UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira

**Emulação de Sistemas Mecânicos
Acoplados a Máquinas Elétricas
Rotativas**

São Carlos
2019

Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira

**Emulação de Sistemas Mecânicos
Acoplados a Máquinas Elétricas
Rotativas**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas dinâmicos

Orientador: José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos

2019

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

048e OLIVEIRA, CARLOS MATHEUS RODRIGUES DE
Emulação de Sistemas Mecânicos Acoplados a
Máquinas Elétricas Rotativas / CARLOS MATHEUS RODRIGUES
DE OLIVEIRA; orientador José Roberto Boffino de Almeida
Monteiro. São Carlos, 2019.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2019.

1. Acionamento e Controle de Máquinas Elétricas.
2. Validação de Estratégias de Controle. 3. Emulação de
Cargas Dinâmicas. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CARLOS MATHEUS RODRIGUES DE OLIVEIRA.**

Título da tese: "Emulação de sistemas mecânicos acoplados a máquinas elétricas rotativas".

Data da defesa: 11/10/2019

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Associado **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro** APROVADO
(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **Mateus Giesbrecht**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Prof. Dr. **Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho**
(Universidade Federal do ABC/UFABC)

APROVADO

Prof. Dr. **Maurício Barbosa de Camargo Salles**
(Escola Politécnica/EP-USP)

APROVADO

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Titular **Ivan Nunes da Silva**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

*Dedico este trabalho aos meus pais Carlos Reis de Oliveira
e Leide Rodrigues de Oliveira.*

Agradecimentos

Agradeço a Deus em primeiro lugar, por ter me dado apoio incondicional.

Ao Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro ao qual expresso minha sincera gratidão por todo apoio e suporte durante anos de excelente orientação. Agradeço também, a confiança que foi depositada em mim por todo o tempo e principalmente pela amizade firmada.

Ao Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar por estar sempre presente e disposto a ajudar em diversos esclarecimento de inúmeras dúvidas sobre máquinas elétricas, tópicos de controle e diversos conceitos práticos no desenvolvimento da bancada experimental de ensaios. Cabe salientar que, suas contribuições foram imprescindíveis para o êxito deste trabalho.

A toda a minha família, em especial aos meus pais Carlos e Leide, irmãs Bia, Fa e Kaka, tia Loide, prima Andrea, sogros Atos e Tania e ao amigo Alisson por todo o apoio, incentivo, confiança depositada em mim, pelos conselhos e palavras de motivação nos momentos difíceis.

Em especial a minha esposa Suzana que esteve comigo em diversos momentos difíceis durante toda a caminhada do doutorado e da vida, pelo amor e dedicação, fazendo parte essencial da minha vida.

A todos os amigos que tive o prazer de fazer em São Carlos, pela companhia nos momentos de estudo e nas inúmeras empreitadas durante o doutorado. Em especial aos colegas Allan, Paulo, Wagner, Flávio, Suetake, Stefan, Thales, William, Anna, Marley, Geyverson, Marcelo, Mateus, Edson, Tati, Maiara, Murilo, Luan, Elian, Rodolfo, Douglas, Tylon, Thiago, Rafael, Luan, Ricardo, Celton e Guilherme.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, em especial ao Rui e o Odair pela ajuda no desenvolvimento mecânico da bancada de emulação.

A Escola de Engenharia de São Carlos pelo suporte fornecido no decorrer deste trabalho e a CAPES pelo apoio financeiro.

*“The two most important days in your life are the day you were born and the day you
find out why”, **Mark Twain.***

Resumo

Oliveira, Carlos **Emulação de Sistemas Mecânicos Acoplados a Máquinas Elétricas Rotativas**. 113 p. Tese de doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2019.

Este trabalho aborda o problema de emulação de sistemas mecânicos de maneira precisa para qualquer carga mecânica cujo modelo matemático é conhecido. A estratégia de controle proposta aplica-se a qualquer máquina elétrica rotativa atuando como uma carga programável, sendo uma ferramenta importante na validação de sistemas de controle e acionamento em abordagem de torque, velocidade e posição rotórica, que é aplicado em diversas aplicações de engenharia, como transporte e energia renovável. A estrutura proposta utiliza um compensador antecipatório (*feedforward*) em conjunto com um controlador de rastreo de velocidade ou posição que possibilita assegurar robustez sob variação paramétrica e dinâmica não modeladas. O desempenho dinâmico do sistema utilizando a estrutura proposta não depende do modelo de emulação, possibilitando emular qualquer modelo matemático considerando a potência nominal da máquina de emulação. O compensador *feedforward* permite a inclusão de efeitos não-lineares e restrições encontradas na bancada experimental de ensaios quando necessário, tornando a estratégia uma boa candidata para sistemas com imprecisão no modelo dinâmico da bancada de teste. Além disso, diferentes abordagens de controle podem ser aplicadas tanto ao compensador e ao controlador de rastreo. O observador de Luenberger foi adotado no compensador *feedforward*, sendo que o controlador de rastreo em abordagem de velocidade foi o proporcional integral derivativo (PID) e em abordagem de posição o proporcional derivativo (PD). A configuração da bancada experimental consiste em dois motores de indução com rotor de gaiola de esquilo acoplados, no qual cada um desempenha a função de máquina sob teste e a outra de máquina de emulação. O método foi validado em modelos lineares e não-lineares com larga variação de atrito, inércia e efeitos de torção no eixo em abordagens de velocidade e posição rotórica. Os resultados simulados e experimentais são muito semelhantes, mesmo quando a alta incerteza é considerada nos parâmetros mecânicos.

Palavras-chave: Acionamento e Controle de Máquinas Elétricas. Validação de Estratégias de Controle. Emulação de Cargas Dinâmicas.

Abstract

Oliveira, Carlos **Emulation of Mechanical Systems Coupled to Rotary Electrical Machines**. 113 p. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2019.

This paper addresses the problem of dynamic load emulation of any mechanical load whose mathematical model is known. The control strategy of a load machine is used to design tasks of control algorithms of variable speed, position and torque drives for educational purposes and several engineering applications, as transportation and renewable energy. The structure uses a set-point feedforward compensator with speed-tracking controller which provides robustness under parametric variation and non-modeled dynamics. Nonlinear effects and constraints of the experimental setup shaft can be included in the compensator, which makes the strategy an alternative method for systems operating under different degrees of uncertainty. Moreover, different control approaches can be applied to both compensator and speed controller. The method can be applied with any rotating machines, where two induction motors (IMs) with directly coupling are adopted. The Luenberger observer was adopted as a feedforward compensator and the proportional integral derivative (PID) as speed-tracking controller and proportional-derivative (PD) as position-tracking controller. The experimental setup consists of two directly coupled induction motors (IMs), where the machine under test and the programmable dynamometer are placed. The method was validated by linear and nonlinear models of large inertia and time-varying mechanical parameters. The simulated and experimental results were very similar, even when high uncertainty was assumed.

Keywords: Electric Machine Drive and Control. Control validation. Dynamometer Control. Dynamic Load Emulation. Hardware-in-the-loop..

Lista de siglas

CC Corrente Contínua

DSP *Digital Signal Processor*

FOC *Field Oriented Control*

IFOC *Indirect Field Oriented Control*

IMD *Inverse Mechanical Dynamics*

IMPC *Input Multiplicative Perturbation Configuration*

MIT Máquina de Indução Trifásica

MCC Motor de Corrente Contínua

PD Proporcional Derivativo

PI Proporcional Integral

PID Proporcional Integral Derivativo

PWM *Pulse Width Modulation*

RTS *Real-time Time Simulation*

Sumário

1	Introdução	19
1.1	Objetivos	23
1.2	Organização do Trabalho	23
2	Conceito Geral dos Métodos de Emulação de Sistemas Mecânicos	25
2.1	Introdução à Emulação de Sistemas Mecânicos	25
2.2	Emulação em Termos de Velocidade Rotórica	28
2.2.1	Abordagem em Malha Aberta de Velocidade	29
2.2.2	Abordagem em Malha Fechada de Velocidade	32
2.3	Emulação em Termos de Posição Rotórica	37
3	Emulação de Sistemas Mecânicos com Máquinas de Indução Trifásica	
	Gaiola de Esquilo	43
3.1	Método Proposto para Emulação de Sistemas Mecânicos com Precisão . .	44
3.1.1	Conceito de Incerteza Paramétrica	44
3.1.2	Torque de Carga de Emulação	45
3.1.3	Emulação com Compensador <i>feedforward</i> Utilizando T_{lem} Analítico	47
3.1.4	Implementação do Método Utilizando Observador de Estado . . .	49
3.2	Emulação de Sistemas Mecânicos com a Máquina de Indução Trifásica com Rotor Gaiola de Esquilo	51
3.2.1	Sistema sob Teste	52
3.2.2	Modelagem e Estratégia de Controle da Máquina de Indução Trifásica (MIT)	52
3.2.3	Compensador <i>Feedforward</i> com Observador de Luenberger	58
3.2.4	Controlador de Rastreamento em Velocidade/Posição - C	60
3.2.5	Desempenho Dinâmico da Emulação de Sistemas Mecânicos	61
4	Resultados	67

4.1	Emulação em Torque e Velocidade	67
4.1.1	Máquina sob Teste com Variação de sua Inércia	67
4.1.2	Máquina sob Teste Acoplada a uma Máquina de Watt	70
4.1.3	Comparação do Método Proposto com Modelo de Duas Massas	72
4.2	Emulação em Posição Rotórica	78
4.2.1	Máquina sob Teste com Efeito de Torção	78
4.2.2	Emulação do Modelo de Duas Massas Para Posição	84
5	Conclusões	89
5.1	Diretivas Futuras	90
	Referências	91
	Apêndices	97
APÊNDICE A	Considerações de Implementação e Validação	99
A.1	Procedimentos de Simulação	99
A.2	Bancada Experimental de Ensaios	99
A.3	Referencial de Velocidade e Posição	100
A.4	Parâmetros de Referência	101
APÊNDICE B	<i>Hardware</i> Desenvolvido para a Bancada de Ensaios Ex-	
	perimentais	103
B.1	Transmissor de 8 Canais Diferenciais	103
B.2	Receptor de 8 Canais Diferenciais	103
B.3	Placa de Interface dos Inversores	103
B.4	Retificador Trifásico	107
B.5	Fontes Simétricas Isoladas	107
B.6	Filtros Passivos	107
B.7	Circuito do Sensor de Corrente (HXS-20NP)	111
B.8	Circuito do Sensor de Tensão (LV 20-P)	111

Introdução

As máquinas elétricas estão presentes em diversas aplicações de engenharia, possuindo relevância em áreas de pesquisa e desenvolvimento envolvendo veículos elétricos, energias renováveis, manufatura e equipamentos industriais (RAM; RAHI; SHARMA, 2017; JAHNS, 2017; MATSUSE; MATSUHASHI, 2017). No panorama energético de países desenvolvidos, o impacto das máquinas elétricas rotativas no elemento motriz teve um aumento significativo, obrigando pesquisadores a desenvolverem sistemas mais eficientes (MALINOWSKI et al., 2017). Portanto, a literatura revela a relevância das máquinas elétricas rotativas, justificando diversos estudos envolvendo tópicos de microprocessadores, controle digital e processamento de sinais, conversores, estratégias de controle, entre outros, que devem atender diversas especificações durante as etapas de projeto.

Os tópicos de pesquisa e desenvolvimento envolvendo acionamento e controle de máquinas geralmente são explorados utilizando ferramentas computacionais, onde é realizada a modelagem do sistema de interesse. Segundo Mojlish et al. (2017) a modelagem do sistema é a representação matemática de um fenômeno físico e, quando inserido em um ambiente computacional, uma simulação é obtida. No contexto de sistemas envolvendo máquinas elétricas, a simulação *offline* foi a principal ferramenta de verificação e teste de projetos antes do desenvolvimento do *hardware* e implementação em campo no último meio século, sendo geralmente simples e rápidas (MOJLISH et al., 2017). No entanto, as simulações *offline* são incapazes de reproduzir todas as condições operacionais reais, podendo ocorrer divergências entre os resultados experimentais e simulados (LU et al., 2007).

Para minimizar as diferenças entre as simulações e condições reais de implementação, alguns pesquisadores recorrem a ferramentas de simulação em tempo real (do inglês, *Real-time Time Simulation* (RTS)). O RTS utiliza um *hardware* real para emular modelos matemáticos que interagem com um computador. Por estes sistemas utilizarem-se de *hardwares* reais são classificados dentro da categoria de *hardware-in-the-loop simulators* (HIL), elevando o realismo e diminuindo o risco de se descobrir erros na última etapa de testes em campo (LU et al., 2007). No contexto de controle de máquinas elétricas, diversos trabalhos apresentam o uso de ferramentas RTS no desenvolvimento das pesquisas,

viabilizando resultados mais próximos aos encontrados em situações de operação real, se comparados aos puramente simulados em ambiente computacional (HUERTA; TELLO; PRODANOVIC, 2017; MOJLISH et al., 2017; ALVAREZ-GONZALEZ et al., 2017).

O grau de fidelidade pelo qual os sistemas RTS imitam o comportamento físico do dispositivo sob teste em condições operacionais realistas depende da disponibilidade de um modelo preciso do sistema físico sob investigação. Embora existam modelos detalhados no domínio do tempo que utilizam elementos finitos e proporcionem elevado grau de fidelidade, sua complexidade computacional impede que os cálculos sejam executados em tempo real necessário para o RTS. A simulação em tempo real de máquinas elétricas é particularmente desafiadora devido à natureza rápida da dinâmica envolvida. A comutação dos sinais modulados por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* (PWM)) a dezenas de kHz requer taxas de amostragens na ordem de vários MHz para a emulação, a fim de obter uma precisão razoável (ALVAREZ-GONZALEZ et al., 2017). Além disso, as plataformas de *hardware* que permitem simulações em tempo real podem se tornar inviáveis devido ao elevado custo (LU et al., 2007).

Segundo Rodic, Jezernik e Trlep (2006), a simulação dificilmente oferece um modelo preciso do sistema eletromecânico. Além disso, é importante verificar o comportamento e limitações individuais de cada componente do sistema, como conversor, máquina elétrica, microprocessadores, sensores entre outros. Assim, o uso da RTS não elimina a necessidade de se utilizar *hardware* real com a máquina elétrica física em ambiente controlado para testes do sistema antes da aplicação em campo. Nestes casos, a dificuldade maior está relacionada aos mecanismos que possibilitam a validação do sistema sob teste perante diferentes tipos de cargas no eixo, encontradas em ambientes industriais, automotivos, energias renováveis entre outras. Tais mecanismos são abordados na literatura como máquinas de carga ou máquinas de emulação.

Inicialmente, Gaspard de Prony em 1821 inventou um freio mecânico (freio de prony) que por meio do atrito dificulta a rotação do eixo. Este mecanismo de carga é compacto e possui simplicidade, baixo custo e alta absorção de potência, no entanto, devido a dificuldade de controle no torque de carga e com o desenvolvimento da eletrônica, essas máquinas de carga raramente são utilizadas em laboratórios atualmente (TONG, 2014).

Outra abordagem geralmente utilizada em aplicações industriais está no uso de freios eletromagnéticos (YASA et al., 2014). Os freios eletromagnéticos são compostos de uma fonte de fluxo magnético estacionário, como imã permanente ou eletroímã, e de um disco condutor conectado a uma fonte de energia mecânica rotativa, o disco metálico é freado assim que uma corrente começa a circular nos imãs, criando um campo magnético que atravessa o disco (CUNHA et al., 2016). Os freios eletromagnéticos apresentam muitas vantagens em relação aos freios com atrito mecânico principalmente pela inexistência de contato físico, reduzindo o desgaste dos componentes por atrito, redução da emissão de ruídos e aumento da vida útil das peças de manutenção (SHIN et al., 2013). No entanto,

o freio eletromagnético é incapaz de fornecer um torque de carga a favor do movimento, limitando seu uso em operações de emulação de sistemas mecânicos (TONG, 2014). Além disso, a energia gasta na frenagem não pode ser regenerada para a fonte e possui baixo torque de carga em velocidades muito baixas (TIBOLA et al., 2016).

Para máquinas de elevada potência tem-se também o uso de máquinas de carga hidrostáticas baseadas na pressão exercida por um fluido, sendo compostas por uma bomba hidráulica em conjunto com reservatório para o fluido, sistema de tubulação e válvula de pressão (TONG, 2014). De acordo com Wang, Sun e Stelson (2011), estes mecanismos podem ser utilizados para emulação de sistemas mecânicos, mas nessas aplicações tem-se um sistema de controle não linear multivariável que dificilmente é modelado com aproximações lineares, tornando-se um desafio de elevada complexidade.

As máquinas elétricas rotativas possuem a capacidade de emular sistemas mecânicos durante o regime transitório no eixo do dispositivo sob teste, resultando em sistema de emulação com maior banda-passante se comparado à outros mecanismos capazes de emular um sistema mecânico mencionados anteriormente (TIAN et al., 2013). Vale ressaltar que na literatura abordada, apenas máquinas elétricas rotativas são encontradas emulando sistemas mecânicos para problemas de servo mecanismos, até mesmo para cargas com efeito de torção em função da posição do rotor (AKPOLAT; ASHER; ARELLANO-PADILLA, 2004; GARRIDO; CONCHA, 2014; RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2010). Portanto, devido a grande aplicabilidade com possibilidade de emulação de dinâmicas com frequências razoáveis em aplicações de gerador e motor, este trabalho se mantém no contexto do controle de máquinas elétricas rotativas, sendo chamadas neste estudo de máquinas de emulação de sistemas mecânicos.

As máquinas elétricas são encontradas em grande faixa de potência, podendo ser facilmente aplicadas a diferentes mecanismos que necessitam de emulação de sistemas mecânicos. Assim, viabiliza-se a diversificação dos estudos em laboratórios de pesquisa com quantidade limitada de equipamentos. Além do viés acadêmico, estes mecanismos possuem grande relevância no mercado competitivo atual, onde o impacto da carga mecânica conectada ao equipamento em desenvolvimento pode ser testado antes da disponibilidade do mecanismo. Logo, a emulação de sistemas mecânicos pode se tornar um importante diferencial com rápida prototipagem e testes iniciais, reduzindo tempo e custo durante o processo de desenvolvimento e produção (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2006).

Na literatura é apresentado o uso de máquinas elétricas como máquinas de emulação em diversas aplicações, tais como: motor de combustão (THOMAS; SAUER, 1999; LI et al., 2019), condições de escavação em máquinas de mineração (BETZ; MIRZAEVA; SUMMERS, 2010), máquinas a gás (GAN; TODD; APSLEY, 2015; CORREA et al., 2013), turbinas hidrocínicas (CAVAGNARO et al., 2016), conversores de energia das ondas com pás rotativas (HAZRA; BHATTACHARYA, 2018), turbinas eólicas (AVEROUS et al., 2017; SAJADI et al., 2016; MARTINEZ; HERRERO; PABLO, 2014; YAN; FENG; DONG, 2016) e veículos elé-

tricos (ZHANG et al., 2017; FAJRI; PRABHALA; FERDOWSI, 2016; FAJRI et al., 2016) ou condições de um determinado trajeto aplicado a um veículo (LI et al., 2019). A emulação de sistemas dinâmicos pode ser aplicada a fins didáticos (KUPERMAN; RABINOVICI, 2005), sistemas isolados ou ainda a sistemas elétricos de potência (EDRINGTON et al., 2015; HUERTA; TELLO; PRODANOVIC, 2017). Nota-se que diversos trabalhos exploram as potencialidades da emulação de sistemas mecânicos como ferramenta em diversas áreas de pesquisa, no entanto, poucos trabalhos apresentam métodos que proporcionem uma relação precisa entre a velocidade/posição rotórica pelo torque no eixo da máquina sob teste.

Na emulação, a máquina elétrica é programada para produzir um determinado torque no eixo, no qual o controle ser em malha aberta ou fechada dependendo da dinâmica que se deseja impor no sistema. Ao inserir apenas uma referência de torque fornecida pelo modelo de emulação, a máquina de emulação programável opera em malha aberta, no qual a emulação de sistemas mecânicos de maneira precisa inexistente. Além disso, o sistema pode-se tornar instável para emulação de dinâmicas que possuem uma inércia duas vezes maior ao da bancada experimental de ensaios (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999a). O problema de instabilidade e desempenho dinâmico na emulação pode ser resolvido com o uso de estratégias de controle apropriadas, compensando as dinâmicas existentes na bancada de ensaios.

As estratégias de controle aplicadas as máquinas de emulação devem emular modelos matemáticos conhecidos, fornecendo uma banda aceitável de desempenho dinâmico para modelos lineares e não lineares. Vale ressaltar que, o sistema deve ser capaz de emular cargas com variação dos parâmetros mecânicos no tempo, situações geralmente encontradas em diversos processos industriais (ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006; GAN; TODD; APSLEY, 2015). Essas observações, juntamente com a necessidade de emulação de sistemas mecânicos em diversas áreas de pesquisa mencionadas anteriormente, salientam a necessidade de um método que forneça um controle apropriado a qualquer máquina elétrica rotativa que atue como uma máquina de emulação.

No presente trabalho é abordado o conceito de emulação de sistemas mecânicos, no qual o sistema é regido por um modelo de emulação que é selecionado pelo usuário. Para tanto, é proposto um método que permita qualquer máquina elétrica rotativa operar como máquina de emulação com estabilidade, mantendo a emulação dinâmica precisa. Cabe ressaltar que a literatura apresenta poucos métodos de emulação dinâmica precisa envolvendo variáveis de torque e velocidade, restringindo ainda mais a emulação em problemas de posicionamento.

1.1 Objetivos

O objetivo deste estudo é apresentar uma nova estratégia de controle para máquinas de emulação que possibilite máquinas elétricas rotativas emular diferentes sistemas mecânicos com elevado desempenho dinâmico para qualquer planta com modelo matemático conhecido, minimizando sobretudo a necessidade de conhecer os parâmetros mecânicos da bancada experimental de testes com exatidão. Para que se tenha a possibilidade de emular sistemas mecânicos lineares e não lineares com elevada precisão mantendo a relação desejada entre velocidade ou posição e torque eletromagnético na máquina sob teste com precisão, podem-se definir algumas características que o método contemple, sendo listados a seguir:

- ❑ o desempenho da emulação não pode depender do modelo de emulação;
- ❑ para que se tenha vasta aplicabilidade em diversas bancadas de emulação, a estrutura deve suportar o uso de diferentes topologias de controle;
- ❑ o método deve permitir a inclusão de efeitos não lineares quando necessário, possibilitando compensar efeitos de atrito estático da bancada de emulação;
- ❑ o método deve fornecer robustez sob incertezas paramétricas, não exigindo grande esforço na estimativa dos parâmetros mecânicos da bancada de emulação. Além disso, mesmo sob condições de incerteza paramétrica a estrutura de controle da máquina de emulação deve ser capaz de emular o modelo de interesse com alta precisão;
- ❑ a estratégia deve ser multifuncional quanto sua aplicabilidade em qualquer máquina elétrica rotativa, tornando-a capaz de emular sistemas mecânicos, respeitando requisitos de potência e velocidade de cada aplicação.

1.2 Organização do Trabalho

A apresentação deste trabalho está organizada em cinco capítulos, sendo que no Capítulo 2 é abordada a fundamentação teórica da emulação, contextualizando o problema de se emular sistemas mecânicos com precisão utilizando estratégias de controle em malha aberta e fechada. Por fim, é apresentada uma breve revisão bibliográfica das estratégias de controle para máquinas elétricas rotativas como máquinas de emulação.

No Capítulo 3 é abordado a fundamentação teórica da estratégia de controle proposta para emulação de sistemas mecânicos para aplicações envolvendo relações de torque eletromagnético, velocidade ou posição. Em seguida, são apresentados todos os elementos utilizados para validação da estratégia de controle proposta, sendo abordado cada item

separadamente. Neste contexto, são descritas a estrutura da bancada de emulação adotada, a modelagem e o controle da máquina de indução com gaiola de esquilo, observador de estado para estimação do torque de carga e controlador de velocidade/posição. Além disso, é discutido o desempenho dinâmico de emulação considerando a banda de emulação adotada, analisando o impacto de cada parâmetro mecânico da planta com incerteza.

O Capítulo 4 discorre sobre os resultados obtidos por meio das simulações e da bancada de emulação. Os resultados são subdivididos em testes, com finalidade de analisar a emulação para sistemas lineares e não lineares. Vale ressaltar que os resultados são subdivididos em termos de torque e velocidade ou posição.

Na sequência, tem-se o Capítulo 5 ao final, apresentando as conclusões e resultados obtidos até o momento.

Para finalizar, ainda com relação a organização do texto, é válido ressaltar que as referências bibliográficas estão distribuídas ao longo dos capítulos. Optou-se por não condensá-las em um único capítulo, mas sim apresentar as referências no ponto do texto onde elas estejam devidamente contextualizadas, com base no entendimento de que desta forma facilita a compreensão da citação para o leitor.

Conceito Geral dos Métodos de Emulação de Sistemas Mecânicos

2.1 Introdução à Emulação de Sistemas Mecânicos

Durante o período de desenvolvimento e validação de equipamentos que utilizam máquinas elétricas devem-se utilizar mecanismos reais que produzam condições próximas às encontradas no ambiente real da aplicação. Os mecanismos de validação também são necessários ao final das linhas de produção industrial para certificação de qualidade dos produtos desenvolvidos. No âmbito acadêmico, as técnicas de controle aplicadas a máquinas elétricas rotativas geralmente são validadas experimentalmente com degrau de carga constante por meio de uma máquina elétrica acoplada ao eixo ou freios eletromagnéticos. No entanto, em implementações práticas existe uma variedade de cargas lineares e não lineares no qual os parâmetros mecânicos podem variar no tempo, podendo tornar algumas validações ineficientes, principalmente em sistemas de posicionamento. Nesses casos, as máquinas de emulação com máquinas elétricas demonstram versatilidade para emular diferentes sistemas mecânicos em uma mesma bancada de emulação (AKPOLAT; ASHER; ARELLANO-PADILLA, 2004; TIBOLA et al., 2016).

A relevância da emulação de cargas dinâmicas aumentou devido o crescimento de novas pesquisas envolvendo acionamento e controle de máquinas elétricas em diversas aplicações (LEE et al., 2019). A Figura 1(a) ilustra uma máquina rotativa que pode ser acoplada a vários mecanismos, contemplando sistemas que envolvem controle de velocidade, torque ou ainda posição em servomecanismos. O sistema mecânico pode impor o movimento a máquina sob teste (modo gerador) ou também ser uma carga mecânica para a máquina sob teste (modo motor). Desta maneira, a Figura 1(a) representa o modelo de emulação do sistema mecânico de interesse, que agrega o modelo mecânico da máquina sob teste acoplado com o sistema mecânico. Portanto, o modelo de emulação contempla o comportamento dinâmico que a estrutura física real do mecanismo de interesse possui.

Na emulação, a estrutura física real do mecanismo é substituída por uma máquina elétrica rotativa que é referida neste trabalho por máquina de emulação. Ao realizar o acoplamento da máquina de emulação a uma outra máquina elétrica (sob teste) tem-se uma bancada de emulação, sendo ilustrada na Figura 1(b). O modelo dinâmico contemplando ambas as máquinas acopladas (geralmente acoplamento rígido) fornece o comportamento dinâmico da bancada de emulação.

O objetivo principal da emulação de sistemas mecânicos é poder avaliar o comportamento dinâmico da máquina sob teste acoplada a um determinado sistema mecânico sem que o mesmo esteja disponível. Na emulação, o comportamento dinâmico na bancada de emulação será o mesmo do mecanismo real (Figura 1(c)), e conseqüentemente, nesta situação não é possível distinguir se a máquina sob teste está acoplada ao sistema mecânico real ou a uma máquina de emulação. Para tanto, a máquina de emulação deve fornecer um determinado torque para que o sistema possua a dinâmica similar à aplicação de interesse. Portanto, uma máquina de emulação com controle apropriado pode emular diferentes modelos de aplicações reais e resolver o problema de validação sem que a parte mecânica esteja disponível.

A máquina de emulação pode operar sem nenhuma estratégia de controle específica, sendo programada apenas para seguir uma referência de torque, seja um degrau ou proveniente de um modelo matemático arbitrário. No entanto, nessa situação, a emulação dinâmica de sistemas mecânicos não existe, pois o torque de referência é obtido sem levar em consideração o modelo dinâmico da bancada de emulação.

Figura 1 – Diagrama do Sistema de Emulação. (a) Modelo de emulação com a máquina sob teste acoplada ao sistema mecânico. (b) Bancada de emulação. (c) Objetivo da emulação de sistemas mecânicos.

(a)

(b)

(c)

2.2 Emulação em Termos de Velocidade Rotórica

O controle de torque e velocidade com elevado desempenho dinâmico envolvendo máquinas elétricas rotativas é encontrado em diversas áreas de pesquisa e desenvolvimento, envolvendo aplicações industriais, militares, automobilísticas, robóticas e aeronáuticas (TONG, 2014). Desta maneira, as estratégias de controle das máquinas de emulação com abordagem em velocidade tornam-se relevantes pela vasta aplicabilidade em pesquisa e desenvolvimento, controle de qualidade, entre outros.

A equação dinâmica dos eixos mecânicos de duas máquinas com o acoplamento rígido, tal como a máquina sob teste e a máquina de emulação pode ser descrita por:

$$T_{el} = J\dot{\omega}_m + B\omega_m - T_l, \quad (1)$$

sendo que ω_m é a velocidade mecânica de ambos os eixos acoplados, T_{el} é o torque eletromagnético da máquina sob teste, B é o coeficiente de atrito viscoso total dos rotores de ambas máquinas acopladas, J é a inércia total do rotor de ambas máquinas acopladas e T_l é qualquer torque de carga aplicado no eixo de ambas máquinas acopladas (GAN; TODD; APSLEY, 2015).

A relação da velocidade ω_m pelo torque eletromagnético T_{el} sem emulação, ou seja, a função transferência da bancada de emulação no caso genérico quando a máquina de emulação não está atuando é descrita como:

$$G_\omega(s) = \left. \frac{\omega_m(s)}{T_{el}(s)} \right|_{T_l \rightarrow 0} = \frac{1}{Js + B}. \quad (2)$$

De maneira similar, a Figura 2 ilustra o modelo dinâmico do sistema sem emulação de carga quando a máquina de emulação permanece “desligada ” por meio do diagrama de blocos considerando (1).

Figura 2 – Sistema com torque de carga genérico. (a) Diagrama de blocos do modelo dinâmico do sistema mecânico em malha aberta. (b) Diagrama de blocos do modelo dinâmico inverso do sistema mecânico em malha aberta.

O objetivo da emulação de sistemas mecânicos é controlar a máquina de emulação, de modo que a função de transferência em malha aberta entre a entrada $T_{el}(s)$ e a saída $\omega_m(s)$ seja a mesma do modelo de emulação (Figura 1(a)), podendo ser linear ou não linear. Portanto, a relação da velocidade pelo torque descrita em (2) será diferente de

$G_\omega(s)$, sendo descrita pela relação de torque por velocidade encontrada no modelo de emulação.

O modelo de emulação possui uma função de transferência que será chamada de $G_{em\omega}(s)$, na qual pode ser caracterizada por uma relação de velocidade $\omega_{em}(s)$ e torque eletromagnético $T_{el}(s)$. Portanto, quando $\omega_m = \omega_{em}$ para um mesmo valor de T_{el} a emulação do sistema mecânico é obtida de maneira exata.

Para facilitar a compreensão do leitor, inicialmente é considerado um modelo de emulação mais simples, correspondendo ao próprio modelo mecânico da máquina sob teste mas com valores diferentes de inércia e/ou atrito. Assim, ao admitir esse modelo é possível alterar apenas a inércia e o atrito da bancada de emulação por meio de uma estratégia de controle apropriada na máquina de emulação. Tal modelo de emulação pode ser escrito como:

$$G_{em\omega}(s) = \frac{\omega_{em}(s)}{T_{el}(s)} = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}}. \quad (3)$$

sendo que J_{em} é a inércia emulada total do eixo de ambas as máquinas acopladas e B_{em} é coeficiente de atrito viscoso emulado total do eixo de ambas as máquinas acopladas. Alguns modelos de emulação não lineares podem ser analisados por meio de parâmetros de atrito e inércia efetivos, podendo variar individualmente em função do tempo (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b).

Para que a emulação seja obtida, ou seja $G_\omega = G_{em\omega}$, algumas topologias de controle podem ser adotadas na máquina de emulação. As topologias podem ser diferenciadas principalmente pela abordagem de controle em malha aberta ou malha fechada de velocidade. As metodologias de controle possuem características particulares e serão descritas nas próximas subseções.

2.2.1 Abordagem em Malha Aberta de Velocidade

No contexto deste estudo, os primeiros trabalhos na literatura a buscarem emulação de sistemas mecânicos não apresentam o uso de estratégias de controle específicas. Nesses casos não existe o interesse de emular um sistema mecânico com precisão, tendo apenas o objetivo de alterar a dinâmica da bancada de emulação. Para tanto, utiliza-se o controle em malha aberta de velocidade, onde a referência de controle da máquina de emulação não leva em consideração as dinâmicas da bancada de emulação de maneira adequada (SANDHOLDT et al., 1996; BETZ; PENFOLD; NEWTON, 1994; COLLINS; HUANG, 1994). A Figura 3 ilustra a emulação de sistemas mecânicos em malha aberta no qual diferentes máquinas elétricas rotativas podem ser aplicadas.

Segundo Collins e Huang (1994) podem-se estabelecer diferentes cargas no eixo por meio de um modelo matemático, tal como:

$$T_f = T_0 + q_0\omega_m + q_1\omega_m^2 + q_2\omega_m^3 + q_3\dot{\omega}_m \quad (4)$$

Figura 3 – Diagrama de blocos do sistema com emulação em malha aberta.

sendo que T_f é a referência de torque aplicada diretamente à máquina de emulação, T_0 , q_0 , q_1 , q_2 e q_3 são constantes que definem a dinâmica do sistema por meio do modelo de referência. Portanto, pode-se facilmente alterar as constantes e impor diferentes características de torque de carga, limitando-se pela capacidade da máquina de emulação.

Além de (4), pode-se obter uma referência de torque a partir de diversos modelos de emulação envolvendo aplicações de veículos elétricos, turbinas eólicas, motores a combustão, entre outros. No entanto, por não considerar o modelo dinâmico da bancada de emulação na malha de controle da máquina de emulação, o comportamento dinâmico da bancada será diferente do considerado, não existindo emulação (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b). O diagrama completo dessa estrutura na bancada de emulação é ilustrado na Figura 4, no qual não existe emulação de um sistema mecânico, apenas uma alteração da dinâmica da bancada imposta por um modelo matemático.

Figura 4 – Configuração do sistema com emulação de sistemas mecânicos em malha aberta sem compensação.

Para se ter alguma precisão na emulação utilizando o controle em malha aberta de velocidade pode-se utilizar o princípio da dinâmica mecânica inversa (do inglês, *Inverse Mechanical Dynamics* (IMD)), onde segundo Akpolat, Asher e Clare (1999b) é possível se obter uma dinâmica equivalente a apresentada em (3). O princípio IMD busca compensar a dinâmica existente na bancada de emulação utilizando a função inversa da bancada experimental G_ω^{-1} como um compensador (Figura 5). Portanto, a referência de torque fornecida para a máquina de emulação é formada por um termo proveniente do modelo de emulação em conjunto com o compensador dado por G_ω^{-1} .

Figura 5 – Configuração do sistema com emulação de sistemas mecânicos em malha aberta com compensação (princípio IMD).

Ao utilizar G_ω^{-1} como um compensador, é necessário utilizar os parâmetros da bancada de emulação que estão sujeitos a erros na sua estimativa. Consequentemente, a derivada da velocidade não pode ser determinada exatamente, ocorrendo erro na estimação da referência do torque de carga aplicado a máquina de emulação (AKPOLAT; ASHER; ARELLANO-PADILLA, 2004). O torque de referência proveniente do modelo de emulação pode conter ruídos relacionados a implementação digital, principalmente pelo termo derivativo da velocidade (ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006). Além disso, segundo Akpolat, Asher e Clare (1999b) a abordagem utilizando IMD provoca instabilidade em caso de implementação digital quando a inércia emulada J_{em} excede o dobro do valor da inércia do eixo encontrado na bancada de emulação.

Em Lee et al. (2019) é proposto a emulação em malha aberta utilizando filtros digitais Q para minimizar os problemas de instabilidade (Figura 6). O uso de filtros estabiliza o sistema, que são incluídos na saída do modelo de referência e do compensador, se assemelhando a um observador de distúrbios clássico. No entanto, os pólos adicionais ocasionados pela inserção do filtro não permitem uma emulação dinâmica precisa devido o atraso de fase, no qual a relação de velocidade por torque eletromagnético é diferente da desejada. Além disso, é difícil expressar a função transferência inversa para modelos de emulação não lineares (LI et al., 2019).

As estruturas com máquinas rotativas que utilizam a abordagem de controle em malha aberta de velocidade não fornecem uma emulação de sistemas mecânicos precisa, sendo indicadas apenas para aplicações que necessitam de uma resposta dinâmica razoável (ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006). Para sistemas que requerem respostas de emulação mais próximas às reais, pode-se utilizar estratégias em malha fechada de velocidade.

Figura 6 – Configuração do sistema com emulação de sistemas mecânicos em malha aberta utilizando filtros Q .

Fonte: Adaptado de (LEE et al., 2019).

2.2.2 Abordagem em Malha Fechada de Velocidade

As estratégias de controle em malha fechada de velocidade aplicadas nas máquinas de emulação buscam emular sistemas mecânicos com precisão. Nesses casos, tem-se o objetivo de compensar a dinâmica existente na bancada de emulação e fornecer a dinâmica requerida pelo modelo de emulação. Para tanto, surge a necessidade de se conhecer o torque eletromagnético da máquina sob teste e ainda a velocidade ω_m no eixo da bancada de emulação. Além disso, para que se tenha uma emulação precisa, tem-se a necessidade de adicionar uma estratégia de controle que seja capaz de compensar o comportamento dinâmico existente na bancada de emulação e impor um outro comportamento dinâmico do sistema mecânico de interesse. A Figura 7 ilustra a estratégia de emulação atuando sob o sistema em malha fechada de velocidade de maneira genérica.

Figura 7 – Diagrama de blocos do sistema com emulação em malha fechada de velocidade.

Para contornar os problemas de instabilidade e desempenho dinâmico encontrados na emulação em malha aberta de velocidade discutidas na seção anterior, pode-se realizar o controle em malha fechada de velocidade, no qual tem-se uma referência de velocidade emulada obtida por meio de um determinado modelo de emulação $G_{em\omega}$ de interesse, como no caso mais simples definido por (3). Para uma situação ideal, a emulação é obtida tendo

$\omega_m = \omega_{em}$, resultando em (3) igual a (2) ou $G_{em\omega} = G_\omega$. A Figura 8 ilustra esta situação, no qual o controlador $C_\omega(s)$ fornece um torque de carga $T_{c\omega}(s)$ correspondente ao erro das velocidades.

Conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 8, a função transferência do sistema, pode ser descrita por:

$$\frac{\omega_m(s)}{T_{el}(s)} = G_{em\omega}(s) \left(\frac{G_{em\omega}(s)^{-1} + C_\omega(s)}{G_\omega(s)^{-1} + C_\omega(s)} \right) = G_{em\omega}(s) G_{equA}(s), \quad (5)$$

sendo que:

$$G_{equA}(s) = \left(\frac{G_{em\omega}(s)^{-1} + C_\omega(s)}{G_\omega(s)^{-1} + C_\omega(s)} \right). \quad (6)$$

A condição de emulação dinâmica precisa é garantida obtendo $G_{equA}(s) = 1$. Desta maneira, a relação obtida entre $\omega_m(s)$ e $T_{el}(s)$ é

$$\frac{\omega_m(s)}{T_{el}(s)} = G_{em\omega}(s) \cancel{G_{equA}(s)}^1 = G_{em\omega}(s). \quad (7)$$

Embora essa estratégia utilizando apenas um controle de velocidade tenha simplicidade de implementação, nota-se que o modelo de emulação está contido na função transferência resultante do sistema em (6). Logo, o desempenho dinâmico depende dos parâmetros do modelo de emulação $G_{em\omega}(s)$ adotado, no qual pode ser necessário um projeto específico de $C_\omega(s)$ para cada modelo adotado.

Para modelos de emulação não lineares que possuem variação de inércia e atrito no decorrer do tempo, essa característica de se ter dependência de $G_{em\omega}$ é indesejável, já que seria uma tarefa difícil projetar um controlador que contemplasse uma banda de emulação razoável para todos os pontos de operação do sistema.

Figura 8 – Configuração do sistema com emulação de sistemas mecânicos utilizando controle em malha fechada em velocidade.

Inicialmente em Akpolat, Asher e Clare (1999b), tem-se a primeira estratégia de controle proposta a buscar emulação dinâmica precisa em cargas lineares e não lineares, sendo demonstrado em Akpolat, Asher e Clare (1999a) o uso do método em diferentes aplicações não lineares. Vale ressaltar que, em Kyslan et al. (2014), a estratégia é investigada experimentalmente para emulação de cargas com folga no eixo, introduzindo não linearidades no torque eletromagnético da máquina sob teste. Os resultados simulados e experimentais não foram exatos para o modelo de emulação com folga no eixo.

O método proposto em Akpolat, Asher e Clare (1999b) é ilustrado na Figura 9, sendo baseado em uma referência de velocidade fornecida por um modelo de emulação G_{em} selecionado pelo usuário, no qual tem-se um controlador de rastreo C_ω do tipo Proporcional Integral (PI) e a bancada de emulação com as máquinas de carga e teste acopladas possui o modelo dinâmico dada por G_ω . A fim de compensar o comportamento dinâmico da bancada de emulação, tem-se a proposta de um compensador G_{comp} em série com o modelo de emulação. O compensador deve ser projetado levando-se em consideração os parâmetros mecânicos da bancada de emulação e os ganhos do controlador PI de rastreo. Segundo Akpolat, Asher e Clare (1999b), o método não permite emular cargas com valores de inércia inferiores ao da bancada de emulação e ainda tem-se a necessidade de se incluir um operador de atraso em implementações discretas no modelo de emulação tendo em vista que a estrutura polo-zero do sistema emulado se torna imprópria. Além disso, em Gan, Todd e Apsley (2015) o compensador é analisado, sendo verificado que o mesmo é incapaz de representar o comportamento da bancada de emulação e conseqüentemente, tem-se uma banda de emulação limitada.

Figura 9 – Diagrama da estratégia de emulação em malha fechada de velocidade proposta por Akpolat, Asher e Clare (1999b).

Fonte: Adaptado de (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b).

Em Gan, Todd e Apsley (2015), a estratégia de controle da máquina de emulação pro-

posta por Akpolat, Asher e Clare (1999b) é mantida (semelhante à Figura 9), no entanto os resultados obtidos não foram satisfatórios para imprecisões de $\pm 10\%$ na inércia do eixo da bancada experimental e também na constante de torque da máquina de indução utilizada como máquina de emulação. A fim de minimizar os problemas de incertezas paramétricas, a estrutura de controle é preservada e apenas o compensador é otimizado para aplicações que necessitam de maior banda de emulação, abrangendo maiores frequências e variações de velocidades. Neste compensador G_{comp} proposto por Gan, Todd e Apsley (2015), não é necessário conhecer o modelo mecânico da bancada por meio de valores específicos de inércia e atrito, pois as dinâmicas mecânicas são obtidas por meio de um método de identificação paramétrica que realiza degraus de referência na velocidade principalmente na região de interesse. Desta forma, a função transferência do compensador é obtida com a ferramenta *system identification toolbox* no MATLAB, sendo necessário realizar o tratamento dos sinais após diversos ensaios até se obter o modelo mais preciso da planta. Portanto, nota-se a relevância que o modelo mecânico da bancada de emulação exige em problemas de emulação de sistemas mecânicos precisa no qual o método proposto por Gan, Todd e Apsley (2015) requer o conhecimento do modelo dinâmico da bancada de emulação dado por G_ω com exatidão.

Os trabalhos mencionados anteriormente restringem-se ao uso de controladores lineares para minimizar o erro entre a referência de velocidade provida pelo modelo de emulação e a velocidade atual do eixo, tal como Proporcional Integral Derivativo (PID) (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999a; AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b; GAN; TODD; APSLEY, 2015). Por outro lado, em Rodic, Jezernik e Trlep (2006), tem-se a proposta de uma estrutura de controle que permite utilizar diferentes abordagens de controle no controlador de rastreamento de velocidade (Figura 10). A referência da máquina de emulação é fornecida pela soma de um compensador em conjunto com um controlador C_ω do tipo PI na velocidade. O compensador G_ω^{-1} compensa o torque inerente da bancada de emulação baseando-se na estimação dos parâmetros mecânicos, relacionado a inércia e atrito mecânico. Desta forma, o projeto do compensador não utiliza as dinâmicas do controlador de velocidade, permitindo utilizá-lo independentemente do controlador C_ω . Embora a estratégia tenha simplicidade de implementação, o método sofre com variações nos parâmetros mecânicos e requer atenção especial no projeto do controlador PI de rastreamento de velocidade.

Rodic, Jezernik e Trlep (2005) propõe o uso da teoria de controle não linear no controle da máquina de emulação para problemas de emulação em velocidade. O método é baseado na teoria de controle de estrutura variável proposta em Hace, Jezernik e Terbuc (2001), inserindo um controlador do tipo PI como estimador. Uma das principais vantagens está relacionada à capacidade da estrutura permitir a compensação de fenômenos não-lineares da bancada de emulação, como atrito estático em baixa velocidade (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2010; KYSLAN et al., 2017). Neste método, tem-se apenas a estimação de uma referência de torque para a máquina de emulação sem o uso de controladores de

rastreio, no qual o projeto dos ganhos inseridos na estrutura de controle são baseados no pressuposto de que os parâmetros mecânicos sejam conhecidos e não variem. A estrutura é ilustrada na Figura 11, apresentando os controladores C_k e C_h necessários para o correto funcionamento da estratégia de emulação.

Figura 10 – Diagrama da estratégia de emulação proposta em malha fechada de velocidade por Rodic, Jezernik e Trlep (2006).

Fonte: Adaptado de (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2006).

Figura 11 – Diagrama da estratégia de emulação em malha fechada de velocidade proposta por Rodic, Jezernik e Trlep (2005).

Fonte: Adaptado de (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2005).

Em Li et al. (2019) é proposto o uso de controle preditivo na malha de velocidade da máquina de emulação, onde a velocidade proveniente do modelo de emulação é predita.

O projeto do método é dependente do modelo de emulação, sendo necessário avaliar cada modelo de emulação para implementação do algoritmo de controle. Além disso, modelos de emulação complexos podem requerer maior poder de processamento do hardware de implementação para predição das variáveis de controle.

Perante a literatura abordada, é possível encontrar diversas aplicações de emulação de sistemas mecânicos envolvendo máquinas elétricas rotativas utilizando máquinas de emulação como ferramenta (Seção 1.1), contudo poucos trabalhos propõe estratégias de controle que fornecem condições de emulação precisa para problemas envolvendo velocidade rotórica. De maneira geral, os métodos de emulação descritos possuem suas características particulares com relação a desempenho dinâmico, estabilidade e robustez perante incertezas paramétricas.

Alguns métodos descritos nesta seção não foram devidamente validados no escopo deste trabalho, pois o torque eletromagnético experimental foi obtido da bancada de emulação e inserido no modelo emulado em ambiente computacional (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2006; RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2005; RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2010; KYSLAN et al., 2017). Portanto, da maneira como os resultados de tais trabalhos foram apresentados, não é possível afirmar que os métodos foram validados de maneira adequada, uma vez que a metodologia correta é obtida confrontando os resultados simulados e experimentais obtidos separadamente, podendo avaliar se a dinâmica da máquina sob teste possuiu a mesma relação entre torque eletromagnético pela velocidade fornecida pelo modelo de emulação em ambiente computacional.

2.3 Emulação em Termos de Posição Rotórica

O controle de posição relacionado ao acionamento de máquinas elétricas é frequentemente utilizado em diversas aplicações tais como: manipuladores robóticos, correias transportadoras, direção elétrica, entre outros. O controle de posição relacionado a aplicações industriais geralmente necessita de rápida resposta dinâmica (preferencialmente sem sobressinal), elevada acurácia em regime permanente, rejeição a distúrbios de carga e ainda robustez a variação de parâmetros da planta (VESELIC; PERUNICIC-DRAZENOVIC; MILOSAVLJEVIC, 2008; GARRIDO; CONCHA, 2014).

Na literatura são encontradas diversas abordagens de controle que visam obter elevado desempenho dinâmico em sistema de posicionamento, utilizando-se da teoria de modos deslizantes (BARAMBONES; ALKORTA, 2014), estimadores de distúrbio (VESELIC; PERUNICIC-DRAZENOVIC; MILOSAVLJEVIC, 2008), adaptativo (LEE, 2014), sistemas inteligentes, sistemas híbridos (JÚNIOR et al., 2014), controle preditivo (SILVA et al., 2015). No entanto, geralmente a validação das técnicas de controle é testada apenas com degrau de carga com máquinas acopladas, não levando em consideração a variação dos parâmetros mecânicos comum a este problema de controle.

Para cada sistema de posicionamento tem-se diferentes características de inércia e atrito, predominando a variação da inércia em manipuladores robóticos (FEDOR; VITTEK; SINDLER, 2014), atrito em sistemas eletro-hidráulicos (CHOUX; TYAPIN; HOVLAND, 2012) e em direção elétrica de veículos (WILHELM et al., 2016). Portanto, a validação apropriada de uma proposta de controle de posição para diversas aplicações em uma bancada de emulação é uma tarefa complexa, tornando a emulação de sistemas mecânicos necessária para bancadas com máquinas acopladas.

De maneira similar a seção anterior, a análise do problema pode ser estendida em termos de posição rotórica (Figura 12). O modelo da planta considerando eixo rígido pode ser descrito por:

$$T_{el} = J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m - T_l, \quad (8)$$

sendo que θ_m é o ângulo do rotor da máquina sob teste (ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006). Neste caso, a relação entre o ângulo do rotor θ_m e o torque eletromagnético sem emulação é obtida como:

$$G_\theta(s) = \left. \frac{\theta_m(s)}{T_{el}(s)} \right|_{T_l \rightarrow 0} = \frac{1}{Js^2 + Bs}. \quad (9)$$

Figura 12 – Diagrama de blocos do sistema com emulação em malha fechada de posição.

Semelhante à malha fechada de velocidade, na emulação em posição tem-se o objetivo de definir uma relação de θ_m rotor pelo torque eletromagnético T_{el} definida pelo usuário. Para tanto, pode-se utilizar apenas um controlador de rastreo C_θ , minimizando erro entre a referência do modelo de emulação e o valor do ângulo atual do eixo. Em algumas aplicações pode-se introduzir um controlador de velocidade em série ao controlador de posição, no entanto, para o caso mais simples a estrutura é ilustrada na Figura 13.

A relação de $\theta_m(s)$ por $T_{el}(s)$ pode ser descrita por:

$$\frac{\theta_m(s)}{T_{el}(s)} = G_{em\theta}(s) \left(\frac{G_{em\theta}(s)^{-1} + C_\theta(s)}{G_\theta(s)^{-1} + C_\theta(s)} \right) = G_{em\theta}(s) G_{equB}(s), \quad (10)$$

sendo que

$$G_{equB}(s) = \left(\frac{G_{em\theta}(s)^{-1} + C_\theta(s)}{G_\theta(s)^{-1} + C_\theta(s)} \right). \quad (11)$$

Figura 13 – Configuração do sistema com emulação de sistemas mecânicos utilizando controle em malha fechada em posição.

A condição de emulação dinâmica precisa é garantida obtendo $G_{equB}(s) = 1$. Logo, a relação obtida entre $\theta_m(s)$ e $T_{el}(s)$ é:

$$\frac{\theta_m(s)}{T_{el}(s)} = G_{em\theta}(s) \cancel{G_{equB}(s)} \rightarrow 1 = G_{\theta em}(s). \quad (12)$$

Semelhante a malha fechada de controle em velocidade, o modelo de emulação $G_{\theta em}$ definido pelo usuário está contido na função transferência resultante do sistema em (11). Portanto, tem-se a mesma característica indesejável para problemas envolvendo emulação em sistema de posicionamento.

Em Akpolat, Asher e Arellano-Padilla (2004) e Arellano-Padilla, Asher e Sumner (2006) tem-se os primeiros trabalhos a buscarem emulação de sistemas mecânicos precisa, tendo a relação entre a posição do eixo e o torque eletromagnético da máquina sob teste definida pelo modelo de emulação. Nesses trabalhos, tem-se a extensão do método inicialmente proposto por Akpolat, Asher e Clare (1999b), possuindo a mesma estrutura de controle com um compensador em série com o modelo de emulação, fornecendo um valor de referência ao controlador de rastreo da posição do eixo, estrutura definida em termos da posição rotórica θ_m (Figura 14). O compensador é projetado levando em consideração o controlador de rastreo (apenas linear do tipo Proporcional Derivativo (PD)) e as dinâmicas existentes na bancada de emulação por meio dos parâmetros mecânicos de inércia e atrito. A fim de avaliar a estratégia perante diferentes tipos de cargas, tem-se a emulação de cargas lineares e não lineares, considerando variação de inércia, atrito e efeito de torsão do eixo. Segundo Rodic, Jezernik e Trlep (2010), o método fornece bons resultados mas é apropriado a bancadas de teste que possuem comportamentos dinâmicos muito próximos de lineares, tendo em vista a complexidade do compensador e a necessidade de introduzir atrasos na malha de controle discreta necessários para tornar a estrutura polo-zero própria.

Figura 14 – Diagrama da estratégia de emulação em malha fechada de velocidade proposta por Arellano-Padilla, Asher e Sumner (2006).

Fonte: Adaptado de (ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006).

Problemas de posicionamento geralmente possuem mais transições em baixa velocidade e paradas se comparado a problemas de velocidade, tornando a influência do fenômeno não linear de atrito estático da bancada experimental de ensaios mais relevante na emulação de sistemas mecânicos (GARRIDO; CONCHA, 2014). Para melhorar o desempenho dinâmico em modelos de emulação na abordagem de posição que possam sofrer com estes problemas, Rodic, Jezernik e Trlep (2010) propõem uma estrutura de controle que possa considerar o modelo dinâmico da bancada de teste com maiores detalhes. A estrutura proposta é apresentada na Figura 15, na qual tem-se um compensador em série com a ação de controle, sendo fornecida em termos da derivada da velocidade emulada. A ação de controle é composta pela somatória de três termos, o primeiro é a própria derivada da velocidade proveniente do modelo de emulação e os demais são dois controladores de rastreamento em paralelo tendo como referência a velocidade e a posição proveniente do modelo de emulação. O compensador utiliza a derivada da velocidade emulada corrigida pelos controladores e estima um torque de referência para a máquina de emulação, apresentando ainda outro controlador de rastreamento atuando sob a velocidade. Assim, a estrutura apresenta certa complexidade, pois é necessário sintonizar três controladores dependentes e conhecer os parâmetros da bancada de emulação para inserí-los no compensador. No que tange ao uso do método em problemas de emulação em posição, utilizou-se apenas um modelo simplificado de pêndulo para validação, não investigando o comportamento do método perante efeitos de torção do eixo e variações de inércia e atrito, comuns a problemas de servomecanismos. Nesse trabalho, os resultados obtidos computacionalmente e na bancada de emulação não foram obtidos individualmente (separadamente), o torque eletromagnético ideal da máquina sob teste no ambiente computacional foi obtido utili-

zando os dados de velocidade emulada aferidos pelo algoritmo implementado na bancada de emulação. Portanto, a metodologia utilizada na validação da estrutura de controle proposta não se enquadra na maneira adotada para este estudo.

Diferente da abordagem em velocidade onde existe inúmeros trabalhos utilizando a emulação para estudos em diversas aplicações da engenharia, as estratégias de emulação em posição são ainda muito pouco exploradas na validação de técnicas de controle em máquinas elétricas rotativas e em aplicações específicas. Portanto, destaca-se a necessidade de investigar a aplicabilidade e limitações pouco difundidas na literatura a cerca deste tema, pois apenas dois métodos propostos de emulação de sistemas mecânicos foram encontrados pelo autor na literatura.

Figura 15 – Diagrama da estratégia de emulação em malha fechada de velocidade e posição proposta por (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2010).

Fonte: Adaptado de (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2010).

Emulação de sistemas mecânicos com Máquinas de Indução Trifásica Gaiola de Esquilo

A estratégia de controle proposta pode ser aplicada a diferentes bancadas de emulação utilizando qualquer máquina elétrica rotativa como máquina de emulação, sendo utilizado em diversas aplicações de engenharia. Desta maneira, independente do conjunto conversor e máquina elétrica tem-se o objetivo de preservar o comportamento dinâmico do modelo de emulação no eixo da bancada de emulação de teste.

Este capítulo apresenta a formulação teórica do método proposto e sua implementação em uma bancada de emulação composta por duas máquinas de indução trifásicas (MITs), sendo feita a análise de desempenho e estabilidade em malha fechada de velocidade e posição. Para tanto, tem-se a descrição de todos os componentes utilizados no método de emulação, sendo descrito a configuração da bancada de emulação, a técnica de controle adotada para ambas as máquinas, o projeto do controlador de rastreo e do observador de estados na estimação do torque de emulação que será descrito no decorrer do capítulo.

A estabilidade da estratégia de controle proposta é garantida por meio do projeto adequado do compensador *feedforward* e do controlador de rastreamento de velocidade ou de posição. Na prática, o desempenho e a estabilidade da emulação de sistemas mecânicos são analisados sob a definição de incerteza desconhecida delimitada, que pode estar relacionada a variações paramétricas, erros de estimação ou mesmo perturbações. Portanto, este capítulo também fornece uma metodologia de projeto quanto à emulação de modelos que possuem uma faixa de operação ou banda conhecida.

3.1 Método Proposto para Emulação de Sistemas Mecânicos com Precisão

3.1.1 Conceito de Incerteza Paramétrica

Um modelo matemático de qualquer sistema é sempre uma aproximação do comportamento dinâmico real de um sistema. As fontes típicas desta discrepância incluem efeitos não modelados, não-linearidades negligenciadas na modelagem, modelos de ordem reduzida e variações paramétricas relacionadas a temperatura, desgastes mecânicos, entre outros (GU; PETKOV; KONSTANTINOV, 2014). Tais erros de modelagem podem afetar negativamente a estabilidade e o desempenho da emulação de sistemas mecânicos.

A incerteza paramétrica pode ser classificada em duas categorias: sinais de distúrbio e perturbações dinâmicas. O primeiro está relacionado a distúrbios na entrada/saída da planta, ruídos relacionadas aos atuadores, sensores, entre outros. O segundo representa a diferença entre o comportamento dinâmico do modelo matemático e do sistema físico real, podendo também estar relacionado a um erro nos parâmetros do modelo (GU; PETKOV; KONSTANTINOV, 2014).

As incertezas e perturbações desconhecidas podem ocorrer em diferentes partes do sistema, no entanto, de acordo com Gu, Petkov e Konstantinov (2014), elas podem ser descritas em um único bloco de perturbação Δ . A representação da incerteza por meio de Δ é referida como “desestruturada”. No caso de sistemas lineares, invariantes no tempo, o bloco Δ representa uma função de transferência desconhecida que é adicionada ao sistema. Neste estudo, utiliza-se a configuração de perturbação com entrada multiplicativa (do inglês, *Input Multiplicative Perturbation Configuration* (IMPC)), na qual pode ser considerada no sistema por $G(s)$. A Figura 16 apresenta o diagrama de blocos do sistema com incertezas desconhecidas considerando a estrutura IMPC.

Figura 16 – Configuração do sistema com IMPC.

O termo de incerteza Δ relacionado ao sistema e ilustrado na Figura 16 pode ser analisado sob o ponto de vista da planta $G(s)$. Para tanto, o diagrama de blocos relacionado à configuração IMPC pode ser reestruturado com a mesma equivalência matemática sem perder o sentido, sendo ilustrado na Figura 17. Portanto, considerando o termo $\Delta G(s)$ pode-se avaliar o impacto de incertezas relacionadas ao sistema completo pelas variações

nos parâmetros da planta que, no caso da emulação dinâmica de carga, é fornecido pelo modelo da bancada de emulação.

Figura 17 – Configuração do sistema com IMPC com incerteza em $G(s)$.

3.1.2 Torque de Carga de Emulação

O método proposto se baseia em introduzir o conceito de que a máquina de emulação possa produzir um torque de carga de emulação $T_{lem}(s)$ desejável levando em consideração o comportamento dinâmico da bancada de emulação. Desta maneira, aplicando $T_{lem}(s)$ no eixo da máquina sob teste por meio da máquina de emulação, a velocidade atual do eixo $\omega_m(s)$ torna-se igual à velocidade de emulação $\omega_{em}(s)$, referente ao modelo de emulação $G_{em}(s)$. Considerando que se tenha a emulação de sistemas mecânicos precisa na bancada de emulação, o comportamento dinâmico do eixo descrito por (1) é reescrito como:

$$T_{el} = J\dot{\omega}_{em} + B\omega_{em} - T_{lem}, \quad (13)$$

A equação (13) pode ser interpretada quando a máquina de emulação consegue impor o comportamento dinâmico do modelo de emulação na bancada de emulação. Consequentemente, na bancada de emulação com duas máquinas acopladas a dinâmica é regida por (13). Vale ressaltar que nessa situação a Figura 1(a) e Figura 1(b) são equivalentes e o objetivo da emulação é alcançado.

A Figura 18 ilustra o diagrama de blocos do sistema mecânico nesta situação, quando a emulação de sistemas mecânicos é obtida com exatidão. O objetivo desta estratégia é introduzir $T_{lem}(s)$ como referência à máquina de emulação, a qual é obtida matematicamente a partir de (13), sendo representado por $G_{T_{lem}}(s)$ na Figura 18(b).

O método proposto se baseia em utilizar $G_{T_{lem}}(s)$ para fornecer a referência na máquina de emulação. Conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 18, para se obter $G_{T_{lem}}(s)$ não é necessário conhecer o modelo de emulação $G_{em}(s)$. No entanto, torna-se necessário conhecer com precisão os parâmetros mecânicos da planta com $G_{\omega}(s)$.

Tendo em vista que o método tem a proposta de introduzir uma referência que está sujeita a incertezas envolvendo os parâmetros da bancada de emulação é inserido um controlador de rastreo em conjunto para fornecer a referência para a máquina de emulação. A estrutura de controle proposta é ilustrada de maneira genérica na Figura 19, na qual pode ser implementada para qualquer modelo de emulação e aplicada a qualquer máquina

Figura 18 – Diagrama de blocos da bancada de emulação em comportamento dinâmico ideal. (a) Diagrama de blocos da dinâmica do sistema mecânico em malha aberta. (b) Diagrama de blocos com dinâmica inversa e apresenta $G_{T_{lem}}(s)$.

elétrica rotativa. Desta maneira, tem-se o objetivo de atingir a emulação de sistemas mecânicos com exatidão e ainda fornecer robustez a incertezas paramétricas da bancada de emulação.

Figura 19 – Configuração da estratégia de controle proposta para a máquina de emulação.

Independente da abordagem de emulação em velocidade ou posição, o termo $G_{T_{lem}}(s)$ pode ser obtido em função de $\omega_{em}(s)$ mas o controlador de rastreo $C(s)$ precisa ser diferenciado quanto a redução do erro, podendo ser em termos de velocidade ou posição rotórica.

3.1.2.1 Controlador de Rastreo

Nesta estratégia, dependendo do modelo de emulação, a robustez perante incertezas é garantida por meio de um controlador de rastreo de velocidade $C_{\omega}(s)$ ou de posição $C_{\theta}(s)$. Portanto, mesmo que o compensador *feedforward* tenha erros de estimação durante o

transitório, a emulação de sistemas mecânicos precisa é garantida por meio do controlador de rastreo.

O controlador irá atuar minimizando o erro entre a referência de velocidade/posição emulada $(\omega_{em}, \theta_{em})$ e o valor atual medido (ω_m, θ_m) . Diferentemente das estratégias convencionais onde o controlador tem a função de forçar a máquina de emulação a seguir uma referência de controle, neste caso, tem-se apenas uma compensação de torque relacionada à diferença do valor estimado $\hat{T}_{l_{em}}$ pelo compensador *feedforward* e o torque exato proveniente do modelo da bancada de emulação sem erro de estimação. Portanto, em implementações práticas uma maior banda-passante de emulação é obtida com o projeto adequado do controlador, tendo em vista que o mesmo é encarregado apenas de minimizar as incertezas (maiores detalhes serão abordados na seção 3.2.5).

3.1.3 Emulação com Compensador *feedforward* Utilizando $T_{l_{em}}$ Analítico

A análise do método pode ser realizada considerando que a referência de controle da máquina de emulação seja dada por meio de $T_{l_{em}}(s)$ em conjunto com a ação de controle do controlador de rastreo $C(s)$. Neste estudo, o valor de $T_{l_{em}}(s)$ pode ser obtido matematicamente a partir de $G_{T_{l_{em}}}(s)$, tendo em vista que o valor estimado por meio do compensador *feedforward* tende a ser mais robusto perante incertezas da planta.

O desempenho na estimação de um valor exato de $T_{l_{em}}(s)$ depende da incerteza relacionada aos parâmetros conhecidos da bancada de emulação. Para avaliar o comportamento global do sistema de emulação, a incerteza é generalizada com o bloco de perturbação Δ em $G(s)$ utilizando a estrutura IMPC conforme abordado na seção anterior.

A configuração de incerteza adotada neste caso pode estar relacionada a diversos fatores dentro do problema de emulação de sistemas mecânicos, tais como erros de estimação (situações em que $\hat{T}_{l_{em}} \neq T_{l_{em}}$, ou seja, a diferença do que é considerado no algoritmo de controle e o valor exato considerando os parâmetros da bancada), perturbações desconhecidas, comportamento dinâmico não modelado, variações paramétricas, entre outras. Na estrutura proposta, a garantia de emulação é fornecida por meio do projeto adequado de $C(s)$, sendo possível avaliar o comportamento do sistema perante valores de Δ .

3.1.3.1 Emulação em Velocidade

O sistema completo em termos de velocidade rotórica pode ser resumido na Figura 20. Os torques no eixo da bancada de emulação são indicados por ① e ②, sendo relacionado a máquina sob teste M1 e a máquina de emulação M2, respectivamente.

Neste caso, o objetivo da emulação é tal que a relação entre $\omega_m(s)$ e $T_{el}(s)$ seja igual a $G_{em}(s)$. A função transferência resultante do sistema ilustrado na Figura 20 pode ser

Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema com emulação de sistemas mecânicos com incerteza em termos de velocidade rotórica.

escrita como:

$$\frac{\omega_m(s)}{T_{el}(s)} = G_{em}(s) \left(\frac{1 + \Delta + C_\omega(s)G_\omega(s)\Delta + C_\omega(s)G_\omega(s)}{1 + C_\omega(s)G_\omega(s)\Delta + C_\omega(s)G_\omega(s)} \right) = G_{em}(s)G_{equ\omega}(s) \quad (14)$$

sendo que:

$$G_{equ\omega}(s) = \left(\frac{1 + \Delta + C_\omega(s)G_\omega(s)\Delta + C_\omega(s)G_\omega(s)}{1 + C_\omega(s)G_\omega(s)\Delta + C_\omega(s)G_\omega(s)} \right). \quad (15)$$

De maneira similar a (6), a emulação de sistemas mecânicos precisa é obtida quando $G_{equ\omega}(s) = 1$. No entanto, diferente de (6), $G_{em}(s)$ em (14) não depende de $G_{em}(s)$. Na prática, se o sistema não possui incerteza proveniente de nenhuma parte, ou seja $\Delta = 0$, tem-se uma emulação ideal com $G_{equ\omega}(s) = 1$. Por outro lado, ao se ter um sistema incerto a banda-passante da emulação depende do projeto de $C_\omega(s)$.

3.1.3.2 Emulação em Posição

A estrutura da Figura 20 pode ser estendida ao sistema em posição, se diferenciando apenas pelo uso do controlador $C_\theta(s)$ e pela planta $G_\theta(s)$. A Figura 21 ilustra o sistema de emulação em posição, no qual é utilizado em modelos de emulação com referência em θ_{em} .

Figura 21 – Diagrama de blocos do sistema com emulação de sistemas mecânicos com incerteza em termos de posição rotórica.

A relação de θ_m por T_{el} obtida é similar a (14), sendo descrita por:

$$\frac{\theta_m(s)}{T_{el}(s)} = G_{em}(s) \left(\frac{1 + \Delta + C_\theta(s)G_\theta(s)\Delta + C_\theta(s)G_\theta(s)}{1 + C_\theta(s)G_\theta(s)\Delta + C_\theta(s)G_\theta(s)} \right) = G_{em}(s)G_{equ\theta}(s) \quad (16)$$

sendo que:

$$G_{equ\theta}(s) = \left(\frac{1 + \Delta + C_\theta(s)G_\theta(s)\Delta + C_\theta(s)G_\theta(s)}{1 + C_\theta(s)G_\theta(s)\Delta + C_\theta(s)G_\theta(s)} \right). \quad (17)$$

Portanto, neste caso também é possível se obter a emulação precisa com $G_{equ\theta} = 1$, no qual o projeto adequado do controlador C_θ pode ser realizado no domínio da frequência para avaliar o comportamento de $G_{equ\theta}$.

3.1.4 Implementação do Método Utilizando Observador de Estado

O método proposto se baseia no conceito de um torque de emulação T_{lem} e, com o objetivo de utilizá-lo como um compensador, é necessário analisar algumas características envolvidas em uma implementação experimental que serão descritas a seguir.

3.1.4.1 Considerações de Implementação do Compensador *feedforward* Utilizando T_{lem}

A Figura 18 e a Figura 19 enfatizam o compensador *feedforward* analítico projetado para qualquer sistema linear e invariante no tempo. No entanto, essa estrutura é incapaz de fornecer elevado desempenho dinâmico quando implementada. As razões envolvidas podem ser mencionadas: o compensador não pode lidar com não-linearidades e como $G_\omega(s)^{-1}$ é imprópria não é possível obter o compensador sem o uso de um filtro para torná-lo realizável (tornar a função própria).

O compensador com um filtro se assemelha a estrutura de um observador de distúrbio clássico, que pode ser uma solução possível e permite sua implementação de maneira adequada. No entanto, o filtro introduz mais atraso de fase no sistema, o que dificulta a emulação de plantas mecânicas com exatidão na bancada de emulação. No problema de emulação com exatidão, o projeto do filtro pode ser uma tarefa difícil e quando mal projetado pode afetar o desempenho dinâmico do sistema.

Outra alternativa que possibilita inserir T_{lem} como um compensador *feedforward* na estrutura de controle proposta na Figura 19 está no uso de um algoritmo baseado na estrutura de um observador de estados que será discutido na próxima subseção.

3.1.4.2 Estimação de T_{lem} Utilizando Observador de Estado

Para se obter maior desempenho dinâmico na emulação, é proposto o uso de um algoritmo para estimação de T_{lem} , que possui a estrutura de um observador de estado que pode realizar a estimação direta de T_{lem} . O compensador *feedforward* com um algoritmo baseado em um observador de estado cumprirá a mesma função que $G_{T_{lem}}(s)$. Entretanto, o uso de um observador de estado fornece uma rápida resposta de T_{lem} sem problemas de implementação, baseando-se no rastreamento de ω_{em} fornecido pelo modelo de emulação. As características de desempenho da emulação sem dependência de G_{em} descritas na seção 3.1.3 serão mantidas uma vez que T_{lem} será fornecido da mesma maneira na estrutura de controle.

O uso do compensador *feedforward* com observador de estado fornece outra vantagem, pois possibilita utilizar modelos mais precisos da bancada de emulação com efeitos não lineares. O fenômeno não linear do atrito estático pode ser próximo de zero em bancada de emulação, podendo ser irrelevante para diversas aplicações. No entanto, tal efeito pode ser significativo em sistemas de emulação com velocidade muito baixa ou constantes transições de velocidades passando por zero ou ainda em servomecanismos. Além disso, o coeficiente de atrito pode sofrer variações paramétricas, sofrendo influência de lubrificação e variações de temperatura. Portanto, o uso de um compensador *feedforward* permite ao usuário utilizar modelos mais precisos de cada bancada de emulação com suas particularidades na banda de atuação.

Destaca-se que nessa metodologia, a estratégia de controle não depende de uma topologia de controle específica, tendo em vista que o usuário tem liberdade de escolha quanto ao tipo de observador adotado. Na literatura é possível encontrar trabalhos envolvendo o uso de observadores de Luenberger (GENNARO; DOMINGUEZ; MEZA, 2014), observadores de modos deslizantes (BARAMBONES; ALKORTA, 2014; BARAMBONES; DURANA, 2016), observadores de distúrbios (OUHROUCHE et al., 2016; SON et al., 2014), método de Gopinath (NIU et al., 2015), entre outros. Portanto, a liberdade de escolha pode ser atribuída como relevante, tendo em vista que a emulação de carga é sempre vista como ferramenta de validação.

Ao utilizar o compensador *feedforward* na estimação de T_{lem} tem-se a possibilidade de analisá-lo separadamente durante a etapa de projeto, no qual pode ser compreendido como um compensador. Diferentemente de alguns método abordados na literatura como (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999a; AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b; AKPOLAT; ASHER; ARELLANO-PADILLA, 2004; ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006; GAN; TODD; APSLEY, 2015), o projeto do compensador independe do controlador de rastreo de velocidade/posição, não requerendo que se conheça os ganhos ou mesmo o tipo de teoria de controle adotada no controlador de rastreo. Portanto, a estabilidade e desempenho dinâmico do controlador de rastreo de velocidade/posição podem ser analisadas separadamente do projeto do observador.

De maneira geral, nesse método deve-se realizar o projeto adequado do compensador *feedforward* com observador de estados, tornando-o estável para região de operação. Assim, como o observador irá fornecer T_{lem} sem problemas de instabilidade e o controlador de rastreo irá compensar as incertezas, a iteração de ambos torna o método capaz de fornecer elevado desempenho dinâmico com robustez a incertezas.

3.2 Emulação de Sistemas Mecânicos com a Máquina de Indução Trifásica com Rotor Gaiola de Esquilo

A Figura 22 apresenta todos os itens necessários para a emulação de sistemas mecânicos em uma bancada de emulação, onde cada bloco no diagrama possui sua função com características próprias. No diagrama apresenta-se o uso de duas máquinas, sendo M1 a máquina sob teste e M2 a máquina elétrica atuando como máquina de emulação.

Neste contexto, a configuração dos itens destacados pode variar conforme a necessidade do tipo de sistemas mecânicos desejado, variando a potência das máquinas e conversores, estratégias de acionamento e controle, entre outros. A fim de facilitar o entendimento de cada item adotado neste estudo, as próximas seções são subdivididas para contextualizar cada item ilustrado na Figura 22 individualmente.

3.2.1 Sistema sob Teste

Neste estudo, tem-se o objetivo de validar a estratégia de controle proposta. Para tanto, utiliza-se a MIT com controle vetorial em malha fechada para viabilizar testes em diferentes abordagens. No diagrama da Figura 22, a máquina sob teste M1 pode ser controlada por um controlador de velocidade G_{ω} , posição G_{θ} ou por um sinal de referência de T_{el} dependendo do teste que será realizado.

Para se ter a emulação em malha fechada, é necessário conhecer o torque da máquina quando acoplada a máquina de emulação. No caso da máquina M1 adotada, pode-se obter o torque eletromagnético estimado $\hat{T}_{el}$ por meio de um observador ou estimador. Por outro lado, pode-se aferir $\hat{T}_{el}$ utilizando sensores de torque comerciais de alta resolução capazes de operar em regime transitório (maiores detalhes em Yeh et al. (2015)). Conforme ilustrado na Figura 22, neste trabalho $\hat{T}_{el}$ é obtido a partir da equação de torque da MIT descrito na seção 3.2.2, reduzindo o custo de operação do sistema.

Vale ressaltar que, embora neste trabalho a máquina sob teste seja uma MIT, pode-se utilizar o método abordado neste estudo para qualquer sistema rotativo, podendo ser um motor/gerador elétrico, motor a combustão, entre outros mecanismos.

3.2.2 Modelagem e Estratégia de Controle da MIT

3.2.2.1 Modelagem Matemática da MIT

O modelo matemático da MIT possibilita analisar detalhadamente seu comportamento global sob diversas situações de operação em qualquer tempo arbitrário. Para se obter uma simplificação do modelo dinâmico da MIT e diminuir o número de variáveis que compõem o modelo, pode-se utilizar a transformação ortogonal denominada $\alpha\beta$. Nesta transformação substitui-se o sistema trifásico (de três eixos defasados 120° entre si) por um sistema ortogonal com dois eixos defasados de 90° entre si, preservando as mesmas características de torque, velocidade, potência mecânica e número de pólos. Além disso, tem-se a necessidade de adotar um referencial único e comum para as grandezas de estator e rotor nas equações matemáticas que compõem o modelo da MIT.

Figura 22 – Esquema da bancada de emulação utilizando duas MIT aplicada a emulação de sistemas mecânicos.

O modelo vetorial desenvolvido com base em um referencial genérico λ comum ao estator e rotor do motor de indução gaiola de esquilo pode ser descrito resumidamente pelas equações (VAS, 1990):

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \dot{\vec{\psi}}_s + j\omega_\lambda \vec{\psi}_s \quad (18)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \dot{\vec{\psi}}_r + j(\omega_\lambda - p\omega_{mec}) \vec{\psi}_r \quad (19)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (20)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (21)$$

$$\vec{\psi}_m = L_m (\vec{i}_s + \vec{i}_r) \quad (22)$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma r} \quad (23)$$

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}. \quad (24)$$

sendo que $\vec{v}_s$ é o vetor de tensão do estator, $\vec{i}_s$ e $\vec{i}_r$ são os vetores de corrente do estator e rotor, respectivamente, $\vec{\psi}_s$ e $\vec{\psi}_r$ são os vetores de fluxo do rotor e estator, respectivamente, $\vec{\psi}_m$ é o fluxo principal, R_s e R_r são as resistências do estator e rotor, respectivamente, L_s e L_r são as indutâncias do estator e rotor, respectivamente, L_m é a indutância principal, $L_{\sigma s}$ e $L_{\sigma r}$ são as indutâncias de dispersão do estator e do rotor, respectivamente, p é o número de pares de pólos, ω_{mec} é a velocidade angular no eixo da MIT, ω_λ é a velocidade angular do referencial genérico e j é o operador imaginário.

A fim de complementar o modelo dinâmico da MIT, sua equação mecânica pode ser descrita por:

$$J\dot{\omega}_{mec} + B\omega_{mec} = T_{el} - T_l, \quad (25)$$

A expressão do torque eletromagnético da MIT na notação vetorial pode ser obtida com dependência nos três fluxos principais da MIT, fluxo do estator, rotor e principal. Levando em consideração que os termos de fluxo de dispersão não contribuem para a geração do torque eletromagnético, pode-se ter o torque eletromagnético como demonstrado a seguir (VAS, 1990; KRAUSE et al., 2013):

$$T_{el} = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \vec{i}_s \vec{\psi}_s \} \quad (26)$$

$$T_{el} = -\frac{3}{2} p \text{Im} \{ \vec{i}_r \vec{\psi}_r \} \quad (27)$$

$$T_{el} = \frac{3}{2}p \operatorname{Im}\{\vec{i}_s \vec{\psi}_m^\vee\} \quad (28)$$

$$T_{el} = \frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_r} \operatorname{Im}\{\vec{i}_s \vec{\psi}_r^\vee\} \quad (29)$$

sendo que $\operatorname{Im}\{\}$ denota a parte imaginária do termo e o sobrescrito $\vee$ denota o conjugado complexo do termo.

Na notação vetorial também é possível representar o torque eletromagnético produzido pela máquina de indução de forma análoga ao Motor de Corrente Contínua (MCC) de excitação independente, onde torque e fluxo são mantidos em quadratura por meio de um comutador mecânico (VAS, 1990; KINGSLEY; UMANS; FITZGERALD, 2006). No entanto, como no motor de indução as grandezas que são responsáveis pela produção de torque e fluxo são acopladas, é necessário o uso de estratégias de controle para obter desacoplamento semelhante ao MCC de excitação independente.

3.2.2.2 Estratégia de Controle da MIT

Neste trabalho adota-se a estratégia de controle por orientação de campo (do inglês, *Field Oriented Control* (FOC)) proposta inicialmente por Blaschke (1972), permitindo o controle independente de fluxo e torque eletromagnético. A técnica proporciona elevado desempenho dinâmico em ampla faixa de operação com confiabilidade e simplicidade de implementação, tornando-se atrativa ao problema de emulação de sistemas mecânicos. Portanto, adota-se o FOC como a técnica de controle nas máquinas M1 e M2 definidas por TC_1 e TC_2 , respectivamente (Figura 22).

No controle vetorial FOC é possível utilizar qualquer um dos vetores de fluxos magnéticos como referencial único, ou seja, o fluxo do estator, rotor ou principal. Para cada um dos fluxos, tem-se características próprias de desacoplamento entre torque e fluxo, de sensibilidade aos parâmetros da máquina, etc (KRAUSE et al., 2013). Nestes referenciais, as grandezas vetoriais da MIT possuem componentes diretas e em quadratura, definidas pelos subscritos “ d ” e “ q ”, respectivamente.

Manipulando as equações (18)-(24) ainda em referencial único genérico tem-se (VAS, 1990):

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \sigma L_s \dot{\vec{i}}_s + \frac{L_m}{L_r} \dot{\vec{\psi}}_s + j\omega_\lambda \left(\frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r + \sigma L_s \vec{i}_s \right) \quad (30)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \psi_r - \frac{R_r}{L_r} L_m \dot{\vec{i}}_s + \dot{\vec{\psi}}_r + j(\omega_\lambda - p\omega_{mec}) \vec{\psi}_r \quad (31)$$

sendo que $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$.

A referência no fluxo do rotor ψ_r é a maneira mais usual de se aplicar o controle vetorial FOC, tendo como principal vantagem o desacoplamento natural entre o fluxo do rotor e torque eletromagnético após a transformação de coordenadas “ $\alpha\beta/dq$ ” para a alimentação

em modo de corrente (VAS, 1998). Neste referencial ψ_r , tem apenas a componente real ψ_{dr} , tal como:

$$\vec{\psi}_r = \psi_{dr} + j0. \quad (32)$$

Assumindo à referência no fluxo do rotor, ou seja, tendo a velocidade angular do referencial genérico ω_λ igual a velocidade angular do fluxo do rotor ω_e ($\omega_\lambda = \omega_e$) e manipulando (31) e (32), a componente síncrona do fluxo do rotor ψ_{dr} é obtida por:

$$\dot{\psi}_{dr} = -\frac{1}{T_r} [\psi_{dr} - L_m i_{ds}], \quad (33)$$

sendo que $T_r = L_r/R_r$ é a constante de tempo do rotor.

Para que ocorra orientação no fluxo do rotor ψ_r , é necessário conhecer precisamente e de maneira instantânea a posição angular em relação aos eixos estacionários, denotada por ρ_e e o módulo do vetor fluxo do rotor $|\psi_r|$. A posição instantânea do fluxo do rotor é obtida pela relação entre a velocidade angular elétrica do rotor ω_r e o escorregamento ω_{slp} , com (31) e (32), portanto, a velocidade síncrona do fluxo do rotor ω_e pode ser escrita como:

$$\omega_r = p\omega_{mec} \quad (34)$$

$$\omega_{slp} = \frac{1}{T_r} \frac{L_m i_{qs}}{\psi_{dr}}, \quad (35)$$

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{slp}. \quad (36)$$

Na prática, o ângulo de rotação do fluxo do rotor pode ser obtido de maneira indireta pela medição única da posição do rotor, sendo possível fisicamente com a utilização de um sensor de posição do rotor, tal como o *encoder* óptico. Desta maneira, tem-se a definição da estratégia de controle por orientação de campo indireta (do inglês, *Indirect Field Oriented Control* (IFOC)). Vale ressaltar que, segundo Vas (1990), tem-se a definição do FOC clássico.

A integração de (37) fornece a posição do fluxo do rotor ρ_e necessária para a transformação de coordenadas dq , logo:

$$\rho_e = \int \omega_e dt. \quad (37)$$

Para que as componentes da corrente do estator direta i_{ds} e em quadratura i_{qs} sejam controladas independentemente, é necessário que a amplitude do fluxo do rotor seja constante e que os termos de desacoplamento sejam adicionados às saídas dos controladores de corrente v_{ds}^* e v_{qs}^* (VAS, 1990). Com a finalidade de se obter uma linearização do modelo, os termos de acoplamento podem ser agrupados e gerar grandezas fictícias $v_{ds_{acopl}}$

e $v_{qs_{acopl}}$. Procedendo dessa maneira, as componentes da tensão do estator podem ser obtidas por (30) e (32), sendo reescrita como:

$$\underbrace{\left(R_s i_{ds} + \sigma L_s \dot{i}_{ds}\right)}_{\text{modelo linear}} = \underbrace{\left(v_{ds}\right)}_{v_{ds}^*} + \underbrace{\left(-\frac{L_m}{L_r} \dot{\psi}_{dr} + \omega_e \sigma L_s i_{qs}\right)}_{v_{ds_{acopl}}}, \quad (38)$$

$$\underbrace{\left(R_s i_{qs} + \sigma L_s \dot{i}_{qs}\right)}_{\text{linear}} = \underbrace{\left(v_{qs}\right)}_{v_{qs}^*} + \underbrace{\left(-\frac{L_m}{L_r} \omega_e \psi_{dr} - \omega_e \sigma L_s i_{ds}\right)}_{v_{qs_{acopl}}}. \quad (39)$$

O desacoplamento interno da MIT ocorre então pela definição das tensões de desacoplamento com sinal contrário dos respectivos termos de acoplamento $v_{ds_{acopl}}$ e $v_{qs_{acopl}}$. Desta maneira, por meio de (38),(39) e considerando que o fluxo do rotor seja mantido constante, ou seja, $\dot{\psi}_{dr} = 0$, os termos de desacoplamentos da componente direta $v_{ds_{desacopl}}$ e em quadratura $v_{qs_{desacopl}}$ são definidos como:

$$v_{ds_{desacopl}} = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}, \quad (40)$$

$$v_{qs_{desacopl}} = \omega_e \sigma L_s i_{ds} + (L_s - \sigma L_s) \omega_e \frac{\psi_{dr}}{L_m}, \quad (41)$$

sendo assim, adicionando tais termos às saídas dos controladores, anulam-se os termos de acoplamento e resta somente os termos lineares da MIT (VAS, 1990).

Incorporando a expressão do torque eletromagnético (29) que depende da corrente do estator e do fluxo do rotor em referencial genérico e manipulando a equação tal que $\psi_{qr} = 0$, a expressão do torque pode ser reescrita como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \psi_{dr} i_{qs} = K_\omega \psi_{dr} i_{qs}, \quad (42)$$

sendo que $K_\omega = (3/2)(L_m/L_r)p$ (VAS, 1990). Desta maneira, o torque eletromagnético da MIT se torna proporcional ao módulo do fluxo e, consequentemente i_{ds} , e também a corrente i_{qs} .

A Figura 23 apresenta o diagrama de blocos da técnica IFOC com referencial no fluxo do rotor, no qual * indica valores de referência com malhas de controle no fluxo, velocidade e ainda nas componentes diretas e em quadratura da corrente do estator. Nota-se que o módulo do fluxo do rotor pode ser mantido constante atuando sob a componente i_{ds} , enquanto que o torque eletromagnético produzido será simplesmente proporcional ao termo em quadratura i_{qs} , tornando-se um controle similar ao MCC de excitação independente. Vale ressaltar que, embora a Figura 23 ilustre a atuação no controle de velocidade, a malha de posição também pode ser adicionada com ou sem controladores em cascata.

Figura 23 – Diagrama da estratégia IFOC com referencial no fluxo do rotor.

3.2.3 Compensador *Feedforward* com Observador de Luenberger

O compensador *feedforward* é responsável pela estimação do torque de emulação $\hat{T}_{l_{em}}$, podendo ser qualquer observador de torque em diferentes abordagens de controle. O observador considera o modelo dinâmico da bancada de emulação, tornando possível a inclusão de efeitos não-lineares.

Por meio do compensador *feedforward*, o método permite que os comportamentos dinâmicos não lineares da bancada de emulação sejam compensados com maior precisão caso seja necessário. Embora seja obtido um valor estimado de $\hat{T}_{l_{em}}$ mais próximo ao ideal quando fenômenos não lineares sejam levados em consideração no projeto do compensador *feedforward*, a modelagem desse fenômeno não-linear complexo está além do escopo deste estudo.

Neste trabalho é adotado o observador de Luenberger como compensador *feedforward* para estimação de $T_{l_{em}}$, devido a sua simplicidade de implementação e desempenho de estimação. De acordo com Gennaro, Dominguez e Meza (2014), na prática, o observador assegura uma estimativa aproximada de $T_{l_{em}}$, tendo em vista que o erro de estimação é delimitado. O observador considerado é descrito como:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\omega}}_{em} &= \frac{\hat{T}_{el}}{J} - \frac{B\hat{\omega}_{em}}{J} - \frac{\hat{T}_{l_{em}}}{J} + l_1(\omega_{em} - \hat{\omega}_{em}) \\ \dot{\hat{T}}_{l_{em}} &= l_2(\omega_{em} - \hat{\omega}_{em})\end{aligned}\quad (43)$$

sendo que l_1 e l_2 são os ganhos do observador.

A análise de convergência do observador utiliza os erros de estimação (GENNARO; DOMINGUEZ; MEZA, 2014). Portanto, introduzindo os erros de estimação como $\tilde{\omega}_{em} = \omega_{em} - \hat{\omega}_{em}$ e $\tilde{T}_{lem} = T_{lem} - \hat{T}_{lem}$, pode-se obter a relação dos erros:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\omega}}_{em} \\ \dot{\tilde{T}}_{lem} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -l_1 - B/J & -1/J \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \tilde{\omega}_{em} \\ \tilde{T}_{lem} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{T}_{el}/J \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \quad (44)$$

sendo que $\tilde{T}_{el} = T_{el} - \hat{T}_{el}$. A estabilidade do observador depende dos valores definidos nos ganhos l_1 e l_2 , no qual pode-se aplicar o critério de Routh-Hurwitz a fim de obter a tabela de Routh. Portanto, tomando como base as características do observador definida em (44) pode-se obter:

$$P(s) = \det(sI - A) = \det\left(\begin{bmatrix} (s + l_1 + B/J) & 1/J \\ l_2 & s \end{bmatrix}\right) \quad (45)$$

$$P(s) = s^2 + \frac{B}{J}s + l_1s - \frac{l_2}{J} \quad (46)$$

e as condições necessárias de estabilidade são definidas por:

$$l_1 > \frac{-B}{J} \quad (47)$$

$$l_2 < 0 \quad (48)$$

Para a situação em que os termos “perturbativos” (matriz $\mathbf{B}$) são nulos ($\tilde{T}_{el} = 0$), fica evidente que $\tilde{\omega}_{em}$ e $\tilde{T}_{lem}$ tendem a zero exponencialmente. Por outro lado, quando os termos “perturbativos” $\tilde{T}_{el}$ não são nulos e delimitados, a propriedade de *input-to-state stability* assegura que $\tilde{\omega}_{em}$ e $\tilde{T}_{lem}$ permaneça delimitada. Tendo em vista que $\hat{T}_{el}$ neste trabalho é obtido pelo modelo matemático da MIT descrito em (42), é possível garantir que $\tilde{T}_{el}$ seja delimitada.

A fim de apresentar o desempenho dinâmico do observador para modelos de emulação mais críticos, apresenta-se na Figura 24 o resultado da estimação perante degrau de torque considerando que os ganhos sejam $l_1 = 1,8 \times 10^4$ e $l_2 = -2 \times 10^6$. A estimação atinge uma resposta muito rápida em milissegundos sem erro em regime permanente, e como tal, é satisfatória para os requisitos de tempo de muitas cargas mecânicas.

Como o compensador com o observador fornece precisamente um T_{lem} estável com precisão, o controlador de rastreo garantirá a robustez do método sob incertezas. Portanto, o controlador de rastreo e o observador de estado podem ser projetados separadamente.

Ainda com relação à inserção de $\hat{T}_{lem}$ na estratégia proposta de emulação, adota-se a técnica de acionamento e controle IFOC na máquina de emulação TC_2 . Desta maneira, a referência de controle fornecida pelo compensador *feedforward* deve ser obtida em termos de corrente. Considerando (43) e (42), a ação de controle será dada por:

$$i_{qs22} = \frac{-\hat{T}_{lem}}{K_{\omega}\psi_{dr}}. \quad (49)$$

Figura 24 – Resultado da estimação de $\hat{T}_{lem}$ pelo observador de Luenberger para degrau de T_{lem} , sendo $l_1 = 1.8 \times 10^4$ e $l_2 = -2 \times 10^6$.

3.2.4 Controlador de Rastreo em Velocidade/Posição - C

O controlador de rastreo ilustrado na Figura 22 como C_ω ou C_θ tem o objetivo de compensar incertezas ou efeitos não modelos no compensador *feedforward*. De maneira similar ao compensador *feedforward*, diferentes topologias de controle podem ser inseridas neste controlador, se diferenciando quanto à malha fechada em posição ou velocidade para um modelo de emulação G_{em} . Logo, podem-se aplicar teorias de controle envolvendo sistemas inteligentes, adaptativo, preditivo, modos deslizantes, entre outros.

Neste trabalho é utilizado a teoria de controle clássica devido à facilidade de análise no domínio da frequência. Portanto, para modelos de emulação relacionadas a abordagens em controle de torque e velocidade o controlador de rastreo C_ω é do tipo PI, tal como:

$$C_\omega(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (50)$$

sendo que K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho integral.

Para problemas envolvendo modelos de emulação na abordagem em posição, é adotado apenas um controlador do tipo PD fornecendo diretamente uma referência de i_{qs21} sem controlador de velocidade em cascata. Portanto, o controlador de rastreo na abordagem de posição C_θ do tipo PD é:

$$C_\theta(s) = K_p + K_d s, \quad (51)$$

sendo K_d o ganho relacionado ao termo derivativo. A máquina de emulação e a própria malha de controle não estão sujeitos a qualquer perturbação na entrada e geralmente as perturbações de interesse estão contidas no modelo de emulação G_{em} . Portanto, o controlador C_θ que fornece a referência i_{qs}^* tem o objetivo apenas de minimizar o erro da variável de emulação.

3.2.5 Desempenho Dinâmico da Emulação de Sistemas Mecânicos

A análise de desempenho dinâmico é realizada sob o pressuposto de que se tenha o erro de estimação $\tilde{T}_{lem}$ e incertezas delimitados. A incerteza nessa análise pode estar relacionada a diversos fatores, tais como: erro de estimação relacionado ao compensador *feedforward*, variação paramétrica da planta ou mesmo a perturbações desconhecidas. Portanto, conforme abordado na seção 3.1, tem-se o objetivo de avaliar o comportamento de $G_{equ}(s)$ com o projeto de $C(s)$ levando em consideração a variação de um valor delimitado de incerteza Δ . A emulação de sistemas mecânicos exata é obtida (conforme já exposto) quando $G_{equ}(s) = 1$, não dependendo do modelo de emulação $G_{em}(s)$ adotado. As próximas seções apresentam as análises nas abordagens de velocidade e posição separadamente por possuírem o modelo do controlador e da planta diferentes.

3.2.5.1 Análise na Abordagem em Velocidade

Inicialmente, tem-se o objetivo de determinar a função transferência $G_{equ\omega}(s)$ definida de maneira genérica em (14). Para tanto, utiliza-se o modelo dinâmico da bancada de emulação em velocidade definido por (2) em conjunto com o controlador PI apresentado em (50). Além disso, por se utilizar a técnica de controle IFOC, é necessário considerar a equação de torque da MIT definida em (42). Portanto, manipulando (2), (15), (42) e (50), tem-se $G_{equ\omega}(s)$:

$$G_{equ\omega}(s) = \frac{s^2 J_\Delta + s(B_\Delta + K_p K_{T\Delta}) + K_i K_{T\Delta}}{s^2 J + s(B + K_p K_{T\Delta}) + K_i K_{T\Delta}} \quad (52)$$

sendo $K_{T\Delta} = (K_\omega \psi_{dr}^* + K_\omega \psi_{dr}^* \Delta)$, $J_\Delta = (J + J\Delta)$ e $B_\Delta = (B + B\Delta)$. Em (52), o termo desconhecido de incerteza Δ está relacionado aos parâmetros mecânicos da bancada de emulação. Portanto, é possível analisar o quanto cada parâmetro com incerteza impacta individualmente $G_{equ\omega}(s)$, podendo verificar o comportamento do sistema dentro de uma certa faixa de frequência com diferentes diagramas de Bode para cada grau de incerteza. Destaca-se que o parâmetro $K_{T\Delta}$ está relacionado a erros de estimação do torque eletromagnético da máquina de indução, sendo que para a estratégia de controle IFOC apresenta forte influência da resistência do rotor.

Neste caso, os ganhos do controlador PI utilizados na validação da estratégia são $K_p = 0.7893$ e $K_i = 75.1315$, sendo projetados baseando-se nos valores de inércia e

atrito da bancada de emulação descritos no Apêndice A.2. Inicialmente, com o objetivo de avaliar a influência que a variação da inércia da bancada de emulação tem sob a emulação. Para tanto, investiga-se o diagrama de Bode da função transferência (52) sendo que apenas J_Δ em conjunto com $K_{T\Delta}$ são variados com os limites estabelecidos em $\Delta = \pm 0.5$. O valor considerado de incerteza avalia uma faixa razoável de incerteza, caracterizando valores entre 50% a 150% de incerteza sob os parâmetros analisados.

A Figura 25 (a) ilustra o resultado obtido para variação de J_Δ e $K_{T\Delta}$. Nota-se que, o conhecimento de J da bancada de emulação possui elevada influência na emulação do comportamento dinâmico na qual, para o pior caso em que $\Delta = -0.5$ pode-se tornar inviável a emulação de modelos que detenham banda superior a 335 Hz. No entanto, os valores admitidos satisfazem o escopo deste trabalho. Além disso, na prática, foi avaliada uma variação de 50 a 150% de J (maiores detalhes serão apresentados na seção 4.1.1).

De maneira similar, pode-se realizar o mesmo procedimento para o coeficiente de atrito viscoso B da bancada de emulação. Neste caso, B_Δ e $K_{T\Delta}$ são variados com os valores máximos delimitados na banda de $\Delta = \pm 0.5$. A Figura 25 (b) apresenta um impacto menor se comparado ao resultado anterior, denotando que a variação de B não possui influência significativa na emulação de sistemas mecânicos.

Em geral, o sistema possui limites razoáveis de emulação para qualquer $G_{emw}(s)$ considerado. Portanto, o desempenho da emulação de sistemas mecânicos depende de um projeto adequado do controlador de rastreo $C_w(s)$ com relação às faixas de incertezas consideradas e do compensador *feedforward*, no sentido de tornar o sistema estável para a banda-passante de interesse. Se uma largura de banda de emulação maior for necessária os ganhos de $C_w(s)$ podem ser alterados. No entanto, em implementações práticas o nível de ruído relacionado às medições de variáveis e efeitos de discretização em microprocessadores devem ser levados em consideração. Nesse contexto, utilizando o método da diferença em atraso (*backward rectangular*) com:

$$s = \frac{(z - 1)}{zT_s} \quad (53)$$

sendo que T_s é o período de amostragem (PHILLIPS; NAGLE; CHAKRABORTTY, 2015). A função transferência (52) em análise se torna:

$$G_{equw}(z) = \frac{z^2 a_2 + z a_1 + a_0}{z^2 b_2 + z b_1 + b_0} \quad (54)$$

$$\begin{cases} a_2 = J_\Delta + B_\Delta T_s + K_{p\Delta} T_s + K_{i\Delta} T_s^2, \\ a_1 = -2J_\Delta - B_\Delta T_s - K_{p\Delta} T_s, & a_0 = J_\Delta, \\ b_2 = 2J, & b_1 = BK_{p\Delta} + K_{i\Delta}, & b_0 = J. \end{cases}$$

Nota-se que a estrutura de pólos e zero da função transferência discreta é própria, na qual não necessita de nenhuma manipulação do operador “ z ” no modelo de emulação de

$G_{em}(s)$ em caso de implementação discreta como ocorre em alguns trabalhos encontrados na literatura como (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b; AKPOLAT; ASHER; ARELLANO-PADILLA, 2004; ARELLANO-PADILLA; ASHER; SUMNER, 2006; GAN; TODD; APSLEY, 2015).

Figura 25 – Diagrama de Bode do sistema em velocidade considerando $\Delta = \pm 0.5$. (a) Resultado obtido com a variação da inércia J_{Δ} juntamente com a constante de torque $K_{T\Delta}$. (b) Resultado obtido com a variação do coeficiente de atrito B_{Δ} juntamente com a constante de torque $K_{T\Delta}$.

3.2.5.2 Análise na Abordagem em Posição

Para abordagem em posição, a função transferência $G_{eq\theta}(s)$ definida em (16) é obtida neste estudo considerando o controlador C_θ do tipo PD. Portanto, utilizando (16), (51), (9) e (42), tem-se:

$$G_{eq\theta}(s) = \frac{s^2 J_\Delta + s(B_\Delta + K_d K_{T\Delta}) + K_p K_{T\Delta}}{s^2 J + s(B + K_d K_{T\Delta}) + K_p K_{T\Delta}} \quad (55)$$

Por inserir um controlador do tipo PD na malha de controle de posição, a equação obtida se torna similar a encontrada em (52). O controlador de posição considerado é composto por $K_p = 18,7893$ e $K_d = 0,13$.

Pela estrutura obtida em (52), incertezas relacionadas apenas ao parâmetro $K_{T\Delta}$ na estimação de T_{el} não possui qualquer influência no sistema, e conseqüentemente, tem-se o objetivo de avaliar a variação de $K_{T\Delta}$ em conjunto com os parâmetros mecânicos J e B individualmente.

De maneira similar à análise anterior, inicialmente é realizado a variação de J_Δ em conjunto com $K_{T\Delta}$, variando $\Delta = -0.5$. O resultado obtido é ilustrado na Figura 26(a), confirmando que neste caso, incertezas em J em conjunto com erros de estimação do torque eletromagnético influenciam diretamente no desempenho da emulação. Por outro lado, a Figura 26 (b) apresenta a pouca influência que incertezas relacionadas a B_Δ e $K_{T\Delta}$ em conjunto tem sob o sistema.

Portanto, a análise de desempenho do sistema nesta abordagem se tornou muito próxima aos dados obtidos para velocidade, destacando que o sistema tem comportamento similar. Vale destacar que, a função transferência obtida (55) é considerada para o uso de um controlador do tipo PD por atender aos requisitos deste estudo, no entanto, para controlador do tipo PID tem-se uma nova função transferência.

Figura 26 – Diagrama de Bode do sistema em posição considerando $\Delta = \pm 0.5$. (a) Resultado obtido com a variação da inércia J_Δ juntamente com a constante de torque $K_{T\Delta}$. (b) Resultado obtido com a variação do coeficiente de atrito B_Δ juntamente com a constante de torque $K_{T\Delta}$.

Resultados

Este capítulo tem como objetivo o de emular diferentes sistemas mecânicos em aplicações de torque, velocidade e posição para avaliar o método proposto. Em todos os resultados apresentados, considera-se que as máquinas já estão magnetizadas, ou seja, M1 e M2 só serão partidas após o fluxo alcançar seu valor nominal. O controle do fluxo do rotor é realizado pelos controladores do tipo PI. De maneira similar, as malhas internas da MIT também são realizadas com controladores PI. As considerações de implementação e validação necessárias para reprodução dos resultados obtidos são descritos nos Apêndices A e B.

Para tornar a análise dos resultados mais clara, o Capítulo é dividido na emulação em termos de torque ou velocidade e em posição. Ainda em cada seção, tem-se a abordagem de cargas lineares e não lineares, com diferentes variações dos parâmetros mecânicos.

4.1 Emulação em Torque e Velocidade

4.1.1 Máquina sob Teste com Variação de sua Inércia

Para avaliar a eficácia da estratégia de controle da máquina de emulação, inicialmente tem-se o objetivo de variar os parâmetros mecânicos da planta, ou seja, o comportamento dinâmico da máquina sob teste é alterado com:

$$G_{em}(s) = \frac{\omega_{em}}{T_{el}} = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}}, \quad (56)$$

sendo que o coeficiente de atrito B_{em} será mantido constante e igual ao valor existente na bancada de ensaios B . No entanto, a inércia emulada J_{em} é avaliada para diferentes valores em função da inércia J existente na bancada, sendo adotado valores de $J_{em} = J$, $J_{em} = 5J$, $J_{em} = 10J$ e $J_{em} = 15J$.

Segundo Gan, Todd e Apsley (2015), é necessário conhecer a dinâmica existente da bancada de emulação com exatidão na qual, incertezas envolvendo os parâmetros mecânicos possuem um impacto direto no desempenho dinâmico da emulação. Para minimizar

este problema, Gan, Todd e Apsley (2015) propõe a identificação da planta por meio de vários degraus de velocidade nas regiões de operação. Neste contexto, este trabalho explora a robustez da estratégia de controle inserindo incerteza em J , sem utilizar métodos complexos de identificação paramétrica.

Sabe-se que, incertezas relacionadas ao parâmetro J tem maior influência na estratégia de controle proposta (Seção 3.2.5). Assim, os valores de J considerados no compensador *feedforward* são alterados dentro de uma faixa de teste, assumindo valores entre 25% a 400% do valor real de J , uma vez que o valor de J considerado como “correto” também está sujeito a erros de estimação.

A Figura 27 apresenta os resultados para diferentes valores de J_{em} , nos quais são comparados os resultados obtidos na bancada de emulação com/sem incerteza e os resultados ideais obtidos na simulação. Para todos os valores considerados, os resultados de velocidade e torque eletromagnético experimentais foram estáveis e muito próximos aos encontrados na simulação.

Os resultados ressaltados na Figura 27(a) entre o instante 0,05 e 0,1 segundo apresentam uma pequena diferença entre os resultados simulados e experimentais no instante de partida da MIT. Essa pequena diferença não afeta a emulação e pode estar relacionada à dinâmicas não modeladas e atrasos relacionadas ao acionamento dos inversores das MITs.

Uma vez que a implementação da estratégia de controle é discreta e em tempo real, o valor de ω_{em} é baseado na velocidade instantânea, o atraso inserido na partida da MIT se propagará para os instantes posteriores, refletindo em uma pequena diferença nas respostas de torque eletromagnético apresentados na Figura 27(b). No entanto, para todas as situações os resultados experimentais e simulados são compatíveis.

A robustez perante a incerteza fornecida pela estrutura de controle proposta pode ser explicada na Figura 28. A ação de controle do compensador *feedforward* é i_{qs22} e a ação de controle do controlador de rastreo $G_{\omega u}$ é dada por meio de i_{qs21} . Quando o compensador *feedforward* utiliza o valor real (ou aproximado) de J em seu modelo, a ação de controle i_{qs21} tende a ser zero. Por outro lado, quando o compensador *feedforward* utiliza J com um erro, o valor de i_{qs21} tende a ser maior para compensar as incertezas. Esse comportamento mostra que o controlador C_{ω} visa fornecer apenas a diferença entre o torque de emulação ideal e o torque estimado pelo compensador *feedforward*, garantindo robustez com relação a incertezas ou mesmo pela resposta amortecida do observador utilizado. Destaca-se ainda que i_{qs21} tem um pico positivo para todos os casos na partida da MIT, podendo também estar relacionado a ausência do atrito estático no modelo do observador. Portanto, conforme abordado em detalhes na Seção 3.2.5, a robustez da estratégia não está relacionada apenas ao projeto do compensador *feedforward*, mas também na interação com o controlador de rastreo.

Em geral, a estratégia de controle proposta pode emular valores elevados de inércia. Nestes resultados, os valores de J_{em} foram limitados pela potência da MIT utilizado,

portanto, o método é indicado para emulação de veículos elétricos e turbinas eólicas que geralmente possuem valores elevados de J .

Figura 27 – Resultados experimentais e simulados para degrau de velocidade com J_{em} igual a J , $5J$, $10J$ e $15J$, valores incertos de J considerado em compensador *feedforward* são utilizados com erro de 25% e 400%. (a) Resultados de velocidade. (b) Resultados do torque eletromagnético da máquina sob teste.

Figura 28 – Resultados experimentais para degrau de velocidade com $J_{em} = 10J$, sendo apresentado a ação de controle da estratégia de controle composta por i_{qs22} e i_{qs21} . Os valores incertos de J considerado em compensador *feedforward* são utilizados com erro de 25% e 400%.

4.1.2 Máquina sob Teste Acoplada a uma Máquina de Watt

Para validar a estratégia de controle perante cargas não lineares, pode-se utilizar o modelo da máquina de Watt ou governador centrífugo (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999a; AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b). Este sistema é capaz de fornecer uma dinâmica não linear em que se pode analisar a variação dos parâmetros mecânicos no tempo, atendendo aos objetivos deste estudo.

A estrutura real tem mecanismos para a regulação da velocidade do eixo, no entanto, neste trabalho tem-se apenas o objetivo de emular uma carga realista. Portanto, a configuração física do sistema pode ser resumida na Figura 29. O sistema é composto de duas massas “ m ” em formato de esfera conectados a um fuso por dois braços (fixados no ponto “ o ”). Na base do governador tem-se um motor acoplado ao eixo, portanto, quando o motor produz um torque, a velocidade do eixo aumenta e as massas em formato de esferas se movem para cima devido à força centrífuga.

De maneira resumida, o modelo completo da máquina de Watt pode ser tal como:

$$\begin{aligned}
 \dot{\omega}_m &= \frac{-(B_{wg} + 2ml^2\dot{\omega}_m \sin(2\theta))\omega_m + T_{el}}{J_{wg} + 2ml^2 \sin^2(\theta)} \\
 \dot{\varphi} &= -\frac{B_o}{ml^2}\varphi + \frac{1}{2}\omega_m^2 \sin^2(\theta) - \frac{g}{l} \sin(\theta) \\
 \dot{\theta} &= \varphi, \quad \theta(0) = |\theta_{min}|,
 \end{aligned} \tag{57}$$

onde J_{wg} e B_{wg} são as constantes de inércia e atrito viscoso no eixo do motor, B_o é o coeficiente de atrito viscoso no ponto “o”, θ é ângulo entre o eixo da máquina de Watt e o braço com massas “m”, l é o comprimento do braço com as massas “m” e g é a constante de gravidade (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999a).

Figura 29 – Estrutura física da máquina de watt utilizada para emulação.

O modelo da máquina de Watt descrito em (57) é implementado utilizando a discretização *backward rectangular*. Os parâmetros considerados na emulação do modelo são de $m = 0.2$ kg, $l = 0.15$ m, $\theta_{min} = 0.01$ rad, $g = 9.81$ m/s², $B_o = 0.15$ N · m · s, $J_{wg} = 0.008$ kg · m² e $B_{wg} = 0.03$ N · m · s.

Para avaliar a robustez da estratégia de controle proposta perante variações contínuas de parâmetros mecânicos em um modelo de emulação, segundo Akpolat, Asher e Clare (1999b), pode-se considerar valores efetivos de inércia J_{ef} e atrito B_{ef} . Portanto, as constantes podem ser definidas por:

$$\begin{aligned} T_{el} &= J_{ef}\dot{\omega}_m + B_{ef}\omega_m \\ \begin{cases} J_{ef} = J_{wg} + 2ml^2\sin^2(\theta) \\ B_{ef} = B_{wg} + 2ml^2\varphi\sin(\theta), \end{cases} \end{aligned} \quad (58)$$

onde J_{ef} e B_{ef} são as constantes efetivas de inércia e atrito viscoso (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b).

Os resultados obtidos na simulação com o modelo e os resultados obtidos na bancada de emulação são comparados e apresentados na Figura 30.(a) para uma entrada de degrau de torque de 3 N · m. De acordo com Akpolat, Asher e Clare (1999b), ao se aplicar um torque constante por meio do motor no eixo principal do governador, θ aumenta devido à força centrífuga e consequentemente levanta as esferas. À medida que as esferas voam para fora, a fricção efetiva B_{ef} aumenta rapidamente e reduz a velocidade do eixo conforme ilustrado na Figura 30(a) no instante 0, 3s. Nota-se que, mesmo neste momento crítico, as

dinâmicas apresentadas pelas velocidades simuladas e experimentais são similares. Conforme apresentado em Figura 30(b) com a resposta de degrau de torque eletromagnético, tem-se a validação do método proposto para sistemas que utilizam controle em malha de torque na máquina sob teste.

A variação contínua e independente das constantes de inércia e atrito efetivas na situação emulada do governador são apresentadas na Figura 31. O coeficiente de atrito B_{ef} e inércia J_{ef} apresentam comportamentos diferentes com variações significativas por volta do instante 0,3 segundo. Dessa maneira, tem-se a validação da estratégia de controle perante modelos não lineares com variação independente e contínua dos parâmetros mecânicos, tendo sobretudo a emulação precisa no eixo da máquina sob teste.

4.1.3 Comparação do Método Proposto com Modelo de Duas Massas

Para avaliar o problema de emulação de sistemas mecânicos é apresentado uma comparação entre o método proposto e outras duas abordagens. Dessa maneira, é possível elucidar as vantagens do método proposto de maneira mais abrangente.

Inicialmente, tem-se o objetivo de mostrar a incapacidade de se obter emulação com acurácia sem nenhum método de compensação utilizando apenas um controlador de rastreo do tipo PID no controlador de velocidade da máquina de emulação. O segundo método usa o mesmo controlador PID com o compensador reconhecido na literatura que é proposto em (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b). Como neste estudo tem-se o objetivo de avaliar métodos que forneçam emulação com precisão, não será abordada a emulação em malha aberta de velocidade. O princípio da IMD apresenta resultados instáveis e pode ser afetado por ruídos em implementações discretas (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b; SAARAKKALA et al., 2011). Portanto, os métodos comparados são listados na Tabela 1.

Tabela 1 – Métodos de Emulação Comparados.

Método	Controlador de Rastreo (Velocidade)	Compensador
PID	$\frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}$	—
(AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b)	$\frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}$	$\frac{(J + K_d K_T)s^2 + (K_p K_T + B)s + K_i K_T}{(K_d K_T)s^2 + (K_p K_T)s + K_i K_T}$
Proposto	K_p	Equação (43)

O controlador PID neste caso foi projeto para fornecer $\omega_n = 30$ rad/s e $\xi = 0,707$ com $K_p = 0,1993$, $K_i = 4.2225$ e $K_d = 0,0012$ e o compensador segue as diretrizes de projeto proposto por (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b). Com o objetivo de demonstrar que o método proposto pode funcionar com apenas um ganho proporcional e ainda fornecer

Figura 30 – Resultados de velocidade e torque obtidos na simulação e na bancada de emulação com um degrau de torque de 3 N · m.

elevada robustez para esta situação de comparação o controlador de rastreo C_ω será dado por $K_p=0.8$.

Conforme abordado em Gan, Todd e Apsley (2015), para que seja possível a emulação, é necessário conhecer o modelo mecânico da bancada experimental de teste com precisão. As incertezas nos parâmetros da bancada podem afetar o comportamento do sistema e até ocasionar problemas de instabilidade. Portanto, os métodos são avaliados considerando incertezas nos parâmetros, sendo considerado três situações diferentes com incertezas descritas na Tabela 2.

Figura 31 – Variações de θ , B_{ef} e J_{ef} da máquina de Watt emulada.

Tabela 2 – Parâmetros com incerteza considerados na comparação dos métodos.

	[N · m/A]	[kg · m ²]	[N · m · s]
normal	K_T	J	B
com incerteza 1	$0.8 \cdot K_T$	$1.2 \cdot J$	$1.2 \cdot B$
com incerteza 2	$1.2 \cdot K_T$	$0.8 \cdot J$	$0.8 \cdot B$

Na comparação do método, é utilizado o modelo mecânico de duas massas com folga no eixo que possibilita representar diversas aplicações. O modelo de duas massas é utilizado em diversos estudos de controle e trabalhos científicos e pode ser modelado como (NORDIN; GUTMAN, 2002):

$$\begin{aligned}
 J_m \dot{\omega}_m &= T_{el} - B_m \omega_m - T_s, \\
 J_l \dot{\omega}_l &= T_s - B_l \omega_l - T_d, \\
 \dot{\theta}_m &= \omega_m, \quad \dot{\theta}_l = \omega_l,
 \end{aligned} \tag{59}$$

onde J_m e J_l são os momentos de inércias do motor e da carga, respectivamente, B_m e B_l são os atritos viscosos do motor e da carga, respectivamente, T_{el} é o torque do motor, θ_m e θ_l são os ângulos do motor e da carga, respectivamente, enquanto que ω_m e ω_l são as respectivas velocidades, T_d é o torque de distúrbio e T_s é o torque transmitido no eixo em função da torção do eixo que relaciona o ângulo de torção θ_s , sendo:

$$\begin{aligned}
 T_s &= k_s \theta_s = k_s D_\alpha(\Delta\theta), \\
 \Delta\theta &= \theta_m - \theta_l,
 \end{aligned} \tag{60}$$

a função não linear que representa a folga no eixo é

$$D_\alpha(\Delta\theta) \begin{cases} \Delta\theta - \alpha & \Delta\theta > \alpha, \\ 0, & \\ \Delta\theta + \alpha & \Delta\theta < -\alpha, \end{cases} \quad (61)$$

onde $\Delta\theta$ é a diferença dos ângulos no eixo, k_s é a constante de elasticidade do eixo e α é o máximo ângulo de folga (NORDIN; GUTMAN, 2002). A estrutura do sistema emulado com duas massa é ilustrada na Figura 32.

Figura 32 – Estrutura mecânica do modelo de duas massas com folga.

Os primeiros resultados consideram os seguintes parâmetros de emulação: $J_m=0.0035 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B_m = 0.0002 \text{ Nm}/(\text{rad/s})$, $J_l = 0.0106 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B_l = 0.0002 \text{ Nm}/(\text{rad/s})$, $k_s = 10 \text{ Nm/rad}$ e $\alpha=0.0873 \text{ rad}$. Para não afetar a comparação, os parâmetros foram selecionados de tal maneira que o torque da máquina não ultrapasse seu valor nominal.

Os primeiros resultados da comparação para duas referências de velocidade de 100 rad/s e 0 rad/s com $T_d=2 \text{ Nm}$ no instante de 1 segundo estão na Figura 33. Sob condições normais, usando apenas o controlador PID, ω_m e T_{el} obtidos experimentalmente divergem das respostas ideais (Figura 33(a)). Embora a resposta experimental ω_m em regime permanente possa parecer razoável em relação ao resultado ideal, T_{el} diverge e invalida a emulação. Portanto, mesmo no controle de velocidade em malha fechada com um controlador PID, não há emulação nesse caso, o que obriga os pesquisadores a ter uma estrutura física real do sistema para estudos.

Na Figura 33(b) são mostrados os resultados com o método proposto em (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b) que compensa o controlador PID corretamente e fornece resultados adequados sob condições normais sem incerteza. No entanto, como enfatizado nas respostas de T_{el} “erro 1” na linha cinza, incertezas podem causar oscilações em algumas situações e influenciar a estabilidade na bancada de emulação. Quando oscilações acontecem, a relação entre ω_m e T_{el} se torna diferente do modelo de emulação até mesmo em regime permanente. O método de (AKPOLAT; ASHER; CLARE, 1999b) fornece uma nova referência de rastreamento de velocidade compensada com base nos parâmetros da bancada de emulação, como resultado, parâmetros com incerteza têm maior influência sobre o desempenho da emulação nesse método. Muitas vezes em implementações reais, é

necessário realizar um ajuste fino nos ganhos do controlador, obrigando realizar o cálculo do compensador para cada teste. Portanto, a implementação do método pode ser uma tarefa difícil.

Os resultados experimentais para todas as situações de incerteza e o resultado ideal obtido em simulação são mostrados na Figura 33(c). Se comparado com a resposta ideal, ω_m e T_{el} têm precisão aceitável e mesmo quando os parâmetros da bancada de ensaios possuem incerteza, a estabilidade do sistema não é afetada e não apresenta oscilações. Em geral, a comparação entre o resultado ideal obtido em ambiente computacional e os resultados obtidos experimentalmente, o método proposto mostra melhor concordância nas respostas de ω_m e T_{el} sem oscilações que possam instabilizar o sistema.

Figura 33 – Resultado experimental e simulado de ω_m e T_{el} para o modelo de duas massas com folga. (a) Resultado utilizando apenas o controlador PID na malha de velocidade. (b) Resultado utilizando o método proposto por Akpolat, Asher e Clare (1999b). (c) Resultado utilizando o método proposto.

Para verificar a emulação sob condições de operações diferentes, são mostrados na Figura 34 as respostas do modelo de emulação de duas massas onde não existe folga no eixo sendo que $\alpha = 0$ e $\theta_m = \theta_l$, no qual $T_d = 0$ Nm com a velocidade de referência da máquina sob teste definida com 100 rad/s, -100 rad/s e 20 rad/s. A máquina de emulação

sendo controlada com apenas o controlador PID novamente não fornece uma emulação precisa (Figura 34(a)).

De maneira similar ao resultado anterior, o método proposto por Akpolat, Asher e Clare (1999b) consegue compensar o controlador PID. No entanto, novamente os resultados obtidos demonstram a suscetibilidade do método com incertezas paramétricas, onde T_{el} apresenta oscilações ressaltadas na Figura 34(b). Por outro lado, a Figura 34.(c) comprova que o método proposto não é afetado por incertezas e, como tal, o desempenho da emulação não depende da bancada de emulação.

Figura 34 – Resultado experimental e simulado de ω_m e T_{el} para o modelo de duas massas sem folga ($\alpha = 0$ e $\theta_m = \theta_l$) com $T_d = 0$. (a) Resultados utilizando apenas o controlador PID na malha de velocidade. (b) Resultado utilizando o método proposto por Akpolat, Asher e Clare (1999b). (c) Resultado utilizando o método proposto.

A máquina de emulação não deve impor um torque diferente do esperado pelo modelo de emulação em nenhuma condição de operação. Portanto, dentre os métodos apresentados, o método proposto se torna a melhor solução, tendo em vista que o mesmo possibilita realizar a emulação com fidelidade mesmo sob condições de incerteza paramétrica utilizando apenas um controlador do tipo proporcional (Figura 33(c) e 34(c)).

4.2 Emulação em Posição Rotórica

4.2.1 Máquina sob Teste com Efeito de Torção

Inicialmente, com o objetivo de avaliar o desempenho dinâmico da emulação quando a máquina sob teste possui uma constante de elasticidade em seu modelo mecânico comum em máquinas de eixos longos. Embora a máquina sob teste utilizada nesse trabalho não possua um eixo longo que tenha elasticidade, ao impor a emulação do modelo considerado, é possível avaliar como o controle da máquina sob teste se comporta para esta situação.

O sistema linear emulado possui um valor de inércia J_{em} , atrito B_{em} e uma constante elástica K_{em} . Assim, a relação desejada da posição pelo torque no eixo da máquina sob teste deve ser:

$$G_{em\theta}(s) = \frac{\theta_{em}}{T_{el}} = \frac{1}{J_{em}s^2 + B_{em}s + K_{em}}, \quad (62)$$

onde K é a constante elástica. O objetivo da emulação nesta seção é fornecer o comportamento dinâmico de (62) no eixo da máquina sob teste, portanto, independentemente da inércia J e atrito B relacionados à bancada de emulação, o sistema deve ser regido apenas pelo modelo descrito em (62) (AKPOLAT; ASHER; ARELLANO-PADILLA, 2004).

A validação da estratégia de controle é realizada utilizando diferentes valores de J_{em} , B_{em} e K_{em} . Os parâmetros adotados foram obtidos iterativamente, abrangendo desde valores de inércia e atrito inferiores aos encontrados na bancada de emulação até valores onde a máquina de emulação atinge um torque próximo ao nominal. Portanto, os parâmetros adotados são listados como:

- ❑ **Caso 1:** $J_{em} = 0.0035$, $B_{em} = 0.0002$ e $K_{em} = 0$;
- ❑ **Caso 2:** $J_{em} = 0.05$, $B_{em} = 0.0004$ e $K_{em} = 0.05$;
- ❑ **Caso 3:** $J_{em} = 0.1$, $B_{em} = 0.0008$ e $K_{em} = 0.1$;
- ❑ **Caso 4:** $J_{em} = 0.15$, $B_{em} = 0.001$ e $K_{em} = 0.2$.

4.2.1.1 Emulação sem Compensação

Inicialmente, a emulação é realizada em malha fechada utilizando apenas um controlador de rastreamento, sem qualquer método de compensação. Neste caso, o sistema é regido pela função transferência (62) conforme o diagrama de blocos ilustrado na Figura 13. O controlador C_θ é do tipo PD, sendo que apenas o Caso 3 foi emulado para melhor compreensão dos resultados nessa abordagem.

A Figura 35 apresenta as respostas de posições obtidas para o Caso 3. Na bancada de emulação, o modelo $G_{em\theta}$ é implementado em ambiente digital, fornecendo uma referência instantânea a máquina de emulação descrita por θ_{em} experimental. Conforme ressaltado no gráfico em ②, os sinais de θ_{em} e θ_m experimentais coincidem, confirmando

que o controlador de posição da máquina de emulação fornece desempenho dinâmico com capacidade de seguir a referência estabelecida em tempo real pelo modelo de emulação. No entanto, ao comparar os dados experimentais de posição aos obtidos em ambiente computacional, é possível verificar que ambos divergem, sendo destacado em ①. Sem um método de emulação a emulação não foi precisa mesmo para um modelo de emulação linear simples.

O objetivo principal nesse tipo de emulação é avaliar o comportamento de θ_m por T_{el} , mas tem-se o objetivo secundário de avaliar a velocidade ($\dot{\theta}_m = \omega_m$), pois em diversas aplicações existem critérios de ω_m a serem atingidos. Os resultados obtidos para velocidade são apresentados na Figura 36, evidenciando que os resultados divergem, no qual θ_m experimental apresenta uma variação brusca de 30 rad/s no instante de partida.

A emulação de sistemas mecânicos é vista como ferramenta para avaliação de sistemas de acionamentos em implementações reais, avaliando o comportamento do sistema. Desta maneira, é importante que a máquina de emulação não influencie nos resultados, pois desta maneira, os resultados não esperados podem estar vinculados erroneamente a outros itens do sistema, como a própria máquina sob teste, conversor, sensor, microprocessador, entre outros. Logo, além dos resultados com atraso, se comparados aos valores obtidos na simulação, a resposta de velocidade do sistema apresenta variações bruscas, sendo um comportamento indesejado que está relacionado à incapacidade da máquina de emulação em emular o sistema mecânico.

Por fim, a Figura 37 apresenta a resposta do torque eletromagnético, comprovando que a dinâmica no eixo da máquina sob teste é diferente da desejada, evidenciando que a emulação de carga precisa não existe.

Conforme abordado na seção 2.3, a emulação nesta abordagem está relacionada ao projeto adequado C_θ levando em consideração o modelo da planta G_θ e do sistema emulado $G_{em\theta}$. No entanto, em implementações práticas, o sistema está sujeito a incertezas no modelo de G_θ , comportamento dinâmico não modelado, limitação dos ganhos em implementação discreta por ruídos de medição, entre outros fatores. Portanto, mesmo que a máquina de emulação esteja apta a seguir uma referência de controle pelo projeto adequado de C_θ , os resultados demonstraram a dificuldade de se obter uma emulação de sistemas mecânicos de maneira precisa. Na próxima Seção, os mesmos valores dos ganhos contidos no controlador de C_θ serão mantidos, afim de avaliar o comportamento do sistema utilizando a ação do compensador *feedforward*.

Figura 35 – Resultados experimentais e simulados de posição para modelo linear com efeito de torção sem compensação.

Figura 36 – Resultados experimentais e simulados de velocidade para modelo linear com efeito de torção sem compensação.

Figura 37 – Resultados experimentais e simulados de torque para modelo linear com efeito de torção sem posição.

4.2.1.2 Emulação com Compensação

Nesta seção, com o objetivo de avaliar a emulação de sistemas mecânicos utilizando o compensador *feedforward*, no qual os resultados de posição θ_m obtidos para todos os testes são apresentados na Figura 38. Para todos os casos, o controlador da máquina sob teste é mantido constante, resultando em comportamentos dinâmicos diferentes para cada ensaio. No Caso 1, o sistema considerado não possui eixo/acoplamento elástico, com valores de inércia e atrito menores aos encontrados na bancada, exigindo que a máquina de emulação tenha rápida resposta para fornecer o comportamento dinâmico desejado. Por outro lado, o Caso 4 emula uma planta com valores elevados de inércia, atrito e elasticidade, resultando em uma resposta oscilatória com erro em regime permanente. Portanto, para diferentes plantas emuladas a máquina de emulação é capaz de impor comportamentos dinâmicos compatíveis.

Figura 38 – Resultados experimentais e simulados de posição para modelo linear com efeito de torção.

Diferente da seção anterior, a Figura 39 apresenta os resultados de velocidade para todos os casos considerados, não apresentando variações ou comportamentos indesejados. A inexistência de um controlador de velocidade em cascata não prejudica a emulação em nenhum caso emulado, mesmo para situações com elevada oscilação.

As respostas de torque eletromagnético são apresentadas na Figura 40, confirmando que para todos os casos abordados, respostas condizentes foram obtidas. Destaca-se que no Caso 4 tem-se a maior ondulação de torque com valor em regime diferente de zero, evidenciando que a máquina de emulação tem capacidade de fornecer torque de carga constante em regime com baixa velocidade e parado.

Portanto, para todos os casos, foram obtidos resultados de posição, velocidade e torque eletromagnético experimentais e simulados similares, validando a estratégia de controle proposta para sistema com eixo/acoplamento elástico.

Figura 39 – Resultados experimentais e simulados de velocidade para modelo linear com efeito de torção.

Figura 40 – Resultados experimentais e simulados de torque para modelo linear com efeito de torção.

4.2.2 Emulação do Modelo de Duas Massas Para Posição

O problema de controlar a posição de uma massa por meio de um elemento flexível ou torcional (sistema de duas massas) é comum e pode ser encontrado em muitas aplicações que envolvem eixos longos, cabos e acionamentos por correia. Os sistemas de duas massas têm tendência para oscilar ou ressoar e podem exibir instabilidade nos circuitos fechados. Esta seção é dedicada à emulação do sistema mecânico com a transmissão elástica com folga no acoplamento representado na Figura 41. Diferente da Seção 4.2.1, esse caso é como se a máquina sob teste fosse acoplada a uma carga que possui um valor de inércia e atrito, sendo que o acoplamento possui certa elasticidade.

Figura 41 – Diagrama do sistema de duas massas com elemento torcional e folga no acoplamento relacionado a problemas de controle de posição.

Segundo Arellano-Padilla, Asher e Sumner (2006), o sistema que interessa ser emulado é escrito utilizando um conjunto de equações descritas por:

$$\begin{aligned} \frac{\theta_M}{T_{el}}(s) &= \frac{\frac{J_L}{K}s^2 + \frac{D}{K}s + 1}{(J_M + J_L)s^2 \left(\frac{J_M J_L}{(J_M + J_L)K}s^2 + \frac{D}{K}s + 1 \right)} \\ \frac{\theta_L}{T_{el}}(s) &= \frac{\frac{D}{K}s + 1}{(J_M + J_L)s^2 \left(\frac{J_M J_L}{(J_M + J_L)K}s^2 + \frac{D}{K}s + 1 \right)} \\ \frac{\theta_L}{\theta_M}(s) &= \frac{\frac{D}{K}s + 1}{\frac{J_L}{K}s^2 + \frac{D}{K}s + 1} \end{aligned} \quad (63)$$

onde J_M e J_L são os momentos de inércias do motor e da carga, respectivamente, D é o coeficiente de amortecimento, T_{el} é o torque do motor, θ_M e θ_L são os ângulos do motor e da carga, respectivamente, ω_M e ω_L são as velocidades do motor e da carga, respectivamente e K é constante de elasticidade da mola. A Figura 42(a) apresenta o diagrama de blocos completo para o sistema emulado. O modelo de emulação se torna não linear ao considerar folga no eixo, que pode ser modelado como:

$$d_\alpha(\Delta\alpha) \begin{cases} \Delta\alpha - \alpha & \Delta\alpha > \alpha, \\ 0, & \\ \Delta\alpha + \alpha & \Delta\alpha < -\alpha, \end{cases} \quad (64)$$

sendo que $\Delta\alpha = (\theta_M - \theta_L)$ é a diferença dos ângulos no eixo, k_s é a constante de elasticidade do eixo e α é o máximo ângulo de folga. Se o ângulo $\alpha = 0$, tem-se um sistema

tamento da posição do rotor é a mesma do modelo de emulação, no qual as respostas experimentais e ideais são muito próximas. Vale ressaltar que θ_L não existe fisicamente, considerando que as máquinas da bancada de emulação possuem acoplamento rígido sem folga, mas o valor encontrado no algoritmo de controle também é compatível com a resposta esperada. Muitas vezes, em diversas aplicações de que se deseja emular um sistema mecânico, pode existir o interesse de analisar não apenas o comportamento dinâmico da bancada de emulação, mas também o comportamento de outras variáveis relacionadas ao problema em estudo.

Figura 43 – Resultados experimentais e simulados de posição para o modelo de duas massas não linear com efeito de torção e folga.

De maneira similar, as respostas de velocidade (Figura 44) também se mostram muito próximas, na qual se apresenta oscilatória com diversas transições em zero. Portanto, o método é capaz de impor uma dinâmica complexa comum a diversas aplicações.

Por fim, a Figura 45 apresenta os resultados de torque da máquina sob teste, no qual também possui equivalência com o resultado ideal. Tendo em vista que a máquina de emulação é controlada para garantir que a relação de θ_M/T_{el} no eixo do motor sob teste seja compatível com a do modelo emulado, os resultados apresentados de posição, velocidade e torque comprovam que o objetivo da emulação foi alcançado.

De maneira geral, os resultados obtidos em ambiente computacional (respostas ideais baseadas no modelo de emulação) e os resultados experimentais da bancada de emulação

com duas máquinas acopladas mostra uma concordância muito próxima, o que confirma que o sistema preserva a dinâmica da carga desejada quando usado em um sistema de malha fechada com o compensador *feedforward* proposto.

Figura 44 – Resultados experimentais e simulados de velocidade para o modelo de duas massas não linear com efeito de torção e folga.

Figura 45 – Resultados experimentais e simulados de torque eletromagnético para o modelo de duas massas não linear com efeito de torção e folga.

Conclusões

Neste trabalho foi realizado um estudo para resolução de problemas relacionados à emulação de sistemas mecânicos, empregando o uso de máquinas elétricas rotativas, as quais são utilizadas em diversas aplicações na engenharia elétrica e de controle. Conforme constado na literatura levantada, o uso de simulações ou de diversas metodologias envolvendo o uso de RTS, podem ser incapazes de representar o comportamento dinâmico envolvido em um determinado sistema mecânico. Deste modo, torna-se inapropriado para aplicação e validação de certas estratégias de controle, verificação das limitações de *hardware*, eficiência do sistema, entre outras particularidades que se necessite avaliar.

Com relação à dificuldade de emular sistemas mecânicos com precisão, por meio dos resultados obtidos no Capítulo 4, conclui-se que, mesmo utilizando o controle em malha fechada da máquina de emulação, visto que possibilita maior precisão se comparado ao controle em malha aberta, a emulação não é precisa e seu comportamento dinâmico é diferente do esperado. Mesmo que o controlador da máquina de emulação zere o erro, e então consiga, seguir a referência imposta pelo modelo de emulação (Seção 4.2.1.1), a máquina de emulação fornece um comportamento dinâmico não esperado à bancada de emulação, interferindo diretamente no desempenho dinâmico da máquina sob teste de maneira errônea. Portanto, para que se obtenha a correta validação de estratégias de controle ou testes em diferentes mecanismos para um determinado sistema mecânico, a máquina de emulação necessita ser controlada com elevado desempenho dinâmico, contornando problemas particulares relacionados a estabilidade e elevada dependência paramétrica.

Conforme mencionado no levantamento bibliográfico, vários trabalhos exploram as potencialidades de emulação de sistemas mecânicos como ferramenta, no entanto, poucos trabalhos propõem métodos eficazes de emulação com uma relação precisa no eixo da máquina sob teste. Neste contexto, tem-se a contribuição principal deste trabalho, envolvendo a solução do problema de emulação de sistemas mecânicos com precisão, sendo proposto e aplicado uma estratégia de controle para qualquer máquina rotativa como máquina de emulação. Destaca-se que a proposta de controle utilizada, proporcionou resultados satisfatórios, em que as respostas experimentais foram similares as ideais obtidas

em ambiente simulado. Essa estratégia pode ser implementada em um vasto número de aplicações que envolvem malhas de controle em torque, velocidade ou posição. Conforme demonstrado na Seção 3.2, o projeto do controlador e do compensador *feedforward* podem ser realizados separadamente, facilitando a implementação do método e fornecendo robustez às incertezas paramétricas com a iteração de ambos os termos na ação de controle.

As principais vantagens obtidas na utilização do método estão relacionadas a capacidade de emular qualquer modelo matemático aplicado a máquinas rotativas levando em consideração a potência nominal da máquina de emulação; o projeto do método independe do modelo de emulação adotado; possibilidade de se utilizar diferentes topologias de controle; capacidade de incluir efeitos não lineares da bancada de emulação no método; e aplicabilidade em qualquer máquina elétrica rotativa.

Portanto, a estratégia de controle proposta torna-se uma ferramenta de interesse para projetos e validações de algoritmos de controle envolvendo torque, velocidade ou posição. Já que mediante incertezas paramétricas, o método proposto forneceu robustez, não é necessário grande esforço na estimação do modelo dinâmico da bancada de emulação.

Diante do apresentado neste trabalho, este método proposto pode ser empregado em várias áreas das aplicações da engenharia, tais como acionamento e controle, emulação de turbinas aplicadas à energia renovável, emulação de sistemas de transportes, e até mesmo para testes em máquinas à combustão (diesel, biodiesel, gás natural e metano).

5.1 Diretivas Futuras

Perante ao apresentado neste trabalho, as diretivas futuras podem ser pautadas em tópicos como descritos a seguir:

- ❑ Validação do método proposto com diferentes topologias de controle.
- ❑ Aplicação do método de emulação em diferentes aplicações como em temas de energia renovável, por exemplo na emulação precisa de turbinas eólicas.
- ❑ Verificar as potencialidades da aplicação do método para operação de máquinas de emulação com controle simultâneo em paralelo, podendo emular o comportamento de estradas em veículos elétricos em cada roda, atuadores como braços robóticos, emulação de um parque eólico, impondo diferentes comportamento dinâmicos em um mesmo sistema com várias máquinas de emulação.

Referências

AKPOLAT, Z.; ASHER, G.; CLARE, J. Experimental dynamometer emulation of nonlinear mechanical loads. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1999. v. 35, n. 6, p. 1367–1373, 1999. ISSN 00939994.

AKPOLAT, Z. H.; ASHER, G.; CLARE, J. Dynamic emulation of mechanical loads using a vector-controlled induction motor-generator set. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1999. v. 46, n. 2, p. 370–379, apr 1999. ISSN 02780046.

AKPOLAT, Z. H.; ASHER, G. M.; ARELLANO-PADILLA, J. A test bed for the experimental validation of position control algorithms. **Control Engineering Practice**, 2004. v. 12, n. 8, p. 933–943, aug 2004. ISSN 09670661.

ALVAREZ-GONZALEZ, F. et al. Real-Time Hardware-in-the-Loop Simulation of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Under Stator Faults. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2017. v. 64, n. 9, p. 6960–6969, sep 2017. ISSN 0278-0046.

ARELLANO-PADILLA, J.; ASHER, G.; SUMNER, M. Control of an AC Dynamometer for Dynamic Emulation of Mechanical Loads With Stiff and Flexible Shafts. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006. v. 53, n. 4, p. 1250–1260, jun 2006. ISSN 0278-0046.

ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. **Advanced PID Control**. USA: Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 2005.

AVEROUS, N. R. et al. Development of a 4 MW Full-Size Wind-Turbine Test Bench. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2017. v. 5, n. 2, p. 600–609, jun 2017. ISSN 2168-6777.

BARAMBONES, O.; ALKORTA, P. Position Control of the Induction Motor Using an Adaptive Sliding-Mode Controller and Observers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 12, p. 6556–6565, dec 2014. ISSN 0278-0046.

BARAMBONES, O.; DURANA, J. M. G. Adaptive sliding mode control strategy for a wind turbine systems using a HOSM wind torque observer. In: **2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)**. [S.l.]: IEEE, 2016. p. 1–6. ISBN 978-1-4673-8463-6.

- BETZ; PENFOLD; NEWTON. Local vector control of an AC drive system load simulator. In: **Proceedings of IEEE International Conference on Control and Applications CCA-94**. [S.l.]: IEEE, 1994. p. 721–726 vol.1. ISBN 0-7803-1872-2.
- BETZ, R. E.; MIRZAEVA, G.; SUMMERS, T. J. A Dynamic Dynamometer for Testing of Mining DC Motors. In: **2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.]: IEEE, 2010. p. 1–8. ISBN 978-1-4244-6393-0.
- BLASCHKE, F. **The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control systems for rotating-field machines**. 39. ed. [S.l.]: Siemens Rev., 1972. 217–220 p.
- CAVAGNARO, R. J. et al. Evaluation of Electromechanical Systems Dynamically Emulating a Candidate Hydrokinetic Turbine. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, 2016. v. 7, n. 1, p. 390–399, jan 2016. ISSN 1949-3029.
- CHOUX, M.; TYAPIN, I.; HOVLAND, G. Extended friction model of a hydraulic actuated system. In: **2012 Proceedings Annual Reliability and Maintainability Symposium**. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 1–6. ISBN 978-1-4577-1851-9.
- COLLINS, E.; HUANG, Y. A programmable dynamometer for testing rotating machinery using a three-phase induction machine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 1994. v. 9, n. 3, p. 521–527, 1994. ISSN 08858969.
- CORREA, B. A. et al. Mechanical power-hardware-in-the-loop: Emulation of an aeroderivative twin-shaft turbine engine. In: **2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 464–468. ISBN 978-1-4673-5245-1.
- CUNHA, M. A. Q. et al. Eddy Currents Electromagnetic Brake Device. **IEEE Latin America Transactions**, 2016. v. 14, n. 8, p. 3643–3647, aug 2016. ISSN 1548-0992.
- EDRINGTON, C. S. et al. Role of Power Hardware in the Loop in Modeling and Simulation for Experimentation in Power and Energy Systems. **Proceedings of the IEEE**, 2015. v. 103, n. 12, p. 2401–2409, dec 2015. ISSN 0018-9219.
- FAJRI, P. et al. Modeling and Integration of Electric Vehicle Regenerative and Friction Braking for Motor/Dynamometer Test Bench Emulation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2016. v. 65, n. 6, p. 4264–4273, jun 2016. ISSN 0018-9545.
- FAJRI, P.; PRABHALA, V. A. K.; FERDOWSI, M. Emulating On-Road Operating Conditions for Electric-Drive Propulsion Systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2016. v. 31, n. 1, p. 1–11, 2016.
- FEDOR, T.; VITTEK, J.; SINDLER, P. Influence of variable moment of inertia in robot servo motor control. In: **2014 ELEKTRO**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 165–169. ISBN 978-1-4799-3721-9.
- GAN, C.; TODD, R.; APSLEY, J. M. Drive System Dynamics Compensator for a Mechanical System Emulator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 1, p. 70–78, jan 2015. ISSN 0278-0046.
- GARRIDO, R.; CONCHA, A. Inertia and Friction Estimation of a Velocity-Controlled Servo Using Position Measurements. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 9, p. 4759–4770, 2014. ISSN 0278-0046.

- GENNARO, S. D.; DOMINGUEZ, J. R.; MEZA, M. A. Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors With Core Loss. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 6, p. 2678–2689, jun 2014.
- GU, D. W.; PETKOV, P. H.; KONSTANTINOV, M. M. **Robust Control Design with MATLAB®**. [S.l.]: Springer London, 2014. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 9781447146827.
- HACE, A.; JEZERNIK, K.; TERBUC, M. VSS motion control for a laser-cutting machine. **Control Engineering Practice**, 2001. v. 9, n. 1, p. 67–77, jan 2001. ISSN 09670661.
- HAZRA, S.; BHATTACHARYA, S. Modeling and Emulation of a Rotating Paddle Type Wave Energy Converter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2018. v. 33, n. 2, p. 594–604, jun 2018. ISSN 0885-8969.
- HUERTA, F.; TELLO, R. L.; PRODANOVIC, M. Real-Time Power-Hardware-in-the-Loop Implementation of Variable-Speed Wind Turbines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2017. v. 64, n. 3, p. 1893–1904, mar 2017. ISSN 0278-0046.
- JAHNS, T. M. The Past, Present, and Future of Power Electronics Integration Technology in Motor Drives. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, 2017. v. 2, n. 3, p. 197–216, sep 2017. ISSN 2475742X.
- JÚNIOR, A. B. d. S. et al. Hybrid Control Robust Using Logic Fuzzy Applied to the Position Loop for Vector Control to Induction Motors. **Electric Power Components and Systems**, 2014. v. 42, n. 6, p. 533–543, apr 2014. ISSN 1532-5008.
- KINGSLEY, C.; UMANS, S. D.; FITZGERALD, A. E. **Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Bookman, 2006. ISBN 9788577800483.
- KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2013. 680 p. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118524329.
- KUPERMAN, A.; RABINOVICI, R. Virtual Torque and Inertia Loading of Controlled Electric Drive. **IEEE Transactions on Education**, 2005. v. 48, n. 1, p. 47–52, feb 2005. ISSN 0018-9359.
- KYSLAN, K. et al. Design and analysis of torque control for load drive with dynamic emulation. **Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)**, 2017. 2017.
- _____. Dynamic emulation of mechanical loads with backlash based on rapid control prototyping. In: **2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 1209–1215. ISBN 978-1-4799-2060-0.
- LEE, H.-T. Adaptive speed/position control of induction motor based on SPR approach. **International Journal of Control**, 2014. p. 1–14, apr 2014. ISSN 0020-7179.
- LEE, K. et al. A Robust Emulation of Mechanical Loads Using a Disturbance-Observer. **Energies**, 2019. v. 12, n. 12, p. 2236, jun 2019. ISSN 1996-1073.

- LI, W.-L. et al. A novel road dynamic simulation approach for vehicle driveline experiments. **Discrete & Continuous Dynamical Systems - S**, 2019. v. 12, n. 4-5, p. 1035–1052, 2019. ISSN 1937-1179.
- LU, B. et al. A Low-Cost Real-Time Hardware-in-the-Loop Testing Approach of Power Electronics Controls. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. v. 54, n. 2, p. 919–931, apr 2007. ISSN 0278-0046.
- MALINOWSKI, J. et al. Motor and Drive-System Efficiency Regulations: Review of Regulations in the United States and Europe. **IEEE Industry Applications Magazine**, 2017. v. 23, n. 1, p. 34–41, jan 2017. ISSN 1077-2618.
- MARTINEZ, F.; HERRERO, L. C.; PABLO, S. de. Open loop wind turbine emulator. **Renewable Energy**, 2014. v. 63, p. 212–221, mar 2014. ISSN 09601481.
- MATSUSE, K.; MATSUHASHI, D. New technical trends on adjustable speed AC motor drives. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, 2017. v. 3, n. 1, 2017.
- MME. **Balanco Energético Nacional - Relatório Síntese**. Brasil: Ministério de Minas e Energia, 2019.
- MOJLISH, S. et al. Review of Hardware Platforms for Real-Time Simulation of Electric Machines. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, 2017. v. 3, n. 1, p. 130–146, mar 2017. ISSN 2332-7782.
- NIU, L. et al. On-line Inertia Identification Algorithm for PI Parameters Optimization in Speed Loop. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 2, p. 849–859, feb 2015. ISSN 0885-8993.
- NORDIN, M.; GUTMAN, P.-O. Controlling mechanical systems with backlash - a survey. **Automatica**, 2002. v. 38, n. 10, p. 1633–1649, oct 2002. ISSN 00051098.
- OUHROUCHE, M. et al. A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016. p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046.
- PHILLIPS, C. L.; NAGLE, T.; CHAKRABORTTY, A. **Digital Control System Analysis & Design**. 4th global. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2015. ISBN 9780132938310.
- RAM, S.; RAHI, O.; SHARMA, V. A comprehensive literature review on slip power recovery drives. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2017. v. 73, p. 922–934, jun 2017. ISSN 13640321.
- RODIC, M.; JEZERNIK, K.; TRLEP, M. Control Design in Mechatronic Systems Using Dynamic Emulation of Mechanical Loads. In: **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005**. [S.l.]: IEEE, 2005. p. 1635–1640. ISBN 0-7803-8738-4.
- _____. Dynamic emulation of mechanical loads: an advanced approach. **IEEE Proceedings Electric Power Applications**, 2006. v. 153, n. 2, p. 159, 2006. ISSN 13502352.

_____. Dynamic emulation of mechanical loads - position control approach. In: **Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010**. [S.l.]: IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-7856-9.

SAARAKKALA, S. et al. Dynamic emulation of multi-mass mechanical loads in electric drives. **Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications**, 2011. 2011.

SAJADI, A. et al. An emulator for fixed pitch wind turbine studies. **Renewable Energy**, 2016. v. 87, p. 391–402, mar 2016. ISSN 09601481.

SANDHOLDT, P. et al. A dynamometer performing dynamical emulation of loads with nonlinear friction. In: **Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.]: IEEE, 1996. v. 2, p. 873–878. ISBN 0-7803-3334-9.

SHIN, H.-J. et al. Analytical Torque Calculations and Experimental Testing of Permanent Magnet Axial Eddy Current Brake. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2013. v. 49, n. 7, p. 4152–4155, jul 2013. ISSN 0018-9464.

SILVA, W. A. et al. Generalized predictive control robust for position control of induction motor using field-oriented control. **Electrical Engineering**, 2015. v. 97, n. 3, p. 195–204, sep 2015. ISSN 0948-7921.

SON, Y. I. et al. Robust Cascade Control of Electric Motor Drives using Dual Reduced-Order PI Observer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. p. 1–1, 2014. ISSN 0278-0046.

THOMAS, E.; SAUER, P. Engine-simulation control of an induction motor. **IEEE Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference**, 1999. p. 589–594, 1999.

TIAN, Y. et al. Study on the Control of AC Dynamometer System for Hybrid Electrical Vehicle Test Bench. In: **LTLGB 2012**. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013. p. 277–282.

TIBOLA, J. R. et al. Modeling and Control of a Low-Cost Driver For an Eddy Current Dynamometer. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, 2016. v. 27, n. 4, p. 368–378, aug 2016. ISSN 2195-3880.

TONG, W. **Mechanical Design of Electric Motors**. [S.l.]: Taylor & Francis, 2014. ISBN 9781420091434.

VAS, P. **Vector control of AC machines**. [S.l.]: Clarendon Press, 1990. 332 p. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198593706.

_____. **Sensorless vector and direct torque control**. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198564652.

VESELIC, B.; PERUNICIC-DRAZENOVIC, B.; MILOSAVLJEVIC, C. High-Performance Position Control of Induction Motor Using Discrete-Time Sliding-Mode Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 11, p. 3809–3817, nov 2008. ISSN 0278-0046.

WANG, Y.; SUN, Z.; STELSON, K. A. Modeling, Control, and Experimental Validation of a Transient Hydrostatic Dynamometer. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 2011. v. 19, n. 6, p. 1578–1586, nov 2011. ISSN 1063-6536.

WILHELM, F. et al. Friction Compensation Control for Power Steering. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 2016. v. 24, n. 4, p. 1354–1367, jul 2016. ISSN 1063-6536.

YAN, J.; FENG, Y.; DONG, J. Study on dynamic characteristic of wind turbine emulator based on PMSM. **Renewable Energy**, 2016. v. 97, p. 731–736, nov 2016. ISSN 09601481.

YASA, Y. et al. Design considerations of electromagnetic brakes for servo applications. In: **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 768–774. ISBN 978-1-4799-2399-1.

YEH, C.-T. et al. Digital High-Resolution Torque Sensor and Signal Processing. **IEEE Sensors Journal**, 2015. v. 15, n. 4, p. 2093–2100, apr 2015. ISSN 1530-437X.

ZHANG, Z. et al. Study on Requirements for Load Emulation of the Vehicle With an Electric Braking System. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2017. v. 66, n. 11, p. 9638–9653, nov 2017. ISSN 0018-9545.

Apêndices

Considerações de Implementação e Validação

A.1 Procedimentos de Simulação

O software utilizado nas simulações é o MATLAB[®], devido principalmente às suas ferramentas chamadas de *toolboxes* e sua aceitação na literatura em validação de diversos trabalhos. O MATLAB[®] ainda conta com um ambiente gráfico de simulação chamado *Simulink*. A Figura 46 ilustra de maneira genérica o diagrama de blocos da simulação realizada, na qual não é utilizada os dados obtidos em resultados experimentais a fim de inserí-los na simulação, como realizado em alguns trabalhos (RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2006; RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2005; RODIC; JEZERNIK; TRLEP, 2010). Vale ressaltar que pode-se ainda simular modelos não lineares G_{em} , no qual os dados de T_{el} e ω_{em} serão comparados com os aferidos na bancada de ensaios.

Figura 46 – Diagrama de blocos da simulação realizada em ambiente MATLAB/Simulink[®].

A.2 Bancada Experimental de Ensaio

A configuração da bancada experimental de ensaios é composta por dois inversores comerciais (Supplier - SPCIT 450-60-50) conectados no mesmo barramento de Corrente Contínua (CC) e dois MITs de 1,5hp/380 V no qual os parâmetros são descritos na Tabela 3. A estrutura física da bancada experimental de ensaios é apresentada na Figura 47.

Os algoritmos de controle são executados em um *Digital Signal Processor* (DSP) da *Texas Instruments* TMS32F2877D, sendo utilizado para adquirir os sinais analógicos dos sensores *hall* e também os pulsos gerados pelo *encoder* para calcular a velocidade mecânica. Desta forma, é possível implementar todo o circuito de controle e enviar os sinais que irão controlar o inversor de frequência. As portas digitais do DSP trabalham com tensões de 3,3 V para representar o nível lógico 1 e 0 V para o nível lógico 0. Desta maneira, é desenvolvido uma placa que adeque este sinal para o nível de trabalho do inversor (15 V). Além disso, é realizada a isolação das entradas/saídas do DSP com o inversor para proteção contra eventuais sobretensões ou erros de conexões efetuadas pelo operador. No circuito proposto são utilizados transmissores/receptores opto-acoplados com sinais diferenciais para garantir a isolação elétrica entre os dois dispositivos (DSP/inversores) com robustez a interferências eletromagnéticas. Maiores detalhes do *hardware* desenvolvido para o acionamento e controle de ambas as máquinas é apresentado no Apêndice B.

Tabela 3 – Dados das Máquinas de Indução Trifásica.

Parâmetro	Sob Teste	Máquina de Carga Programável	Unidade
Tensão (Y)	380	380	V
Potência	1.5	1.5	hp
R_s	4.7999	4.7654	Ω
R_r	2.9728	3.0295	Ω
L_s, L_r	415.16	412.83	mH
L_m	377.76	377.59	mH
p	2	2	
Parâmetro	Eixo Mecânico Acoplado		Unidade
J	$7.0524 \cdot 10^{-3}$		$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
B	$4.4028 \cdot 10^{-4}$		$\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$
F	$6.1199 \cdot 10^{-2}$		$\text{N} \cdot \text{m}$

A.3 Referencial de Velocidade e Posição

No problema de emulação de carga dinâmica deve-se levar em consideração o tipo de acoplamento entre as máquinas, no qual dependendo da ligação o referencial de velocidade/torque pode variar e interferir no controle do dinamômetro. Com o intuito de facilitar o entendimento do método proposto, é considerado que ambas as máquinas possuem o mesmo referencial de torque e velocidade, e tendo em vista que as máquinas são acopladas por ambas as frentes utiliza-se ligações elétricas diferentes para M1 e M2. Na prática é como se as máquinas estivessem acopladas em série, incluindo o *encoder*.

Figura 47 – Configuração da bancada experimental de ensaios.

A.4 Parâmetros de Referência

Os dois MITs são controlados mantendo o fluxo em seu valor nominal com 0,75 Wb. A corrente i_{qs}^* corresponde ao controle do torque eletromagnético, sendo limitada para proteger ambas as máquinas contra sobrecorrentes. Embora as máquinas tenham a mesma potência, a máquina de emulação deve ser capaz de se sobrepor à máquina sob teste, tornando possível uma emulação dinâmica realista. Na prática, o torque eletromagnético da máquina de emulação não deve saturar, caso contrário, a emulação não será válida.

O desempenho dinâmico dos controladores está relacionados à sintonização dos ganhos. Inicialmente, as malhas externas de controle do MIT foram sintonizadas pelo método de Ziegler-Nichols, sendo posteriormente ajustadas iterativamente, conforme proposto por Astrom e Hagglund (2005). O mesmo procedimento foi realizado para sintonia dos controladores PI nas correntes i_{ds} e i_{qs} . A máquina de emulação quando em abordagem de torque ou velocidade tem o controlador de rastreo C_ω do tipo PI ou apenas P, no entanto, na abordagem em posição C_θ corresponde a um controlador do tipo PD.

O foco principal deste estudo está na comparação dos resultados obtidos experimentalmente e em ambiente computacional. Portanto, os ganhos dos controladores da máquina sob teste foram sintonizados afim de se ter um desempenho dinâmico razoável, situação encontrada em diversos inversores comerciais em diferentes aplicações. De maneira resumida, os parâmetros utilizados nos controladores de ambas as máquinas incluindo o compensador *feed-forward* estão listados na Tabela 4. A fim de se obter a validação do método, os mesmos parâmetros considerados na simulação são inseridos nos ensaios experimentais.

Tabela 4 – Parâmetros dos Controladores e Observador.

Motor sob Teste	
Controlador de posição (Seção 4.2.1)	$K_p = 3,2252, K_d = 0,1925, \text{Saturação} = 3 \text{ [A]}$
Controlador de posição (Seção 4.2.2)	$K_p = 0,665, K_d = 0,185, \text{Saturação} = 3 \text{ [A]}$
Controlador de velocidade	$K_p = 0,32, K_i = 18,2452 \text{ Saturação}=2,5 \text{ [A]}$
Controlador de corrente	$K_p = 15,24, K_i = 2500$
Controlador de fluxo	$K_p = 15,1286, K_i = 505,6933$
Máquina de Emulação	
Controlador de corrente	$K_p = 15,24, K_i = 2500$
Controlador de fluxo	$K_p = 15,1286, K_i = 505,6933$
Controlador de Rastreo C_ω	$K_p = 0,32, K_i = 18,2452 \text{ Saturação}=6,8 \text{ [A]}$
Controlador de Rastreo C_ω (Seção 4.1.3)	$K_p = 0,8 \text{ Saturação}=6,8 \text{ [A]}$
Controlador de Rastreo C_θ	$K_p = 22,15, K_d = 0,25 \text{ Saturação}=6,8 \text{ [A]}$
Compensador <i>feed-forward</i>	$l_1 = 1,8 \times 10^4, l_2 = -2 \times 10^6$

***Hardware* Desenvolvido para a Bancada de Ensaios Experimentais**

B.1 Transmissor de 8 Canais Diferenciais

Desenvolveu-se uma placa de circuito impresso responsável por transmitir até 8 sinais de forma diferencial, para redução de ruídos na transmissão. Essa placa foi usada para enviar os sinais de PWM gerados pelo DSP. Possui um *buffer* na entrada e um componente para geração dos sinais diferenciais. Seu esquemático é mostrado na Figura 48.

B.2 Receptor de 8 Canais Diferenciais

Desenvolveu-se em conjunto com a placa de transmissão uma placa para recepção dos sinais diferenciais, responsável por decodificá-los e elevar o nível lógico para 15 V, atendendo a especificação do inversor. A placa foi utilizada para enviar os sinais de PWM gerados pelo DSP, e possui um decodificador na entrada e um componente para elevação do sinal lógico. Seu esquemático é mostrado na Figura 49. Usou-se também esta placa para decodificar os sinais advindos do *encoder*, que são gerados de forma diferencial. Para tal, apenas acrescentou-se um divisor de tensão na saída da placa, para obter-se os sinais em 3.3 V, adequados para o DSP.

B.3 Placa de Interface dos Inversores

Para conexão entre os receptores dos sinais PWM e os inversores utilizados, foi desenvolvido placas de interface dedicadas, de acordo com o conector dos inversores. O circuito esquemático destas placas está na Figura 50.

Figura 49 – A.2 - Circuito esquemático da placa de recepção dos sinais PWM.

Figura 50 – A.3 - Circuito esquemático das placas para interface com os inversores.

B.4 Retificador Trifásico

Desenvolveu-se um retificador trifásico, composto de ponte retificadora, um banco de capacitores de $6800\mu\text{F}/400\text{ V}$, e um banco de resistores para descarga de $22\text{ k}\Omega/20\text{ W}$. Pode-se ver o circuito esquemático completo na Figura 51.

B.5 Fontes Simétricas Isoladas

As placas utilizadas neste trabalho são alimentadas por duas fontes simétricas de 15 V , isoladas entre si. Isso possibilita o isolamento entre a DSP e os demais componentes de potência. O esquemático das fontes está na Figura 52.

B.6 Filtros Passivos

O DSP utilizado possui dois canais de conversão Digital/Analógica. Assim, para visualização de mais variáveis, usaram-se canais de PWM disponíveis. Para isso, precisou-se filtrar os canais de PWM para atenuar os efeitos da frequência de chaveamento e permitir a visualização das formas de onda exportadas. Desse modo, desenvolveu-se um filtro ativo de primeira ordem com frequência de corte de 235 Hz , de quatro canais, cujo esquemático é mostrado na Figura 53.

Figura 51 – A.4 - Circuito esquemático dos retificador trifásico desenvolvido.

Figura 52 – A.5 - Circuito esquemático das fontes de alimentação desenvolvidas.

Figura 53 – A.6 - Circuito esquemático dos filtros passa-baixa desenvolvidos.

B.7 Circuito do Sensor de Corrente (HXS-20NP)

As correntes de ambos os MITs foram adquiridas por meio de sensores de efeito *hall* HXS-20NP (LEM *components*®).

No projeto é definido para que o sensor trabalhe na faixa de 5 A, contudo dependendo da ligação, é possível configurá-lo para outras faixas de operação, sendo 10 e 20 A. Posteriormente à etapa de medição, deve-se fazer um tratamento dos sinais. Como a saída de tensão deste sensor opera com 5 V é utilizado um amplificador operacional trabalhando na configuração isolador (*buffer*) e em seguida por meio de um divisor de tensão resistivo é fornecida a tensão de trabalho do DSP (3,3 V). O projeto completo envolvendo este sensor pode ser encontrado na Figura 54.

B.8 Circuito do Sensor de Tensão (LV 20-P)

Para monitorar a tensão do barramento é utilizado apenas um sensor *hall* LV-20P (LEM *components*®). A tensão de saída é obtida com o uso de uma resistência em série com a saída do sensor. O sensor é alimentado com uma tensão simétrica de ± 12 V, dessa forma, no projeto do sensor surgiu a necessidade de elevar a tensão e posteriormente adequar a 3,3 V. O condicionamento do sinal é dado com o uso de amplificadores operacionais, o circuito do projeto pode ser visualizado na Figura 55.

The schematic diagram illustrates a current transducer circuit. At the top, a 7805V voltage regulator is shown, connected to a +15V supply and a GND. The regulator's output is connected to a +5V supply. A 100nF capacitor (C8) is connected between the +5V supply and GND. A 10k resistor (R) is connected between the +5V supply and the non-inverting input of the TL081P op-amp. The op-amp is configured as a voltage follower, with its output connected to its non-inverting input. The op-amp is powered by a +15V supply and a -15V supply. The output of the op-amp is connected to a 100nF capacitor (C7) and a 100nF capacitor (C8). The circuit also includes a 100nF capacitor (C7) and a 100nF capacitor (C8). The output is connected to a 100nF capacitor (C8) and a 100nF capacitor (C7). The circuit is labeled with component values and pin numbers.