segmento através dos seguintes pontos que não foram explorados:

1. Ensaios de variação paramétrica;
2. Desenvolvimento do controlador em tempo discreto;
3. Utilização de técnicas de otimização para definição dos ganhos de controle;
4. Aplicação em bancada experimental;

Referências Bibliográficas

- ABB. *Synchronous Reluctance Motor-Drive Package for Machine Builders. High Performance for Ultimate Machine Design*. 2012. Disponível em: <<https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3AUA0000120962&LanguageCode=en&>>.
- BEDETTI, N.; CALLIGARO, S.; PETRELLA, R. Stand-still self-identification of flux characteristics for synchronous reluctance machines using novel saturation approximating function and multiple linear regression. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 52, n. 4, p. 3083–3092, 2016.
- BERNARDES, T.; MONTAGNER, V. F.; GRUNDLING, H.; PINHEIRO, H. Controle vetorial para pmsm com identificação robusta de perturbações em tempo discreto. In: *In proceedings of the 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012.
- CHEN, W.-H.; YANG, J.; GUO, L.; LI, S. Disturbance-observer-based control and related methods—an overview. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 63, n. 2, p. 1083–1095, 2015.
- Empresa de Pesquisa Energética. *Anuário Estatístico de Energia Elétrica*. 2020. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/anuario-estatistico-de-energia-eletrica>>.
- GABBI, T. S. Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes. Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- GAMBA, M.; ARMANDO, E.; PELLEGRINO, G.; VAGATI, A.; JANJIC, B.; SCHAAB, J. Line-start synchronous reluctance motors: Design guidelines and testing via active inertia emulation. In: IEEE. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2015. p. 4820–4827.
- GAMBA, M.; PELLEGRINO, G.; VAGATI, A.; VILLATA, F. Design of a line-start synchronous reluctance motor. In: IEEE. *2013 International Electric Machines & Drives Conference*. [S.l.], 2013. p. 648–655.
- GLUMINEAU, A.; HAMY, M.; LANIER, C.; MOOG, C. H. Robust control of a brushless servo motor via sliding mode techniques. *International Journal of Control*, Taylor & Francis, v. 58, n. 5, p. 979–990, 1993.
- HEIDARI, H.; RASSÖLKIN, A.; KALLASTE, A.; VAIMANN, T.; ANDRIUSHCHENKO, E.; BELAHCEN, A.; LUKICHEV, D. V. A review of synchronous reluctance motor-drive advancements. *Sustainability*, MDPI, v. 13, n. 2, p. 729, 2021.
- JÚNIOR, J. A. d. S. *et al.* Construção, acionamento, controle e análise de desempenho dinâmico de um motor síncrono a relutância. Universidade Federal de Uberlândia, 2018.
- KOLEHMAINEN, J. Synchronous reluctance motor with form blocked rotor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 25, n. 2, p. 450–456, 2010.

- KOSTKO, J. Polyphase reaction synchronous motors. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, IEEE, v. 42, n. 11, p. 1162–1168, 1923.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D.; PEKAREK, S. D. *Analysis of electric machinery and drive systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. v. 75.
- KRISHNAMURTHY, M.; EDRINGTON, C. S.; EMADI, A.; ASADI, P.; EHSANI, M.; FAHIMI, B. Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 659–675, 2006.
- LI, S.; YANG, J.; CHEN, W.-H.; CHEN, X. *Disturbance observer-based control: methods and applications*. [S.l.]: CRC press, 2014.
- MATSUO, T.; LIPO, T. A. Rotor design optimization of synchronous reluctance machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 359–365, 1994.
- PERRUQUETTI, W.; BARBOT, J. P. *Sliding mode control in engineering*. [S.l.]: Marcel Dekker New York, 2002. v. 11.
- SCALCON, F. P. Contribuições ao acionamento e controle dos motores de relutância variável e síncrono de relutância. Universidade Federal de Santa Maria, 2019.
- SCALCON, F. P.; OSORIO, C. R.; KOCH, G. G.; GABBI, T. S.; VIEIRA, R. P.; GRÜNDLING, H. A.; OLIVEIRA, R. C.; MONTAGNER, V. F. Robust control of synchronous reluctance motors by means of linear matrix inequalities. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 36, n. 2, p. 779–788, 2020.
- TAHI, S.; IBTIOUEN, R.; BOUNEKHLA, M. Design optimization of two synchronous reluctance machine structures with maximized torque and power factor. *Progress In Electromagnetics Research B*, EMW Publishing, v. 35, p. 369–387, 2011.
- UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic control*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 212–222, 1977.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. [S.l.]: CRC press, 2017.
- UTKIN, V. I. *Sliding modes in control and optimization*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013.
- VIEIRA, R. P.; GABBI, T. S.; GRÜNDLING, H. A. Sensorless decoupled im current control by sliding mode control and disturbance observer. In: IEEE. *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2014. p. 844–849.
- VIEIRA, R. P. *et al.* Contribuições ao acionamento e controle sensorless aplicado ao motor de indução bifásico assimétrico. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- WANG, Y.; IONEL, D.; DORRELL, D. G.; STRETZ, S. Establishing the power factor limitations for synchronous reluctance machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 51, n. 11, p. 1–4, 2015.

XU, L.; XU, X.; LIPO, T. A.; NOVOTNY, D. W. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 27, n. 5, p. 977–985, 1991.

YAMACHITA, R. A. Determinação de perdas e rendimento em motores elétricos empregando termografia infravermelha. 2013.

YANG, J.; LI, S.; YU, X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 60, n. 1, p. 160–169, 2012.

ZEKIC, J. *Modeling and analysis of SynRM for hybrid electric vehicle application*. Dissertação (Mestrado), 2016.

ZHU, Z.-Q.; HOWE, D. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 95, n. 4, p. 746–765, 2007.

Apêndices

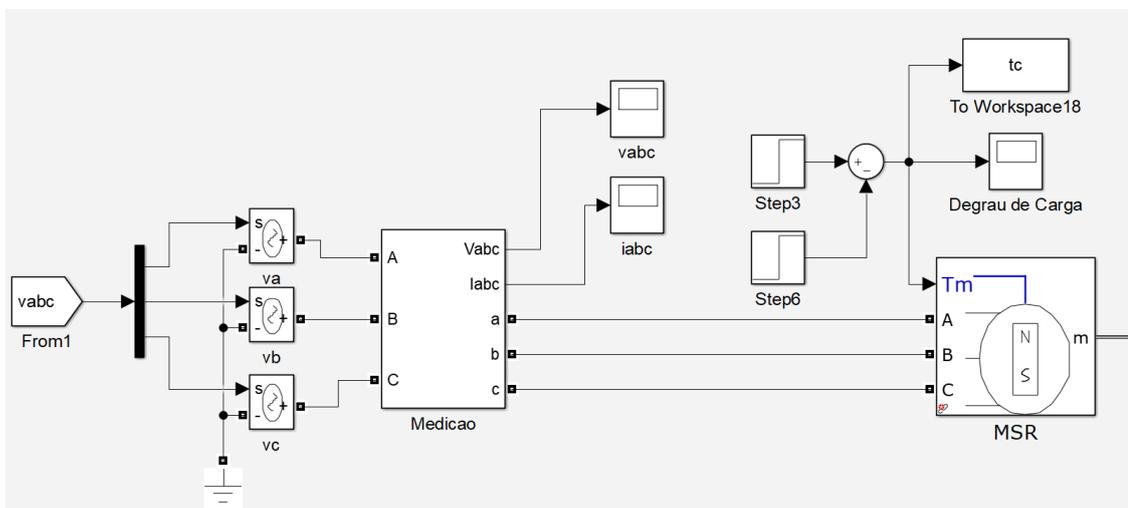
APÊNDICE A – Sistema implementado para simulação

Para análise do sistema de controle proposto foi implementada uma simulação no software *MATLAB/Simulink*. O sistema foi desenvolvido através de diagrama de blocos, conforme Figuras 25 a 32

Figura 25 apresenta o MSR e sua alimentação a partir de tensões trifásicas. Para implementação do MSR no *software* foi considerado o modelo disponível na biblioteca de um motor síncrono com ímãs permanentes (MSIP). Ao se analisar o modelo matemático do MSR em relação ao modelo matemático do MSIP, constata-se que o que difere os dois é um termo referente ao fluxo concatenado dos ímãs, desta forma, o fluxo concatenado dos ímãs foi considerado como zero, tendo assim uma boa aproximação do modelo do MSR. As tensões trifásicas são geradas a partir das leis de controle e da transformação inversa de Clarke e Park, conforme Figura 26. As transformações são utilizadas também para a obtenção das correntes nos eixos direto e em quadratura, conforme Figura 27.

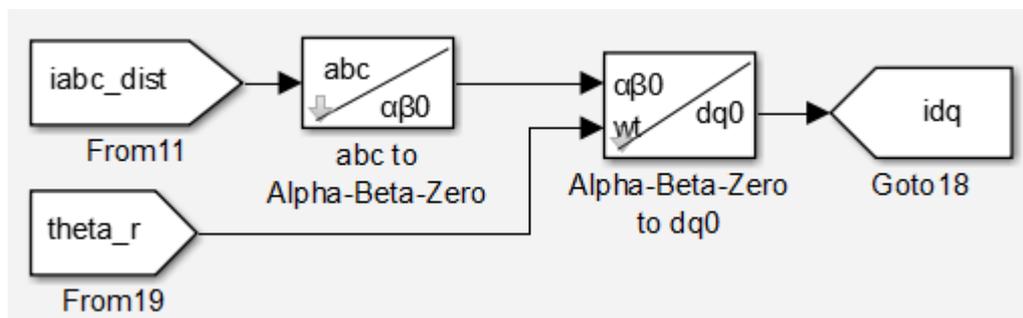
Para o controle de velocidade foi utilizado um bloco de controlador PI, onde foi inserido os valores dos ganhos proporcional e integral no tempo contínuo, a entrada do controle foi o erro entre a velocidade de referência e a velocidade obtida a partir do modelo da máquina, como saída do controle temos a referência de corrente para o eixo em quadratura, conforme Figura 28. Para fins de comparação, foram implementados controladores PI para as malhas de corrente, conforme Figura 29.

Figura 25 – MSR alimentado por tensões trifásicas



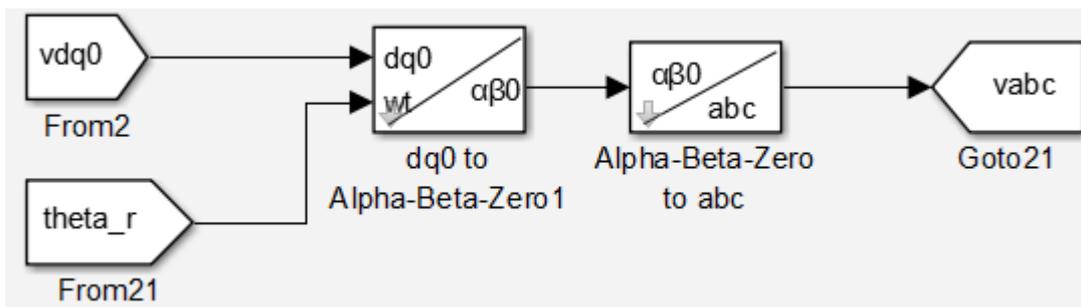
Fonte: O Autor, 2023

Figura 26 – Tensões trifásicas geradas



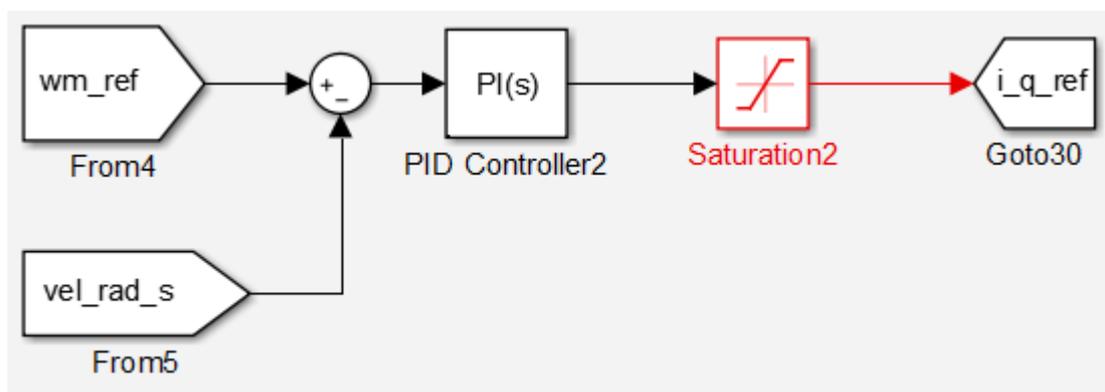
Fonte: O Autor, 2023

Figura 27 – Correntes de eixo direto e em quadratura geradas



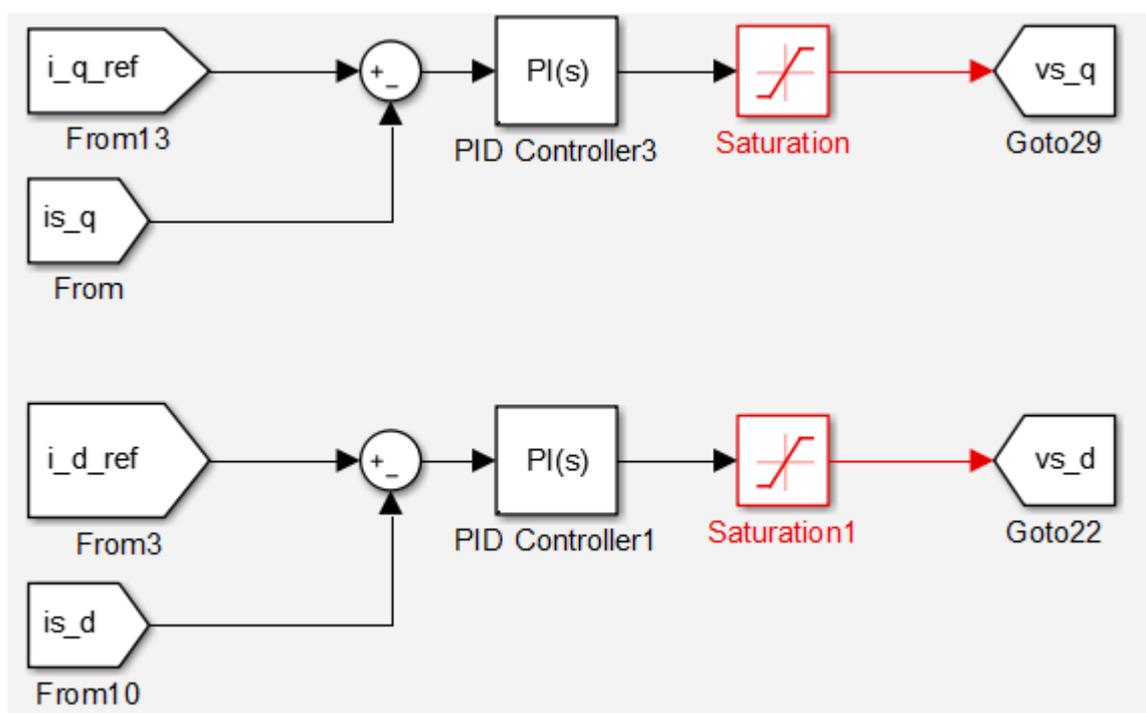
Fonte: O Autor, 2023

Figura 28 – Controlador PI para controle de velocidade



Fonte: O Autor, 2023

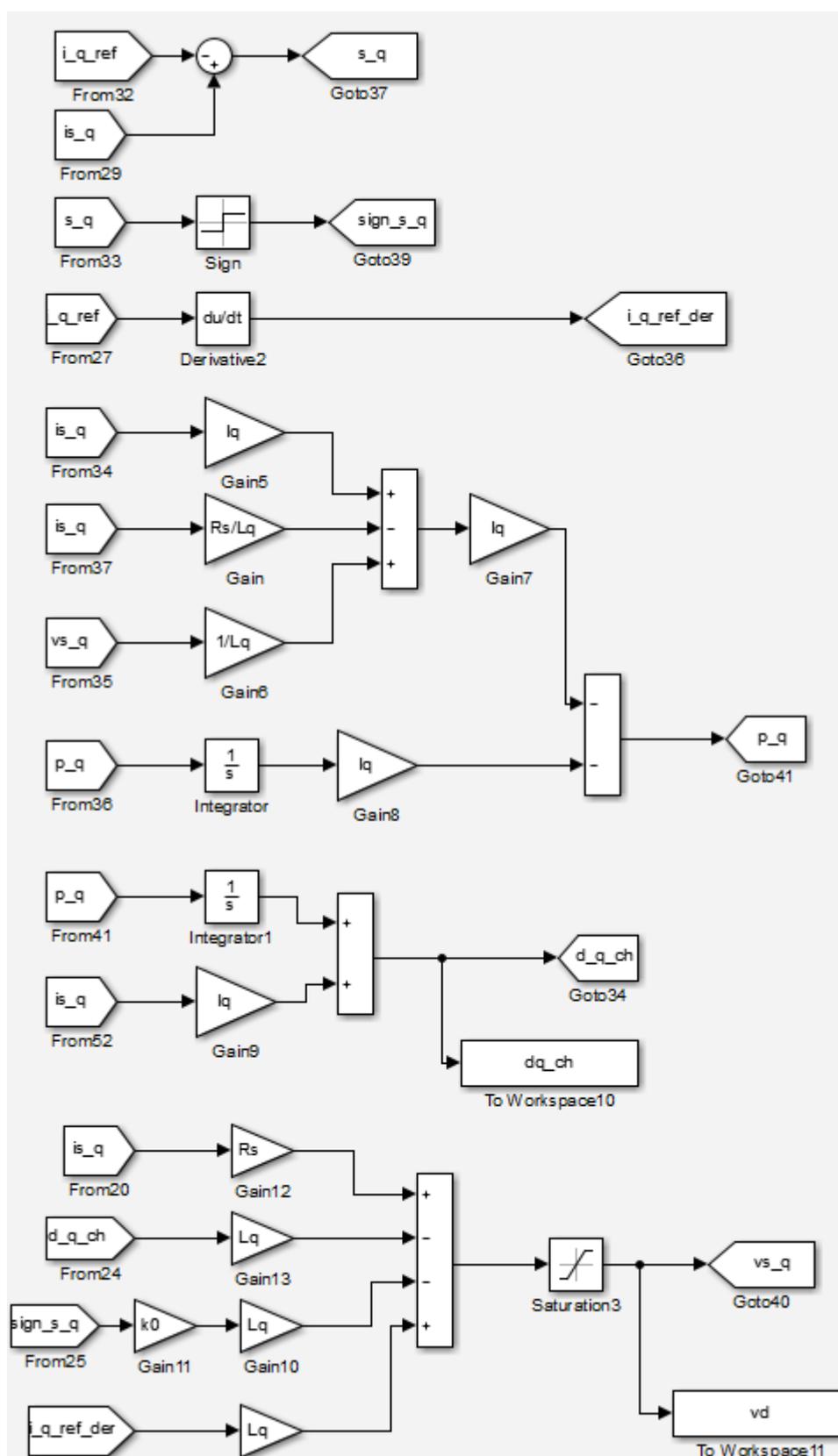
Figura 29 – Controladores PI para as malhas de corrente



Fonte: O Autor, 2023

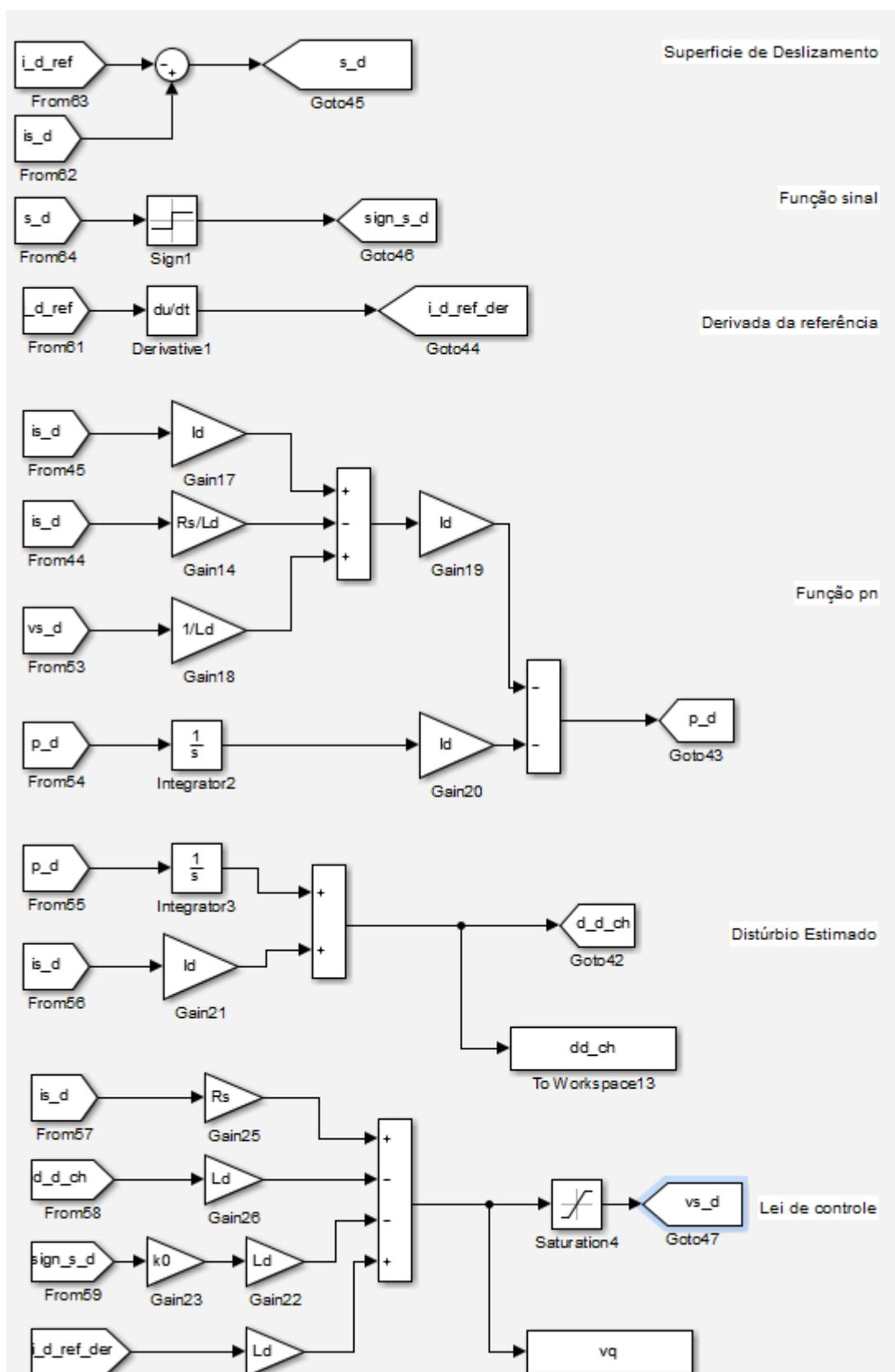
Nas Figuras 30 e 31 é apresentada a implementação dos controladores propostos para os eixos em quadratura e direto, respectivamente. São calculadas as superfícies de deslizamento, os observadores de distúrbio e as leis de controle. Os distúrbios reais utilizados para comparação com os distúrbios estimados são obtidos conforme Figura 32.

Figura 30 – CMDOD para o eixo em quadratura



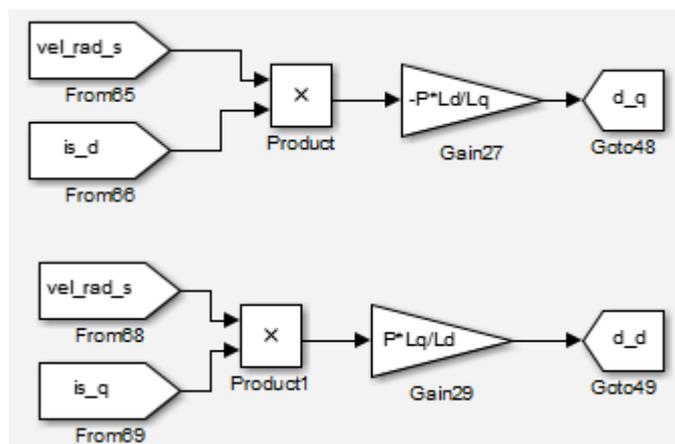
Fonte: O Autor, 2023

Figura 31 – CMDOD para o eixo direto



Fonte: O Autor, 2023

Figura 32 – Obtenção dos distúrbios



Fonte: O Autor, 2023

Anexos

ANEXO A – Controladores PI para Malha de Corrente

O primeiro passo para o projeto dos controladores PI das malhas de corrente é a determinação das funções transferência de malha fechada de i_d e i_q . Para tanto, faz-se necessário definir as funções transferência dos controladores PI utilizados para as correntes de eixo d e q , mostrados nas Equações 81 e 82, respectivamente.

$$G_{c_d}(s) = k_{p_d} + \frac{k_{i_d}}{s} \quad (81)$$

$$G_{c_q}(s) = k_{p_q} + \frac{k_{i_q}}{s} \quad (82)$$

em que, k_{p_d} e k_{p_q} são os ganhos proporcionais e k_{i_d} e k_{i_q} os ganhos integrais.

As funções transferência do modelo elétrico do MSR em coordenadas dq são definidas por 83 e 84.

$$G_d(s) = \frac{\frac{1}{L_d}}{s + \frac{R_s}{L_d}} \quad (83)$$

$$G_q(s) = \frac{\frac{1}{L_q}}{s + \frac{R_s}{L_q}} \quad (84)$$

Com as funções transferências dadas em 81, 82, 83 e 84, pode-se determinar as funções transferência de malha fechada para as correntes i_d e i_q como $G_{mfd}(s)$ e $G_{mfq}(s)$,

$$G_{mfd}(s) = \frac{G_{c_d}(s)G_d(s)}{1 + G_{c_d}(s)G_d(s)} = \frac{\frac{k_{p_d}}{L_d}s + \frac{k_{i_d}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{p_d}}{L_d}s + \frac{k_{i_d}}{L_d}} \quad (85)$$

$$G_{mfq}(s) = \frac{G_{c_q}(s)G_q(s)}{1 + G_{c_q}(s)G_q(s)} = \frac{\frac{k_{p_q}}{L_q}s + \frac{k_{i_q}}{L_q}}{s^2 + \frac{R_s + k_{p_q}}{L_q}s + \frac{k_{i_q}}{L_q}} \quad (86)$$

Verifica-se que as dinâmicas em malha fechada para as plantas são de segunda ordem. A fim de se projetar o ganho dos controladores, a planta de malha fechada será aproximada por uma função transferência de segundo grau, como visto em 87 e 88.

$$G_{mfd}(s) = \frac{\frac{k_{p_d}}{L_d}s + \frac{k_{i_d}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{p_d}}{L_d}s + \frac{k_{i_d}}{L_d}} = \frac{2\xi_1\omega_{C_d}s + \omega_{C_d}^2}{s^2 + 2\xi_{C_d}\omega_{C_d}s + \omega_{C_d}^2} \quad (87)$$

$$G_{mf_q}(s) = \frac{\frac{k_{p_q}}{L_q}s + \frac{k_{i_q}}{L_q}}{s^2 + \frac{R_s + k_{p_q}}{L_q}s + \frac{k_{i_q}}{L_q}} = \frac{2\xi_2\omega_{C_q}s + \omega_{C_q}^2}{s^2 + 2\xi_{C_q}\omega_{C_q}s + \omega_{C_q}^2} \quad (88)$$

em que, ξ_{C_d} e ξ_{C_q} correspondem aos coeficientes de amortecimento desejados para o sistema, ξ_1 e ξ_2 são os coeficientes de amortecimentos obtidos pela igualdade do denominador e ω_{C_d} e ω_{C_q} às frequências naturais não amortecidas.

Observação O1: A resistência estatória é significativamente menor que o ganho proporcional a ser projetado, permitindo que possa ser desprezado na comparação das plantas, como visto em 89

$$\begin{aligned} k_{p_d} &\gg R_s \\ k_{p_q} &\gg R_s \end{aligned} \quad (89)$$

Dessa forma, pode-se determinar os ganhos dos controladores PI para as malhas de corrente segundo 90

$$\begin{aligned} k_{p_d} &= 2\xi_{C_d}\omega_{C_d}L_d - R_s \\ k_{p_q} &= 2\xi_{C_q}\omega_{C_q}L_q - R_s \\ k_{i_d} &= \omega_{C_d}^2L_d \\ k_{i_q} &= \omega_{C_q}^2L_q \end{aligned} \quad (90)$$

ANEXO B – Controladores PI para Malha de Velocidade

O projeto do controlador PI para a malha de velocidade será análogo ao realizado para a malha de corrente. Inicialmente, define-se a equação do controlador utilizado, como visto em 91.

$$G_{c_{mec}}(s) = k_{p_{mec}} + \frac{k_{i_{mec}}}{s} \quad (91)$$

em que, $k_{p_{mec}}$ é o ganho proporcional e $k_{i_{mec}}$ é o ganho integral do controlador.

A função transferência do modelo mecânico do MSR é dada por,

$$G_{mec}(s) = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} \quad (92)$$

Com as funções transferências dadas em 91 e 92, pode-se determinar a função transferência de malha fechada para a malha de velocidade $G_{mf_d}(s)$,

$$G_{mf_d}(s) = \frac{G_{c_{mec}}(s)G_{mec}(s)}{1 + G_{c_{mec}}(s)G_{mec}(s)} = \frac{\frac{k_{p_{mec}}}{J}s + \frac{k_{i_{mec}}}{J}}{s^2 + \frac{B+k_{p_{mec}}}{J}s + \frac{k_{i_{mec}}}{J}} \quad (93)$$

Assim como para a parte elétrica, observa-se que as dinâmicas em malha fechada para a planta é de segunda ordem. A fim de se projetar o ganho do controlador, a planta de malha fechada será aproximada por uma função transferência de segundo grau, como visto em 94.

$$G_{mf_d}(s) = \frac{\frac{k_{p_{mec}}}{J}s + \frac{k_{i_{mec}}}{J}}{s^2 + \frac{B+k_{p_{mec}}}{J}s + \frac{k_{i_{mec}}}{J}} = \frac{2\xi_3\omega_{C_{mec}}s + \omega_{C_{mec}}^2}{s^2 + 2\xi_{C_{mec}}\omega_{C_{mec}}s + \omega_{C_{mec}}^2} \quad (94)$$

em que, $\xi_{C_{mec}}$ corresponde ao coeficiente de amortecimento desejados para o sistema e $\omega_{C_{mec}}$ às frequência natural não amortecida.

Observação O2: O coeficiente de atrito viscoso é significativamente menor que o ganho proporcional a ser projetado, permitindo que possa ser desprezado na comparação das plantas, como visto em 95.

$$k_{p_{mec}} \gg B \quad (95)$$

Dessa forma, pode-se determinar os ganhos dos controladores PI para as malhas de velocidade segundo 96

$$\begin{aligned}k_{p_{mec}} &= 2\xi_{C_{mec}}\omega_{C_{mec}}J \\k_{i_{mec}} &= \omega_{C_{mec}}^2J\end{aligned}\tag{96}$$