

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Cesar José Volpato Filho

PROJETO E ANÁLISE DE OBSERVADORES ADAPTATIVOS
APLICADOS AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MÁQUINAS
SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES

Santa Maria, RS
2018

Cesar José Volpato Filho

**PROJETO E ANÁLISE DE OBSERVADORES ADAPTATIVOS
APLICADOS AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MÁQUINAS
SÍNCRONAS DE IMÃS PERMANENTES**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS
2018

Volpato Filho, Cesar José
PROJETO E ANÁLISE DE OBSERVADORES ADAPTATIVOS
APLICADOS AO CONTROLE SENSORLESS DE MÁQUINAS SÍNCRONAS
DE ÍMÃS PERMANENTES / Cesar José Volpato Filho.- 2018.
116 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2018

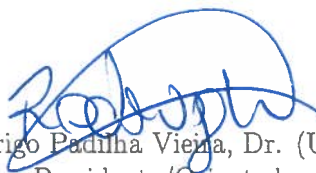
1. Máquinas síncronas de ímãs permanentes 2.
Observador adaptativo 3. Estimação de velocidade 4.
Controle sensorless 5. Projeto de ganhos I. Vieira,
Rodrigo Padilha II. Título.

Cesar José Volpato Filho

**PROJETO E ANÁLISE DE OBSERVADORES ADAPTATIVOS
APLICADOS AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MÁQUINAS
SÍNCRONAS DE IMÃS PERMANENTES**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

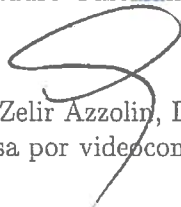
Aprovado em 6 de Agosto de 2018



Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
Presidente/Orientador



Cristiane Cauduro Gastaldini, Dr^ª. (UFSM)



Rodrigo Zelir Azzolin, Dr. (FURG)
(Defesa por videoconferência)

Santa Maria, RS
2018

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Professor Rodrigo Padilha Vieira, meu orientador neste trabalho, pela confiança desde os tempos de iniciação científica, compartilhando ideias, críticas, reflexões e pelos conhecimentos transmitidos durante todos esses anos e na construção desta dissertação.

À Universidade Federal de Santa Maria e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, meus agradecimentos por proporcionar a oportunidade de ingresso ao curso de mestrado de alto nível. À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), agradeço pelo suporte financeiro.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), por fornecer a estrutura física, recursos humanos e equipamentos que foram essenciais para o desenvolvimento desse trabalho. Um agradecimento aos integrantes do GEPOC, pelo convívio e ótimo ambiente de estudo.

Aos meus pais, Áurea e Cesar, e meu irmão Jader, agradeço pelo amor, pelo suporte e por sempre acreditarem em mim. Um agradecimento especial aos meus demais familiares e amigos, principalmente meus tios, Suzana e Jorge, por terem me acolhido na mudança para Santa Maria.

"Nada é permanente, exceto a mudança."

Heráclito

RESUMO

PROJETO E ANÁLISE DE OBSERVADORES ADAPTATIVOS APLICADOS AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES

Autor: Cesar José Volpato Filho
Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

Esta dissertação apresenta contribuições ao estudo, desenvolvimento e projeto de observadores adaptativos aplicados a estimação de velocidade rotórica de máquinas síncronas de ímãs permanentes. A primeira estratégia de estimação é proposta para motores síncronos de ímãs superficiais. O método de estimação é dividido em dois observadores, um de distúrbios e outro adaptativo. O observador de distúrbios é utilizado para extração do vetor de força contra-eletromotriz e evitar não linearidades indesejadas no projeto do observador adaptativo, que é utilizado para estimar a velocidade rotórica da máquina elétrica. Para o segundo método, um observador de estados completo adaptativo é utilizado para estimação de velocidade de máquinas síncronas de ímãs internos. Ambos métodos são baseados no modelo linear da máquina síncrona de ímãs em referencial estacionário. Os ganhos de realimentação e adaptativo são projetados considerando o observador de estados e o algoritmo adaptativo em conjunto na forma de espaço de estados. A resposta no tempo do estimador é obtida em relação aos autovalores do sistema em malha fechada. Alocação adequada dos polos do observador adaptativo é discutida visando controle *sensorless* em malha fechada. Resultados de simulação e experimentais são apresentados e os observadores adaptativos são avaliados em termos de estimação da velocidade e posição da máquina, validando as técnicas propostas.

Palavras-chave: Máquina síncrona de ímãs permanentes, observador adaptativo, projeto de ganhos, estimação de velocidade, controle *sensorless*.

ABSTRACT

DESIGN AND ANALYSIS OF ADAPTIVE OBSERVERS APPLIED TO THE TO SENSORLESS CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES

Author: Cesar José Volpato Filho

Advisor: Rodrigo Padilha Vieira

This master dissertation presents contributions to the study, development, and design of adaptive observers applied to the estimation of rotor speed of permanent magnet synchronous machines. The first proposed technique is applied for superficial permanent magnet synchronous machines. The estimation method is divided in two observers, a disturbance and an adaptive one. The disturbance observer is used for extraction of the counter-electromotive force and avoid undesired nonlinearities in the adaptive observer design. Rotor speed is estimated by an adaptive observer. For the second method, a full-state adaptive observer is used for speed estimation of interior permanent magnet synchronous machines. Both methods are based on the linear model of the permanent magnet synchronous machine in stationary reference frame. The feedback and adaptive gains are designed considering the state observer and the adaptive algorithm together in state space form. The rotor speed estimator time response is obtained in relation with the system eigenvalues in close-loop. Proper observer pole placement is discussed aiming sensorless close-loop control. Simulation and experimental results are presented and the adaptive observers are evaluated in terms of machine speed and position estimation, validating the proposed techniques.

Key-words: Permanent magnet synchronous machine, adaptive observer, gain design, speed estimation, sensorless control.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Venda de carros elétricos em milhares de unidades no período de 2011 e 2015.	22
1.2	Diagrama de um <i>drive</i> elétrico.	23
1.3	Ilustração das características construtivas dos motores (a) de indução (b) síncrono de ímãs permanentes (c) de relutância variável.	23
1.4	Ilustração das características construtivas das máquinas síncronas de ímãs (a) Superficiais (b) Internos	24
1.5	Diagrama do método de controle por orientação de campo (FOC).	24
1.6	Esquemático do método MRAS.	26
1.7	Diagrama do observador proposto por Po-ngam.	28
1.8	Resultado de simulação da velocidade real e estimada.	30
1.9	Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.	31
1.10	Resultado de simulação das correntes reais e estimadas.	31
2.1	Diagrama do circuito elétrico do SPMSM.	36
2.2	Estrutura do método de estimação proposto.	37
2.3	Performance do observador de distúrbios na partida do SPMSM.	38
2.4	Diagrama do observador adaptativo.	40
2.5	Resposta em frequência das equações (2.33) e (2.34) para $\lambda_1 = \lambda_2 = -10 \omega_e$ rad/s e $\lambda_3 = -20$ rad/s.	44
2.6	Resposta em frequência das equações (2.33) e (2.34) para $\lambda_1 = -10 \omega_e$ rad/s e $\lambda_2 = \lambda_3 = -20$ rad/s.	44
2.7	Performance de simulação do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 2$ rad/s e (a) $\lambda_3 = \omega_f = 1\omega_n$ rad/s (b) $\lambda_3 = \omega_f = 2\omega_n$ rad/s (c) $\lambda_3 = \omega_f = 10\omega_n$ rad/s.	45
2.8	Performance experimental do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 2$ rad/s e (a) $\lambda_3 = \omega_f = 1\omega_n$ rad/s (b) $\lambda_3 = \omega_f = 2\omega_n$ rad/s (c) $\lambda_3 = \omega_f = 10\omega_n$ rad/s.	46
2.9	Autovalores do observador adaptativo para velocidade igual a (a) $\omega_r = 10$ rad/s (b) $\omega_r = 50$ rad/s (c) $\omega_r = 100$ rad/s.	47
2.10	Resposta de simulação para inserção de ruídos com polos do observador 10 vezes mais rápidos que os da planta. (a) FCEM estimada (b) velocidade estimada.	48
2.11	Resposta de simulação para inserção de ruídos com polos do observador 20 vezes mais rápidos que os da planta. (a) FCEM estimada (b) velocidade estimada.	49
2.12	Resultados de simulação para a posição estimada durante inserção de ruído na medida com (a) polos variáveis (b) polos fixos.	50
2.13	Comportamento dos autovalores do observador adaptativo no plano z com velocidade igual a $\omega_e = 360$ rad/s e frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 5kHz$ (c) $f_s = 2kHz$	51
2.14	Comportamento do estimador de velocidade sujeito a ruídos com frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 5kHz$ (c) $f_s = 2kHz$	52
2.15	Resultado de simulação das velocidades real e estimada.	53
2.16	Resultado de simulação das correntes estatóricas reais e estimadas.	53
2.17	Resultado de simulação das correntes estatóricas reais e estimadas.	54
2.18	Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.	54
2.19	Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.	54

2.20	Resultado de simulação da posições real e estimada.	55
2.21	Resultado de simulação da posições real e estimada.	55
3.1	Diagrama vetorial do motor síncrono de ímãs permanentes.	58
3.2	Diagrama do observador adaptativo proposto.	63
3.3	Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 30$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 30$ rad/s e correntes em regime (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).	66
3.4	Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 300$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 300$ rad/s e correntes em regime (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).	68
3.5	Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 300$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 300$ rad/s e correntes de pico (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).	68
3.6	Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 300$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 150$ rad/s e correntes em regime (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).	69
3.7	Performance de simulação do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 1$ rad/s e (a) $\lambda_5 = \omega_f = 1\omega_n$ rad/s (b) $\lambda_5 = \omega_f = 2\omega_n$ rad/s (c) $\lambda_5 = \omega_f = 10\omega_n$ rad/s.	70
3.8	Performance experimental do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 1$ rad/s e (a) $\lambda_5 = \omega_f = 1\omega_n$ rad/s (b) $\lambda_5 = \omega_f = 2\omega_n$ rad/s (c) $\lambda_5 = \omega_f = 10\omega_n$ rad/s.	71
3.9	Autovalores do observador adaptativo para velocidades iguais a (a) $\omega_e = \hat{\omega}_e = 30$ rad/s (b) $\omega_e = \hat{\omega}_e = 150$ rad/s (c) $\omega_e = \hat{\omega}_e = 300$ rad/s.	72
3.10	Autovalores do observador adaptativo para velocidades iguais a $\omega_e = 300$ rad/s e $\hat{\omega}_e = 150$ rad/s.	73
3.11	Resposta de simulação para inserção de ruídos. (a) Correntes e (b) velocidade utilizando $k_1 = k_2 = 10$ e (c) Correntes e (d) velocidade utilizando $k_1 = k_2 = 20$	74
3.12	Comportamento dos autovalores do observador adaptativo no plano z com velocidade igual a $\omega_e = 360$ rad/s e frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 2kHz$ (c) $f_s = 1kHz$	75
3.13	Comportamento do estimador de velocidade sujeito a ruídos com frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 2kHz$ (c) $f_s = 1kHz$	76
3.14	Resultado de simulação das velocidades real e estimada.	77
3.15	Resultado de simulação das correntes estatísticas reais e estimadas.	78
3.16	Resultado de simulação das correntes estatísticas reais e estimadas.	78
3.17	Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.	78
3.18	Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.	79
3.19	Resultado de simulação das posições real e estimada.	79
3.20	Resultado de simulação das posições real e estimada.	79
4.1	Diagrama do sistema de controle <i>sensorless</i>	80
4.2	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	81
4.3	Resultados experimentais das FCEM equivalente e estimada.	82
4.4	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	82
4.5	Resultados experimentais das correntes estatísticas medida e estimada.	82
4.6	Resultados experimentais das FCEM equivalente e estimada.	83
4.7	Resultados experimentais das posições medida e estimada.	83

4.8	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	84
4.9	Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada. . . .	85
4.10	Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada. . . .	85
4.11	Resultados experimentais da FCEM estimada.	85
4.12	Resultados experimentais das posições medida e estimada.	86
4.13	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	86
4.14	Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada. . . .	87
4.15	Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada. . . .	87
4.16	Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada. . . .	88
4.17	Resultados experimentais das FCEM estimadas.	88
4.18	Resultados experimentais das posições medida e estimada.	88
4.19	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	89
4.20	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	89
4.21	Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.	90
4.22	Resultados experimentais das correntes medidas e estimadas.	90
4.23	Resultados experimentais das correntes medidas e estimadas.	90
.1	Vista da bancada experimental com SPMSM.	102
.2	Vista da bancada experimental com IPMSM.	103
.3	Circuito equivalente do PMSM.	106
.4	Representação da transformada de Park para o PMSM.	109
.5	Resultados de simulação do controlador de velocidade.	112
.6	Resultados de simulação do controlador de corrente do eixo q.	112
.7	Resultados de simulação do controlador de corrente do eixo d.	113

LISTA DE TABELAS

1	Parâmetros do SPMSM	103
2	Parâmetros do IPMSM	104

LISTA DE SÍMBOLOS

L	Indutância estatórica
R	Resistência estatórica
$L_{d,q}$	Indutâncias de eixo d,q
ρ	Operador diferencial
λ_m	Constante de fluxo dos imãs
$i_{d,q}^*$	Correntes de referência em referencial síncrono
$i_{d,q}$	Correntes em referencial síncrono
$v_{d,q}$	Tensões em referencial síncrono
\dot{i}_s	Vetor de correntes estatóricas
v_s	Vetor de tensões estatóricas
$i_{\alpha,\beta}$	Correntes em referencial estacionário
$\hat{i}_{\alpha,\beta}$	Correntes observadas em referencial estacionário
$\tilde{i}_{\alpha,\beta}$	Erro das correntes observadas em referencial estacionário
$v_{\alpha,\beta}$	Tensões em referencial estacionário
ω_r^*	Referência da velocidade rotórica
ω_r	Velocidade rotórica
$\hat{\omega}_r$	Velocidade rotórica estimada
ω_e	Velocidade do fluxo rotórico
$\hat{\omega}_e$	Velocidade do fluxo rotórico estimada
$\tilde{\omega}_e$	Velocidade do fluxo rotórico estimada
θ_e	Posição do fluxo rotórico
$\hat{\theta}_e$	Posição do fluxo rotórico estimado
$e_{\alpha,\beta}$	Força contra-eletromotriz em referencial estacionário
$e_{\alpha,\beta}^*$	Força contra-eletromotriz equivalente em referencial estacionário
$\hat{e}_{\alpha,\beta}$	Força contra-eletromotriz observada em referencial estacionário
$\tilde{e}_{\alpha,\beta}$	Erro da força contra-eletromotriz observada em referencial estacionário
\mathbf{A}	Matriz de estados
\mathbf{B}	Matriz de entrada
\mathbf{x}	Vetor de estados
\mathbf{u}	Vetor de entrada
θ	Parâmetro desconhecido
\mathbf{P}	Matriz positiva simétrica
\mathbf{H}	Matriz de ganhos
Φ	Matriz de transição de estados
ω_f	Largura de banda de um filtro de primeira ordem
λ	Autovalor
h	Ganho de realimentação
Γ	Ganho adaptativo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Considerações iniciais	21
1.2	Revisão Bibliográfica	25
1.3	Objetivos	32
1.4	Organização do trabalho	33
2	PROJETO DE UM OBSERVADOR ADAPTATIVO APLICADO AO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES SUPERFICIAIS	34
2.1	Modelo do SPMSM	35
2.2	Observador de distúrbios de corrente	37
2.3	Observador adaptativo de FCEM	39
2.4	Projeto dos ganhos do observador adaptativo	40
2.5	Aspectos de Implementação	46
2.6	Resultados de simulação	50
3	PROJETO DE UM OBSERVADOR ADAPTATIVO APLICADO AO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS	57
3.1	Modelo do IPMSM	58
3.2	Observador adaptativo	61
3.3	Projeto dos ganhos do observador adaptativo	62
3.4	Aspectos de Implementação	72
3.5	Resultados de simulação	76
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	80
4.1	Considerações iniciais	80
4.2	Observador adaptativo aplicado a máquina síncrona de ímãs permanentes superficiais	81
4.3	Observador adaptativo aplicado a máquina síncrona de ímãs permanentes internos	84
5	CONCLUSÕES	92
5.1	Contribuições do Trabalho	94
	APÊNDICE A - BANCADAS EXPERIMENTAIS	102
	APÊNDICE B - MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES	106
	APÊNDICE C - PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E VELOCIDADE PARA O MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES	110

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações iniciais

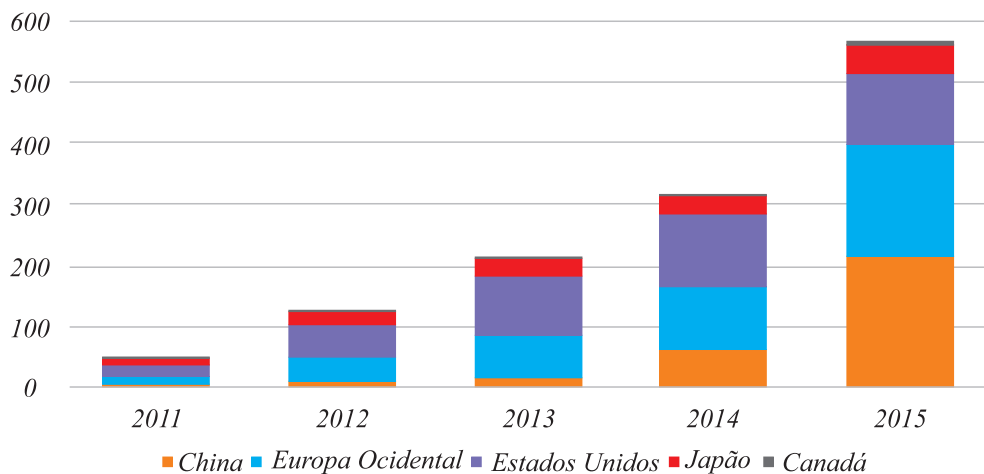
A intensificação da atenção no tema de eficiência energética por parte de governos, instituições públicas, empresas, centros de pesquisa e sociedade em geral tem sido motivada principalmente pela crescente preocupação com a preservação do meio ambiente, que tem sido degradado severamente nas últimas décadas. Essa degradação se deve em grande parte a crescente demanda energética, que tem sido verificada nos últimos anos. O consumo de energia elétrica mundial em 2012 foi de 19710,4 TWh, um crescimento de 13 % em relação ao ano de 2009 (ENERGIA, 2016). Esse fato se traduz em um maior foco em pesquisas que busquem desenvolver tecnologias para o aprimoramento energético de processos.

Cerca de 42 % de toda energia elétrica gerada no mundo é utilizada pela indústria, onde dois terços desse montante é utilizado por motores elétricos. Em países amplamente industrializados, como a Alemanha, a indústria consome quase 50 % de toda energia elétrica gerada, e dentro desse valor, mais de 70 % é consumido por máquinas elétricas (JAVIED et al., 2016). Além da grande quantidade de energia utilizada por motores elétricos, existe a expectativa de alto crescimento para os próximos anos. Estima-se que existam 300 milhões de motores elétricos instalados no mundo e que esse valor cresça à uma taxa de 10 % ao ano (IEA, 2011).

Dentro desse panorama, o controle inteligente de máquinas elétricas, realizado por *drives* elétricos, que utilizam somente a energia necessária para realização do processo de conversão eletromecânica, se apresenta como opção para salvar grandes quantidades de energia. A substituição dos métodos clássicos de acionamento pelo uso de *drives* elétricos pode reduzir o consumo em até 1,718 bilhões de kWh globalmente (IEA, 2011). Com a evolução tecnológica das diversas áreas da tecnologia, *drives* elétricos tem ganhado espaço em aplicações fora da indústria convencional, de mais baixa potência, como na robótica, no uso de *drones* e em veículos elétricos.

Novos registros de carros elétricos quebraram um novo recorde em 2016, com mais de 750 milhões de unidades vendidas pelo mundo. A Noruega tem se destaque no uso de carros elétrico em relação a parte de mercado, onde as vendas totalizam 29 % do setor e é seguida pela Holanda com 6,4 %. Em números absolutos, a China foi o maior mercado para veículos elétricos, respondendo por mais de 40 % dos carros elétricos vendidos no mundo e contabilizando mais que o dobro que os Estados Unidos, segundo lugar no ranking (IEA, 2017). Figura 1.1 apresenta a evolução das vendas de carros elétricos nos principais mercados do produto entre o período de 2011 até 2015, observa-se o crescimento exponencial de vendas que deve se manter nos próximos anos.

Figura 1.1: Venda de carros elétricos em milhares de unidades no período de 2011 e 2015.

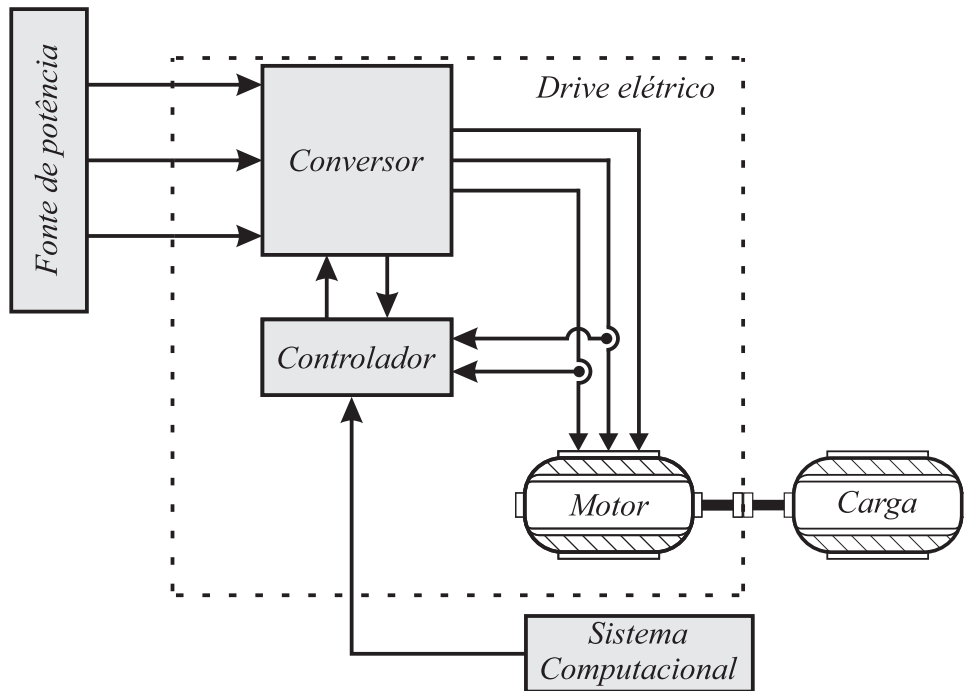


Fonte: Adaptado de Argonne National Laboratory, Argonne (2016).

Um *drive* elétrico, como é ilustrado na Figura 1.2, é definido como um meio de conversão de energia caracterizado pela capacidade de converter com eficiência potência elétrica em potência mecânica para realizar o controle de velocidade de uma carga mecânica. *Drives* elétricos modernos fazem uso de eletrônica de potência com o uso de controle digital para realizar essa conversão eletromecânica. Os principais componentes de um *drive* elétrico consistem de um conversor de energia eletromecânico (geralmente uma máquina elétrica síncrona ou assíncrona), um conversor estático de potência e uma unidade computadorizada que realiza o acionamento das chaves semicondutoras do conversor estático. Além disso, são necessários o uso de sensores para medição de variáveis e algoritmos de controle adequados. A faixa de potência de *drives* elétricos é bem ampla, variando desde os miliwatts a centenas de megawatts, demonstrando a diversidade de aplicações da tecnologia.

Apesar do desenvolvimento de máquinas elétricas tenha ocorrido a mais de 150 anos, conversores estáticos tem estado disponíveis somente nos últimos 55 anos, algoritmos de controle de torque para máquinas elétricas foram desenvolvidos a cerca de 40 anos e DSPs de alta frequência ficaram acessíveis há menos de 35 anos (DONCKER, 2006). Mesmo nos últimos anos, a tecnologia de *drives* elétricos têm sido desenvolvida rapidamente, com o estudo e otimização de novos tipos de máquinas elétricas (SHIGEO, 2006), como máquinas de ímãs permanentes de superfície, de ímãs permanentes internos e máquinas de relutância variável.

Devido ao extenso número e tipo de aplicações de conversão eletromecânica, *drives* elétricos muitas vezes devem ser adequados a utilização de diversos tipos de máquina. O motor de indução (*induction motor* - IM) foi a primeira máquina elétrica a ser utilizada de forma extensiva em *drives* elétricos. Isso se deve a sua simplicidade construtiva, que implica em baixo custo de produção, baixo custo de manutenção, bom rendimento e

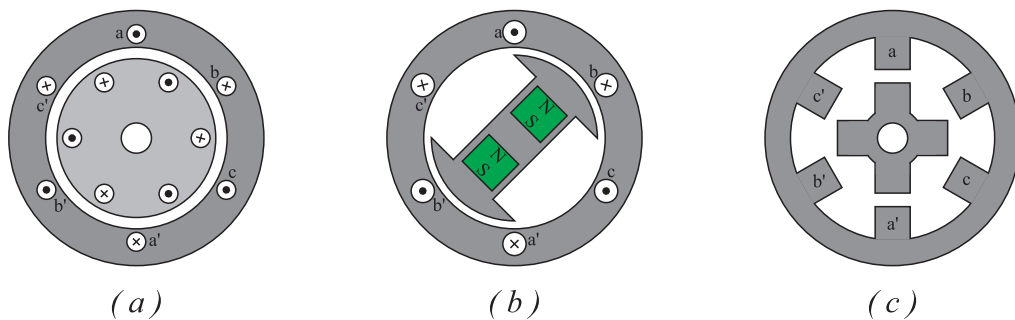
Figura 1.2: Diagrama de um *drive* elétrico.

Fonte: Próprio autor.

robustez. Nos últimos anos, a máquina síncrona de ímãs permanentes (*permanent magnet synchronous machine* - PMSM) vem ganhando espaço em aplicações que requerem alta eficiência e volume reduzido.

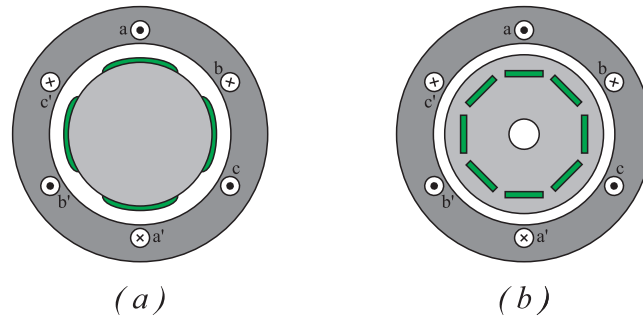
Os ímãs do PMSM podem ser construídos de diferentes formas no rotor da motor. O método de inserção dos ímãs no rotor não altera o princípio de funcionamento do motor, porém a sua forma construtiva determina o custo e eficiência da máquina. A forma mais fácil de fabricar o rotor do PMSM é inserir os ímãs na superfície do rotor. Esse método apresenta menor custo e eficiência. A inserção dos ímãs no interior é utilizado para

Figura 1.3: Ilustração das características construtivas dos motores (a) de indução (b) síncrono de ímãs permanentes (c) de relutância variável.



Fonte: Próprio autor.

Figura 1.4: Ilustração das características construtivas das máquinas síncronas de imãs (a) Superficiais (b) Internos .

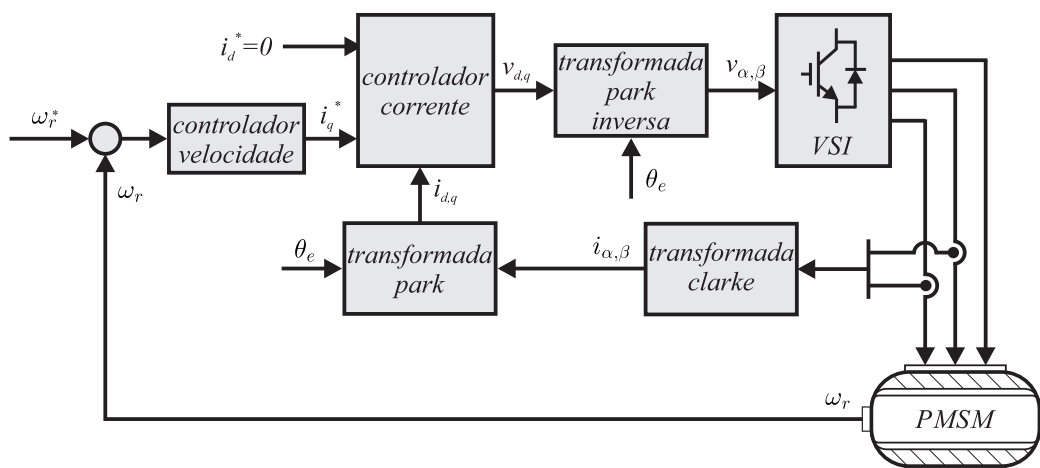


Fonte: Próprio autor.

aplicações de maior potência onde é necessário um rendimento mais elevado. A Figura 1.3 apresenta as características construtivas dos motores de indução, síncrono de imãs permanentes e de relutância variável. As diferenças entre as máquinas síncronas de imãs permanentes superficiais (SPMSM) e internos (IPMSM) são ilustradas na Figura 1.4.

As primeiras tentativas de sintetizar formas de onda alternada para motores elétricos eram baseadas em tiristores, no qual utilização controle de fase para variar amplitude e frequência da tensão de saída. Tiristores foram rapidamente substituídos por transistores utilizando modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*-PWM). A técnica utilizada nessas primeiras tentativas de controlar o torque de máquinas de corrente alternada através do ajuste da amplitude e frequência foi chamada de volts por hertz (V/f).

Figura 1.5: Diagrama do método de controle por orientação de campo (FOC).



Fonte: Próprio autor.

Apesar de conseguir controlar a velocidade rotórica utilizando a técnica V/f, a resposta de torque é lenta se comparada ao motor de corrente contínua. Isso se deve

ao fato de que não existe uma forma de controlar o torque eletromagnético do motor diretamente utilizando a técnica V/f.

Desenvolvido no final da década de 60 e no começo dos anos 70, o controle por orientação de campo (*field-oriented control*-FOC) veio para solucionar o problema de lenta resposta de torque dos métodos V/f. Criado por Felix Blaschke, o método FOC tem como principal ideia determinar o ângulo do fluxo rotórico da máquina de corrente alternada. Essa técnica proporcionou a utilização de máquinas de correntes alternada de forma competitiva em relação a máquinas de corrente contínua. O diagrama do método FOC está apresentado na Figura 1.5.

Cada tipo de máquina requer um algoritmo de controle específico e sensores mecânicos. Nos últimos 20 anos, *sensorless drives* tem sido estudados com o intuito de eliminar sensores mecânicos excessivamente dispendiosos e tornar o sistema mais compacto e robusto. Grande empenho tem sido realizado pela indústria e academia para desenvolver *sensorless drives* que contenham desempenho dinâmico comparável ou semelhante aos *drives* com sensor mecânico no rotor (PACAS, 2011).

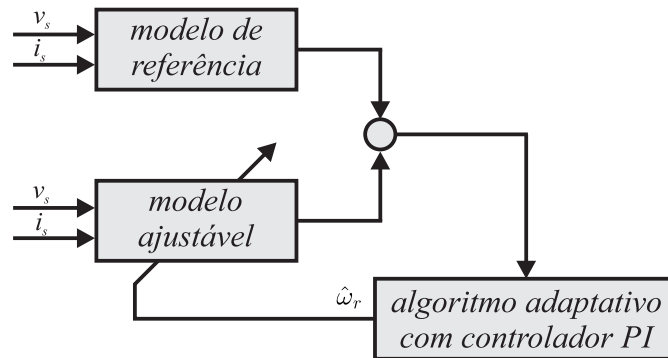
Neste contexto, devido a importância da remoção do sensor mecânico no *drive* elétrico, este trabalho investiga os aspectos de estimação de velocidade rotórica de máquinas elétricas de corrente alternada. O projeto de um estimador de velocidade depende desde o tipo de máquina, dos parâmetros elétricos e da banda do controlador de velocidade. A seguir, é apresentada uma revisão bibliográfica a respeito das características e adversidades no projeto de estimadores de velocidade, além das técnicas utilizadas.

1.2 Revisão Bibliográfica

Os primeiros métodos para estimação da velocidade rotórica de máquinas elétricas utilizam principalmente a técnica MRAS (*Model Reference Adaptive System*). Esse método tem como base a técnica de controle por modelo de referência (MRAC), e consiste na modelagem de uma variável da máquina elétrica por duas equações diferentes, onde em uma equação todos parâmetros e variáveis são conhecidas e na outra somente a velocidade rotórica é desconhecida. Como é conhecido na teoria de controle adaptativo, a velocidade, que é modelada como um parâmetro do circuito elétrico da máquina, pode ser estimado por uma lei adaptativa do tipo gradiente ou mínimos quadrados recursivo (IOANNOU; SUN, 1995).

Devido a complexidade da modelagem de uma máquina elétrica, existem diversos modos de construir um estimador de velocidade do tipo MRAS. Em (KUMAR, 2015) uma revisão das principais técnicas que utilizam a técnica MRAS para estimação de velocidade rotórica para máquinas de indução trifásica é realizada. São apresentados MRAS baseado no erro do fluxo rotórico, no erro das componentes FCEM, no erro de potência reativa e nas tensões e correntes estatóricas em transitórios e regime permanentes dado o nome

Figura 1.6: Esquemático do método MRAS.



Fonte: Próprio autor.

de X-MRAS. Também são mencionados a utilização de técnicas baseadas em inteligência artificial, como redes neurais artificiais e lógica fuzzy, que tem como objetivo aprimorar o desempenho dos métodos clássicos MRAS com a contrapartida de um aumento do custo computacional.

A Figura 1.6 mostra o diagrama de um método clássico MRAS, onde correntes e tensões estatóricas são as entradas do sistema. Um modelo de referência é criado a partir dessas variáveis e dos parâmetros da máquina e o segundo modelo é ajustável de acordo com o erro entre ambos modelos. Assim, quando ambos modelos forem iguais, e considerando que os parâmetros utilizados são os mesmos da máquina, a velocidade estimada será igual a real.

O trabalho de Kumar foi bem sucedido em explorar as diversas estruturas possíveis na construção de um estimador MRAS, porém, não explora o projeto dos reguladores utilizados para reconstrução da velocidade rotórica. Assim, não é realizada uma análise qualitativa do desempenho das diversas técnicas.

A grande maioria dos trabalhos que utilizam a técnica MRAS não apresentam o projeto do regulador PI, que é a única variável que o projetista pode utilizar para melhorar os níveis de estabilidade e convergência do estimador de velocidade. Da mesma forma como no projeto de um sistema de controle em malha fechada, não somente a estrutura do controlador, mas também os ganhos devem ser definidos para obter o desempenho desejado.

A grande desvantagem da técnica MRAS é a pequena margem de estabilidade para variações de velocidade no modelo ajustável (VONKOMER; ÖALMAN, 2013). Tendo em vista a melhora nas condições de estabilidade dos estimadores utilizados, observadores de estados começaram a ser usados para estimação de velocidade de máquinas elétricas. Observadores de estados tem como principal característica a realimentação do erro entre o observador e a variável real, aumentando assim, os limites de estabilidade do sistema. Um grande número de técnicas são utilizadas para construção de um observador de estados na

literatura, entre elas se destacam observadores utilizando *Luenberger*, modos deslizantes, *backstepping* e filtro de Kalman.

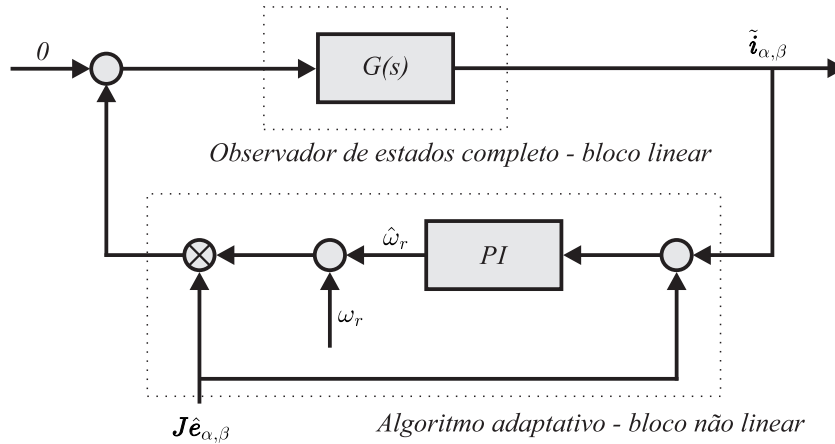
Observadores utilizando *Luenberger* são a forma mais tradicional de observadores de estados. Em (KWON; SHIN; HYUN, 2005) a posição rotórica de um motor de indução é obtida a partir da relação entre fluxos e correntes e um observador *Luenberger* é utilizado para obter a velocidade rotórica a partir da posição estimada. Em (KSHIRSAGAR et al., 2012; PIIPPO; HINKKANEN; LUOMI, 2005) o método *Luenberger* é utilizado para estimar correntes e FCEM da máquina síncrona de ímãs permanentes. A velocidade é reconstruída por leis de controle adaptativas de forma semelhante as técnicas de modelo referência. Apesar da realimentação de estados melhorar as condições de estabilidade dos métodos de estimação de velocidade, especificação direta dos ganhos, principalmente o adaptativo, não é realizada.

A técnica de modos deslizantes é utilizada pela simplicidade de implementação, redução de ordem e grande robustez a distúrbios. Em (YAN; JIN; UTKIN, 2000) utiliza o método de modos deslizantes para criar um observador de estados completo robusto de correntes estatóricas e fluxos rotóricos. Assim como na estratégia *Luenberger*, esse trabalho utilizou um algoritmo adaptativos para obtenção da velocidade estimada. Em (VIEIRA et al., 2014, 2012) a técnica de modos deslizantes foi utilizada para criar um observador de distúrbios robusto e extrair as componentes relacionadas ao fluxo da máquina e, através dessa variável, um observador adaptativo é obtido a partir do método direto de Lyapunov. A prova de estabilidade é realizada em tempo discreto tendo em vista a implementação em DSP. Uma metodologia parecida é utilizada em um gerador síncrono de ímãs permanentes em (BERNARDES et al., 2014). A prova de estabilidade é realizada através da função Lyapunov discreta e ganho adaptativo é tratado como um "grau de liberdade", não apresentando assim, especificação direta do ganho.

Os métodos de estimação de velocidade rotórica baseados em Filtro de Kalman e algoritmo *backstepping* são presentes na literatura. Em (DHAOUADI; MOHAN; NORUM, 1991; ALONGE; D'IPPOLITO; SFERLAZZA, 2014; BADO; BOLOGNANI; ZIGLIOTTO, 1992) o modelo da máquina é utilizado junto com o Filtro de Kalman para observação dos estados, assim como em (MORAWIEC, 2015, 2013; TRAORE; LEON; GLUMINEAU, 2010) o modelo linear do motor é utilizado junto com o algoritmo *backstepping* para construção do observador.

Independente da técnica utilizada para criar o observador de estados, o projeto do estimador adaptativo da velocidade de máquinas elétricas é encontrado em poucos trabalhos da literatura. Em (PO-NGAM; SANGWONGWANICH, 2012) o teorema de Kalman-Yakubovich é utilizado para derivar as condições de estabilidade do observador de estados para definir as restrições dos ganhos de realimentação. Alocação de pólos e zeros é utilizada com a função de transferência do observador para projetador o regulador PI. Para evitar as não linearidades indesejadas, a velocidade rotórica real é usada para

Figura 1.7: Diagrama do observador proposto por Po-ngam.



Fonte: Próprio autor.

obter a função de transferência do observador. A separação do observador adaptativo proposto por Po-ngam é ilustrado na Figura 1.7. De forma semelhante, um observador é construído em referencial síncrono em (KSHIRSAGAR et al., 2012) e os ganhos de realimentação são definidos visando a estabilização do observador e os ganhos do estimador PI são projetados usando a função de transferência do observador. Esse método, onde os ganhos de realimentação são projetados primeiro e, em seguida, os ganhos adaptativos, não garante que o observador adaptativo terá exatamente a mesma resposta dinâmica do projeto já que os efeitos entre o observador de estados e o estimador adaptativo não são levados em conta. Portanto, as parcelas adaptativa e de realimentação devem ser consideradas em conjunto para obter a resposta analítica do observador adaptativo.

Embora a prova de estabilidade seja provida na maioria dos trabalhos, a demonstração analítica da resposta no tempo dos observadores adaptativos não é apresentada na literatura. Isso dificulta a implementação de algoritmos *sensorless* para *drives* elétricos feitos para um número variado de máquinas, que possuem parâmetros distintos, e portanto, não podendo variar o ganho adaptativo de forma empírica previamente.

As provas de estabilidade realizadas na literatura são bastante similares e são feitas utilizando a função Lyapunov ou suas variantes. Para demonstrar essa prova, a análise de estabilidade realizada em (YIN et al., 2016a) foi feita para um sistema genérico. Considere o seguinte sistema,

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (1.1)$$

onde \mathbf{x} é o vetor de estados, \mathbf{A} é a matriz de estados, \mathbf{B} é a matriz de entrada e \mathbf{u} é o vetor de entrada.

Considerando que o projetista não conheça um dos parâmetros da matriz \mathbf{A} , chamado de θ , um observador adaptativo pode ser construído para estimar os estados e o

parâmetro do sistema simultaneamente.

O observador de estados *Luenberger* clássico é dado por,

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{H}\mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} \quad (1.2)$$

onde $\hat{\mathbf{A}}$ é a matriz de estados estimada, \mathbf{C} a matriz de saída, $\hat{\mathbf{x}}$ o vetor de estados observador e $\tilde{\mathbf{x}}$ o erro do estados estimados.

Em observadores adaptativos, o parâmetro desconhecido é obtido por uma lei adaptativa derivada da análise de estabilidade. Esse algoritmo é construído a partir do erro da matriz de estados em relação ao parâmetro estimado e da dinâmica do observador de estados, que é dado por,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} + \mathbf{H}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}} + (\hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A})\hat{\mathbf{x}} \quad (1.3)$$

onde

$$\Delta\mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A} \quad (1.4)$$

De acordo com a teoria de estabilidade Lyapunov, as condições para estabilidade assintótica de um sistema podem ser obtidas pela seguinte função,

$$V(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2} \left(\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} + \frac{(\hat{\theta} - \theta)^2}{\Gamma} \right) \quad (1.5)$$

onde \mathbf{P} é uma matriz positiva simétrica, Γ é o ganho adaptativo, $\hat{\theta}$ é o parâmetro estimado e $\tilde{\theta}$ o erro entre o parâmetro estimado e seu valor real.

De acordo com teorema do segundo método de Lyapunov, que garante as condições de estabilidade assintótica do sistema descrito, a função Lyapunov V deve ser positiva enquanto sua derivada de primeira ordem deve ser negativa (SEPULCHRE; JANKOVIĆ; KOKOTOVIĆ, 1997; FREEMAN; KOKOTOVIĆ, 1996). Assim, a equação (1.5) é derivada para realização da análise de estabilidade, e é dada por,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\theta}) &= \tilde{\mathbf{x}}^T [(\mathbf{A} + \mathbf{H}\mathbf{C})\mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{H}\mathbf{C})]\tilde{\mathbf{x}} + \\ &+ \frac{(\hat{\theta} - \theta)}{\Gamma} \frac{d}{dt}(\hat{\theta} - \theta) + (\tilde{\mathbf{x}}\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{x}}\Delta\mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}) \end{aligned} \quad (1.6)$$

O primeiro termo da equação (1.6) pode ser definido como negativo utilizando o teorema de Kalman-Yakubovich-Popov (KPV), que garante que os autovalores da matriz $(\mathbf{A} + \mathbf{H}\mathbf{C})$ estejam no semi-plano esquerdo do plano s , e definindo assim, a matriz de ganhos de realimentação \mathbf{H} (STEPANYAN; HOVAKIMYAN, 2007).

O segundo termo pode ser igualado ao terceiro termo da equação (1.6) para tornar a função Lyapunov negativa. Assim, tem-se que,

$$\frac{(\hat{\theta} - \theta)}{\Gamma} \frac{d}{dt} (\hat{\theta} - \theta) + (\tilde{\mathbf{x}} \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{x}} \Delta \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}}) = 0 \quad (1.7)$$

O erro entre as derivadas do parâmetro estimado e real é definido como,

$$\frac{d}{dt} \tilde{\theta} = \frac{d}{dt} \hat{\theta} - \frac{d}{dt} \theta \quad (1.8)$$

Assume-se que o parâmetro desconhecido é constante ou varia muito lentamente em relação com a dinâmica dos estados do sistema. Assim, pode-se reescrever a equação do erro (1.8) como,

$$\frac{d}{dt} \tilde{\theta} = \frac{d}{dt} \hat{\theta} \quad (1.9)$$

O algoritmo adaptativo, dado por (1.10), é obtido a partir da igualdade (1.7) e é utilizado para reconstrução do parâmetro do observador de estados.

$$\frac{d}{dt} \hat{\theta} = -\Gamma \hat{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{x}}^T \quad (1.10)$$

onde Γ é o ganho adaptativo. Esse algoritmo é chamado gradiente descendente e é amplamente utilizado na área de controle adaptativo.

Para analisar a prova de estabilidade apresentada, simulações foram realizadas aplicando o observador adaptativo a uma máquina síncrona de ímãs permanentes superficiais. Foi considerado que somente as tensões e correntes estatóricas da máquina estavam disponíveis para medição e o parâmetro a ser estimado era a velocidade do motor. Para respeitar as conclusões obtidas pela função Lyapunov, o ganho adaptativo foi definido como $\Gamma = 1$ e para obedecer o teorema KPV, a matriz de ganho \mathbf{H} foi definida como,

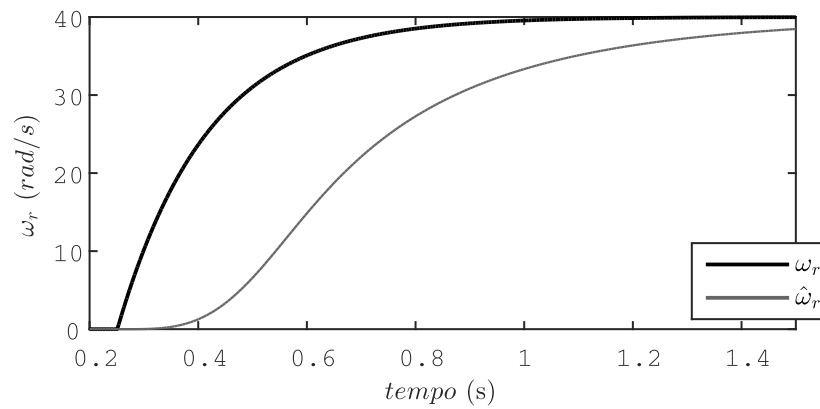
$$\begin{bmatrix} h_1 & h_3 & h_5 & h_7 \\ h_2 & h_4 & h_6 & h_8 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -100 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & -100 & 0 & 100 \end{bmatrix}^T \quad (1.11)$$

A Figura 1.8 apresenta o resultado da velocidade real e estimada para o observador adaptativo apresentado. O algoritmo de estimação de velocidade adaptativo se mostrou estável a variação de velocidade da máquina síncrona. Entretanto, teve desempenho muito lento e inadequado para um controle *sensorless* em malha fechada.

O resultado da simulação para os estados da máquina, que são as correntes estatóricas e as componentes de força contra-eletromotriz, estão ilustrados nas Figuras 1.9 e 1.10. A convergência dos estados é lenta e o erro aumenta consideravelmente em transições de velocidade rotórica.

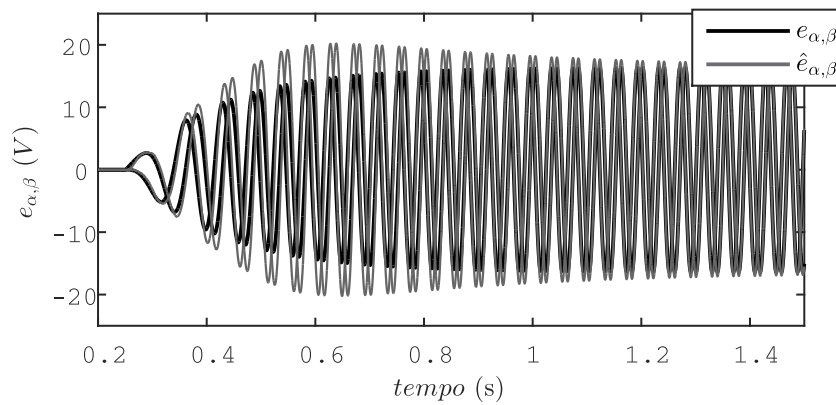
Os resultados de simulação confirmaram a análise de estabilidade realizada anteriormente. No entanto, pode-se observar que os estados estão convergindo muito lentamente. Utilizar somente a prova de estabilidade para sistema complexo e apresentar os

Figura 1.8: Resultado de simulação da velocidade real e estimada.



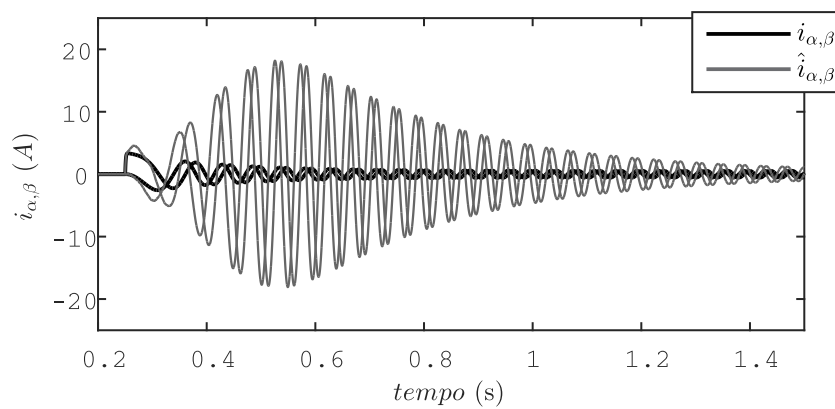
Fonte: Próprio autor.

Figura 1.9: Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.



Fonte: Próprio autor.

Figura 1.10: Resultado de simulação das correntes reais e estimadas.



Fonte: Próprio autor.

ganhos nos limites de estabilidade é constante na literatura (KRSTIC; KOKOTOVIC; KANELLAKOPOULOS, 1995). Quando o parâmetro a ser estimada é considerado muito mais lento que as dinâmicas dos estados e o teorema KYP é respeitado, a análise de estabilidade realizada é válida para qualquer valor positivo de Γ .

Algumas ferramentas, como a normalização, filtragem e projeção da lei adaptativa, são utilizadas para melhorar a estabilidade de um sistema adaptativo (HOVAKIMYAN; CAO, 2010). No entanto, a prova de estabilidade não é o suficiente para o projeto de observadores de estados. Para estimação variáveis, é necessário além de garantir estabilidade, o observador tem que convergir rápido o suficiente para que o sistema de controle em malha fechada tenha o mesmo desempenho do que utilizando as variáveis medidas. Se os ganhos do observador forem setados em valores muito elevados, o estimador de velocidade poderá ficar sensível a ruídos ou instável devido ao processo de discretização (OGATA, 1995).

Em (AWAN et al., 2016) o projeto do observador é realizado desde o início no domínio do tempo discreto, levando em conta o tempo de atraso do sistema de controle. A metodologia utilizada é ideal para aplicações com frequência de amostragem muito baixas, podendo assim extrair o máximo do *hardware* disponível.

Para implementação em um *drive* elétrico, o estimador de velocidade deve possuir os seus ganhos dependentes das variáveis disponibilizadas. Assim, em um *drive* elétrico feito para um grande número de máquinas, pode-se utilizar de um estimador para obtenção dos parâmetros elétricos da máquina, como os mostrados em (VIEIRA et al., 2010; AZZOLIN et al., 2010), não tendo assim, a necessidade de ajuste de ganhos para cada máquina utilizada.

1.3 Objetivos

Este trabalho tem como principal objetivo estudar as técnicas de estimação de velocidade rotórica para máquinas síncronas de ímãs permanentes. Serão propostos o projeto de estimadores de velocidade aplicada aos motores síncronos de ímãs permanentes superficiais e de ímãs permanentes internos.

Os objetivos específicos são:

- Explorar as características de estabilidade de observadores adaptativos para sistemas com parâmetros variantes;
- Demonstrar as diferenças do projeto de um observador de estados completo adaptativo e um observador adaptativo utilizando observador de distúrbios;
- Desenvolver observadores de estados para a estimação de velocidade para as máquinas síncronas de ímãs superficiais e internos;

- Propor metodologias de projeto para os ganhos dos estimadores propostos com o intuito de implementação de controle *sensorless*;
- Obtenção da resposta matemática dos estimadores de velocidade e validação via simulações e experimentos do modelo matemático obtido;
- Obter resultados de simulações e experimentais para comprovar o desempenho dos estimadores propostos em operação *sensorless*.

1.4 Organização do trabalho

O Capítulo 1 apresenta as considerações iniciais do trabalho e uma revisão bibliográfica sobre o tema, contextualizando o trabalho na literatura de estimadores de velocidade rotórica para máquinas elétricas. Também são apresentados os objetivos a serem alcançados ao final do trabalho e a organização da dissertação.

No Capítulo 2 é desenvolvido um método de estimação de velocidade rotórica para motores síncronos de ímãs permanentes superficiais. Primeiramente, o modelo dinâmico de correntes estatóricas e componentes FCEM do motor de ímãs permanentes em referencial estacionário é apresentado. O modelo de estados obtido é utilizado separadamente tendo em vista a implementação de um observador de distúrbios. O observador de distúrbios é proposto para obtenção das variáveis FCEM e evitar o produto de erros de estados que é gerado em observador de estados completo adaptativo para estimação de máquinas. Um observador adaptativo é utilizado para reconstrução da velocidade rotórica do SPMSM. Um método de projeto para os ganhos adaptativo e de realimentação é proposto considerando o observador adaptativo como um sistema completo. O comportamento dinâmico do estimador é obtido em relação aos seus autovalores. Simulações e resultados experimentais são apresentados para validar o modelo matemático da resposta do estimador obtido e o método de projeto de ganhos proposto.

A estimação de velocidade rotórica do motor síncrono de ímãs permanentes internos é objeto de estudo do Capítulo 3. O modelo dinâmico do IPMSM é apresentado, mostrando sua característica de torque de relutância. O modelo é definido em termos das variáveis FCEM e correntes estatóricas para a utilização de um observador de estados completo. O observador é apresentado e um algoritmo adaptativo é utilizado para estimação de velocidade. O projeto dos ganhos é realizado tendo em vista a resposta no tempo do estimador de velocidade e utilizando as conclusões obtidas pelo projeto do observador adaptativo do Capítulo 2. Simulações e resultados experimentais são apresentados para validar o método proposto de estimação de velocidade.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais acerca dos métodos de estimação para as duas máquinas desenvolvidos nos capítulos anteriores. Os resultados

são obtidos são implementados utilizando a técnica de controle por orientação de campo *sensorless* e controladores do tipo PI.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais do trabalho e identificando as contribuições.

Como complemento a dissertação, as bancadas experimentais utilizadas são descritas no Apêndice A. Além disso, no Apêndice B é desenvolvido o modelo matemático da máquina síncrona de ímãs permanentes. Por fim, o projeto dos controladores PI utilizados na dissertação são apresentado no Apêndice C.

2 PROJETO DE UM OBSERVADOR ADAPTATIVO APLICADO AO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES SUPERFICIAIS

Em segmentos industriais de alto desempenho, as máquinas síncronas de ímãs permanentes (PMSM) são as mais utilizadas devido a menor inércia e maior densidade de torque se comparadas com o motor de indução. Nessa área, máquinas síncronas de ímãs superficiais (SPMSM) representam a solução comum para satisfazer a necessidade de pequeno *ripple* de torque e grande capacidade de sobrecarga (BARCARO et al., 2017).

Na literatura de teoria de controle, a forma mais comum de se realizar a estimação de variáveis é através de observadores de estados completos (RADISAVLJEVIC-GAJIC, 2014). Para sistemas com parâmetros desconhecidos ou variantes no tempo, o observador de estados completo adaptativo aparece como solução (SASSI et al., 2017; ANFINSEN et al., 2016; VARGAS; GULARTE; HEMERLY, 2013).

Os trabalhos teóricos na literatura sobre observadores de estados adaptativos têm como principal objetivo a convergência rápida dos estados e a garantia da estabilidade do estimador de parâmetros. Esse tipo de metodologia não é ideal para a implementação de estimação de velocidade rotórica de motores elétricos, onde a velocidade, considerada um parâmetro para o modelo, é a principal variável a ser estimada e apenas a garantia de estabilidade não garante o funcionamento de um controle *sensorless* adequado.

A característica não linear, o grande número de ganhos e o produto de erros entre estados são os grandes empecilhos do projeto do observador de estados adaptativo completo (MORAWIEC, 2015). Tendo isso em vista, muitos trabalhos começaram a dividir o projeto do estimador de velocidade para o SPMSM em dois, um para medir as componentes FCEM e outro para medida da velocidade rotórica. Embora não seguir as metodologias de controle teóricas, onde um observador completo é utilizado, essa metodologia simplifica o problema de um sistema de quinta ordem para um de primeira e outro de terceira.

Neste capítulo é proposto um método de projeto para os ganhos adaptativo e de realimentação de um observador adaptativo para estimação de velocidade rotórica de um SPMSM. A FCEM é obtida através de um observador de distúrbios, evitando as não linearidades do produto de erro de estados que ocorre em um observador adaptativo completo. Os ganhos de realimentação e adaptativo são projetados não separadamente, mas juntos, considerando as interações que ambos observador de estados e lei adaptativo tem entre si. Os ganhos são derivados em relação aos autovalores do sistema. A resposta dinâmica do observador é estudada baseado na relação com seus autovalores. Alocação ideal dos pólos para implementação *sensorless* é discutida. Simulações são realizadas para comprovar a análise matemática realizada.

2.1 Modelo do SPMSM

O comportamento matemático do motor síncrono de ímãs permanentes superficiais é extensivamente apresentado na literatura (KSHIRSAGAR et al., 2012; BERNARDES et al., 2014; MORAWIEC, 2013). Esse modelo é caracterizado por ter o mesmo valor de indutância nos dois eixos da referência síncrona e possuir a informação da velocidade elétrica somente nas componentes de força contra-eletromotriz. A máquina síncrona de ímãs permanentes internos tem indutâncias de valores diferentes na referência síncrona, fazendo com que a informação da velocidade não seja contida somente na FCEM, mas também na indutância da máquina. Isso faz com que a PMSM de ímãs internos seja estudada como um caso especial na literatura (CHEN et al., 2003). O modelo matemático do PMSM de ímãs superficiais pode ser modelado pelas equações diferenciais no referencial síncrono, como na seguinte expressão,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L & -\omega_e L \\ \omega_e L & R + \rho L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde R é a resistência estatórica, L é a indutância estatórica, ρ é o operador diferencial, i_d, i_q, v_d, v_q são as correntes e tensões estatóricas em referencial síncrono, λ_m é a constante de fluxo dos ímãs e ω_e é a velocidade elétrica, que é relacionada com a velocidade rotórica ω_r pelo número de par de polos p .

Aplicando a transformada de Park inversa em (2.1), o modelo matemático do PMSM no referencial estacionário é obtido. O modelo é dado por,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L & 0 \\ 0 & R + \rho L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

onde $i_\alpha, i_\beta, v_\alpha, v_\beta, e_\alpha$ e e_β são as correntes e tensões estatóricas e força contra-eletromotriz no referencial estacionário.

Para melhor compreensão do significado físico da equação do circuito elétrico do SPMSM, pode se reescrever (2.2) como,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_A + \underbrace{\rho L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_B + \underbrace{\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}}_C \quad (2.3)$$

Através de (2.3), verifica-se que as tensões estatóricas são a soma dos vetores A, B e C. O diagrama dessa representação está apresentado na Figura 2.1.

As componentes de FCEM também podem ser representadas como,

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Para o projeto de um observador de estados, o modelo no espaço de estados é requerido. A representação do modelo do circuito elétrico do SPMSM, obtido em (2.3), no espaço de estados é dada por,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

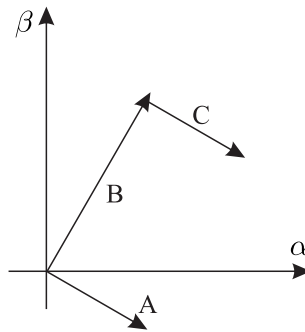
Assumindo que as dinâmicas mecânicas são muito mais lentas que as dinâmicas elétricas, é possível desconsiderar a derivada da velocidade no modelo de espaço de estados da FCEM.

Assim, é possível escrever as componentes FCEM no espaço de estados como,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

O modelo da FCEM é linearizado devido as considerações anteriores, entretanto, a velocidade da SPMSM é um parâmetro variante no tempo e deve ser levado em consideração no projeto do observador devido a mudança do comportamento do sistema conforme seu ponto de operação. Isso significa que um observador com ganhos fixos terá performances diferentes conforme a velocidade que a máquina está operando.

Figura 2.1: Diagrama do circuito elétrico do SPMSM.



Fonte: Próprio autor.

Dentro dos modelos matemáticos de máquinas de corrente alternada, o SPMSM é o único que possui acoplamento somente nas componentes de fluxo. Isso propicia o SPMSM ao uso de um observador de distúrbios, pois somente as componentes FCEM são desconhecidas no estado das correntes estatóricas.

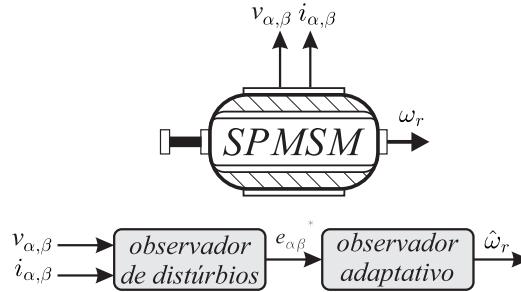
Em (VIEIRA et al., 2012) o modelo do motor de indução é modificado para retirar o acoplamento nas correntes do estator e utilizar um observador de distúrbios para o IM. Contudo, o novo modelo de fluxo têm o produto da velocidade rotórica com os parâmetros da máquina, tornando a resposta em regime do estimador suscetível a variações paramétricas. Assim, o SPMSM é a máquina elétrica com modelo mais simples para o projeto

de um estimador de de velocidade.

2.2 Observador de distúrbios de corrente

Uma grande gama de observadores de distúrbios foram utilizados com o fim de extrair as componentes de FCEM do SPMSM, como observador de distúrbios estendido (TOMITA et al., 1998), adaptativo em frequência (PARK; SUL, 2014), por modos deslizantes (BERNARDES et al., 2014) e por modos deslizantes *super-twisting* (BARATIERI; PINHEIRO, 2016). Uma revisão sobre observadores de distúrbios foi realizada em (CHEN et al., 2016), onde técnicas lineares e não-lineares são apresentadas e suas aplicações são discutidas.

Figura 2.2: Estrutura do método de estimação proposto.



Fonte: Próprio autor.

A vantagem de utilizar um observador de distúrbios para medida das FCEM é evitar o produto de erros de estados que ocorre em um observador de estados completo (MORAWIEC, 2013). Portanto, é muito comum dividir o observador para SPMSM em dois observadores, um de distúrbios e outro adaptativo, como é mostrado na Figura 2.2.

O observador de distúrbios de corrente é proposto como,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{d}_\alpha \\ \hat{d}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

onde o distúrbio é definido como,

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_\alpha \\ \hat{d}_\beta \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - h_1 \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

onde $\mathbf{d}_{\alpha,\beta} = \begin{bmatrix} d_\alpha & d_\beta \end{bmatrix}^T = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T$ e h_1 é o ganho de realimentação do observador de distúrbios.

A fim de projetar o ganho de realimentação h_1 , o comportamento dinâmico do erro do observador deve ser levado em consideração. O erro dinâmico de (2.7) é dado por,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = -h_1 \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

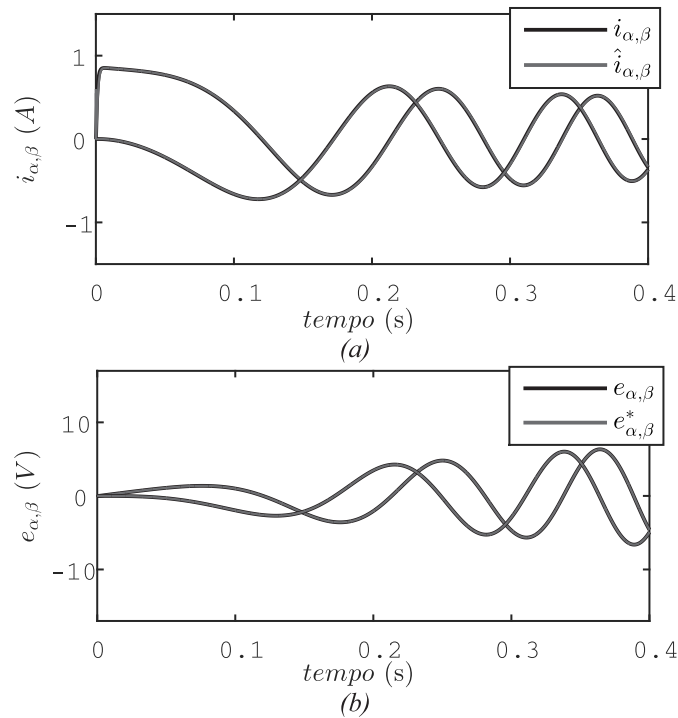
Através da equação (2.9) é possível selecionar o ganho h_1 de modo a fazer com que o erro dinâmico do observador tenha a dinâmica muito mais rápida que a derivada das correntes estatóricas em velocidade nominal. Se o ganho não for suficientemente grande, o erro de estimação do observador de distúrbios irá afetar a orientação do sistema de controle por orientação de campo e também irá afetar o observador adaptativo. Como o observador adaptativo têm apenas uma entrada e uma saída, o ganho pode ser definido a partir da amplitude e frequência da corrente nominais da SPMSM, sem necessidade de análises complexas.

Assumindo que o observador de distúrbios de corrente convirja para os valores medidos de corrente, é possível definir as componentes FCEM observadas pelo observador de distúrbios como os valores equivalentes de FCEM e_α^* and e_β^* , como é mostrado em (2.9),

$$\begin{bmatrix} e_\alpha^* \\ e_\beta^* \end{bmatrix} = -L \begin{bmatrix} \hat{d}_\alpha \\ \hat{d}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Validação experimental do observador de distúrbios para o SPMSM não é possível devido a impossibilidade de medição das variáveis FCEM. Portanto, simulações foram

Figura 2.3: Performance do observador de distúrbios na partida do SPMSM.



Fonte: Próprio autor.

realizadas para avaliar a performance do observador de distúrbios proposto. A Figura 2.3 mostra o comportamento do observador na partida do SPMSM. Convergência é observada na extração das componentes FCEM reais e na estimação das correntes estatóricas.

Tendo os valores das componentes FCEM, o processo de estimação das variáveis mecânicas do SPMSM se tornam muito mais simples, já que a FCEM é o produto entre fluxo e velocidade e a posição está relacionada com o ângulo entre as FCEM.

2.3 Observador adaptativo de FCEM

Tendo conhecimento das componentes de FCEM, a velocidade rotórica do SPMSM pode ser estimada a partir do modelo apresentado em (2.6) fazendo uso de um observador adaptativo. Assim, o observador adaptativo é definido como,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_e \\ \hat{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha^* \\ e_\beta^* \end{bmatrix} - h_2 \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

onde h_2 é o ganho de realimentação do observador adaptativo e $\tilde{e}_{\alpha\beta} = \hat{e}_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta}^*$.

Para reconstruir a velocidade elétrica, um algoritmo do tipo gradiente é utilizada e definido como,

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_e = \Gamma (\tilde{e}_\alpha e_\beta^* - \tilde{e}_\beta e_\alpha^*) \quad (2.12)$$

onde Γ é o ganho adaptativo e a velocidade rotórica estimada $\hat{\omega}_r$ é obtida dividindo a velocidade elétrica pelo número de par de polos da máquina síncrona. O gradiente é adotado devido a sua natureza integrativa, tornando possível ajustar a taxa de integração através do ganho adaptativo.

Estratégias similares ao observador adaptativo proposto foram apresentadas na literatura (TOMITA et al., 1998; BERNARDES et al., 2014; MORAWIEC, 2013). A ideia por trás dessa estrutura é de que se o modelo linear (2.6) é utilizado, o parâmetro $\hat{\omega}_e$ pode ser estimado por um integrador, que irá aumentar ou diminuir o seu valor dependendo do erro entre o motor e o observador de estados. A parcela de realimentação é utilizada para garantir a estabilidade do sistema de forma similar a um controlador PI, onde o integrador é usado para eliminar erro em regime e a porção proporcional é utilizada para manter o sistema estável em transientes.

Métodos não integrativos estão presentes na literatura (BARATIERI; PINHEIRO, 2014; LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2005; VOLPATO et al., 2017b), aonde a estimação de velocidade é realizada através da relação entre as FCEM e suas derivadas. Essa estratégia tem a desvantagem de não poder ajustar diretamente a taxa de convergência e a sensibilidade a ruídos do estimador.

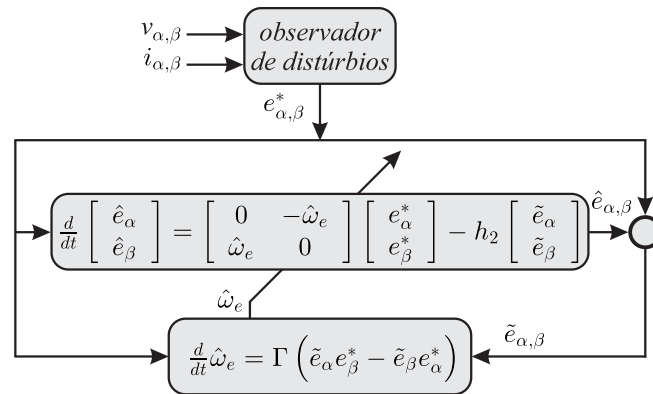
A posição elétrica estimada, que é utilizada para orientação do método de controle por orientação de campo, é dada por,

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (2.13)$$

A partir de (2.13) é possível notar que a posição elétrica estimada é dependente da convergência das componentes FCEM do observador adaptativo.

A Figura 2.4 mostra o diagrama simplificado do observador adaptativo. A partir dessa figura, é possível perceber que o observador adaptativo não deve ter suas partes, de realimentação e adaptativo, analisadas separadamente para um projeto de forma precisa.

Figura 2.4: Diagrama do observador adaptativo.



Fonte: Próprio autor.

2.4 Projeto dos ganhos do observador adaptativo

A prova de estabilidade do observador adaptativo é apresentada de diversas formas na literatura. Através da função Lyapunov (MORAWIEC, 2015), a função Lyapunov discreta (BERNARDES et al., 2014), a teoria de hiperestabilidade assintótica de Popov (TOMITA et al., 1998) e o teorema de Kalman-Yakubovich (PO-NGAM; SANGWONGWANICH, 2012). O problema com esse tipo de abordagem é que ela define apenas os limites dos ganhos adaptativos e de feedback para a estabilidade do observador e não aborda a resposta de convergência do estimador de velocidade. Para aplicações em *drives* elétricos industriais, é necessário definir os ganhos do observador apropriadamente de acordo com os parâmetros elétricos da máquina e a largura de banda do controlador de malha fechada para um bom controle *sensorless* adequado.

Na teoria de controle moderno, os ganhos são projetados com as equações do erro do sistema em malha fechada. Considerando que a lei adaptativa irá operar em frequências muito maiores que da banda do controlador em malha fechada do SPMSM, o erro do observador de estados pode ser analisado em conjunto com o algoritmo adaptativo, como é realizado em (2.14).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -h_2 & 0 & -e_\beta^* \\ 0 & -h_2 & e_\alpha^* \\ e_\beta^* \Gamma & -e_\alpha^* \Gamma & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Escolhendo adequadamente ambos os ganhos h_2 e Γ , é possível regular o comportamento da convergência dos erros da FCEM estimada e do estimador de velocidade. Uma técnica estabelecida na literatura de controle para projeto de sistemas de alta ordem é o método de alocação de pólos (OGATA, 2010), que tem a característica de atribuir todos os polos do sistema em malha fechada para os locais desejados.

O comportamento de (2.14) é governado pelos autovalores da matriz de estados \mathbf{A} , que são dados por,

$$\det[\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}] = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)(\lambda - \lambda_3) \quad (2.15)$$

onde λ_1 , λ_2 e λ_3 são os autovalores do observador adaptativo.

Através de (2.15), os ganhos h_2 e Γ podem ser isolados em relação aos autovalores da matriz de estados como,

$$h_2 = -\frac{(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)}{2} \quad (2.16)$$

$$\Gamma = -\frac{\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3}{h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.17)$$

Uma pequena constante deve ser adicionada no denominador de (2.17) para evitar divisão por zero quando a velocidade é igual a zero.

Uma forma estabelecida na literatura de escolher os locais dos polos do observador é de aloca-los em múltiplos dos polos da planta. Portanto, os autovalores λ_1 , λ_2 e λ_3 podem ser projetados como,

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 |\omega_e| \\ -k_1 |\omega_e| \\ -k_2 \omega_n \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

onde k_1 e k_2 são constantes positivas a serem escolhidas, ω_n é a banda do sistema de controle de velocidade em malha fechada e $|\omega_e|$ é o modulo da velocidade elétrica do SPMSM. Para implementação, a velocidade estimada é utilizada e pequenas constantes negativas devem ser adicionadas em λ_1 e λ_2 para evitar autovalor em zero quando a velocidade da máquina é igual a zero.

A partir da equação (2.17) é possível notar que para manter os autovalores constantes, e conseqüentemente a resposta da convergência, o observador deve mudar o seu ganho adaptativo para cada vetor de FCEM, que é dependente da velocidade rotórica.

Conclusões similares são feitas em (TOMITA et al., 1998), onde os ganhos adaptativo são normalizados pelo vetor de FCEM com a pretensão de melhorar o desempenho do observador.

Para escolher o valor das constantes k_1 e k_2 , a resposta no tempo do observador de estados adaptativo deve ser analisada. A solução da equação de estados homogênea é vastamente apresentada na literatura (OGATA, 2010), e é descrito por,

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha(t) \\ \tilde{e}_\beta(t) \\ \tilde{\omega}_e(t) \end{bmatrix} = e^{\mathbf{A}t} \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha(t_d) \\ \tilde{e}_\beta(t_d) \\ \tilde{\omega}_e(t_d) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

onde \mathbf{A} é a matriz de estados e $\tilde{e}_\alpha(t_d)$, $\tilde{e}_\beta(t_d)$ e $\tilde{\omega}_e(t_d)$ são os erros gerados por variação de velocidade.

A exponencial que descreve o comportamento do observador de estados adaptativo é reescrita como,

$$e^{\mathbf{A}t} = \Phi(t) = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) & \Phi_{13}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) & \Phi_{23}(t) \\ \Phi_{31}(t) & \Phi_{32}(t) & \Phi_{33}(t) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

onde $\Phi(t)$ é a matriz de transição de estados.

Os termos que compõem a matriz de transição de estados são dados por,

$$\Phi_{11}(s) = \frac{s^2 + h_2 s + \Gamma e_\alpha^{*2}}{s^3 + 2h_2 s^2 + s(\Gamma e_\alpha^{*2} + \Gamma e_\beta^{*2} + h_2^2) + \Gamma h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.21)$$

$$\Phi_{12}(s) = \frac{e_\alpha^* e_\beta^* \Gamma}{s^3 + 2h_2 s^2 + s(\Gamma e_\alpha^{*2} + \Gamma e_\beta^{*2} + h_2^2) + \Gamma h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.22)$$

$$\Phi_{13}(s) = \frac{-e_\beta^*}{s^3 + 2h_2 s^2 + s(\Gamma e_\alpha^{*2} + \Gamma e_\beta^{*2} + h_2^2) + \Gamma h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.23)$$

$$\Phi_{21}(s) = \frac{e_\alpha^* e_\beta^* \Gamma}{s^3 + 2h_2 s^2 + s(\Gamma e_\alpha^{*2} + \Gamma e_\beta^{*2} + h_2^2) + \Gamma h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.24)$$

$$\Phi_{22}(s) = \frac{s^2 + h_2 s + \Gamma e_\beta^{*2}}{s^3 + 2h_2 s^2 + s(\Gamma e_\alpha^{*2} + \Gamma e_\beta^{*2} + h_2^2) + \Gamma h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.25)$$

$$\Phi_{23}(s) = \frac{e_\alpha^*}{s^3 + 2h_2 s^2 + s(\Gamma e_\alpha^{*2} + \Gamma e_\beta^{*2} + h_2^2) + \Gamma h_2 (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2})} \quad (2.26)$$

$$\Phi_{31}(s) = \frac{-e_\alpha^* \Gamma}{\Gamma (e_\alpha^{*2} + e_\beta^{*2}) + h_2 s + s^2} \quad (2.27)$$

$$\Phi_{32}(s) = \frac{e_{\beta}^* \Gamma}{\Gamma(e_{\alpha}^{*2} + e_{\beta}^{*2}) + h_2 s + s^2} \quad (2.28)$$

$$\Phi_{33}(s) = \frac{h_2 + s}{\Gamma(e_{\alpha}^{*2} + e_{\beta}^{*2}) + h_2 s + s^2} \quad (2.29)$$

Através de (2.20), a resposta do estimador de velocidade é descrita por,

$$\tilde{\omega}_e(t) = \Phi_{31}(t) \tilde{e}_{\alpha}(t_d) + \Phi_{32}(t) \tilde{e}_{\beta}(t_d) + \Phi_{33}(t) \tilde{\omega}_e(t_d) \quad (2.30)$$

A equação (2.30) demonstra que o comportamento do estimador de velocidade é bastante complexo, uma vez que depende das três funções $\Phi_{31}(t)$, $\Phi_{32}(t)$ e $\Phi_{33}(t)$ e dos graus de erro $\tilde{e}_{\alpha}(t_d)$, $\tilde{e}_{\beta}(t_d)$ e $\tilde{\omega}_e(t_d)$. No entanto, seguindo o método de projeto dado pela relação (2.18) e comparando as funções da matriz de transição de estados, descritas anteriormente, é possível obter que a largura de banda das funções $\Phi_{11}(t)$ e $\Phi_{22}(t)$ são muito mais elevadas que a largura de banda de $\Phi_{33}(t)$. Isso resulta em uma convergência da FCEM estimada em um tempo muito menor do que o estimador de velocidade. Assim, os erros $\tilde{e}_{\alpha}(t_d)$ e $\tilde{e}_{\beta}(t_d)$ terão um impacto negligenciável na dinâmica de velocidade estimada.

Através dessa suposição, a equação dinâmica de velocidade estimada é reescrita como,

$$\tilde{\omega}_e(t) = \Phi_{33}(t) \tilde{\omega}_e(t_d) \quad (2.31)$$

A resposta em frequência de $\Phi_{33}(t)$ é dada por,

$$\Phi_{33}(s) = \frac{s + h_2}{s^2 + h_2 s + \Gamma(e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2)} \quad (2.32)$$

substituindo (2.16) e (2.17) em (2.32), a função de transferência da velocidade estimada é obtida em relação aos autovalores da matriz de estados como,

$$\Phi_{33}(s) = \frac{s - \frac{(\lambda_2 + \lambda_1 + \lambda_3)}{2}}{s^2 - \frac{(\lambda_2 + \lambda_1 + \lambda_3)}{2}s + \frac{2\lambda_3\lambda_1\lambda_2}{(\lambda_2 + \lambda_1 + \lambda_3)}} \quad (2.33)$$

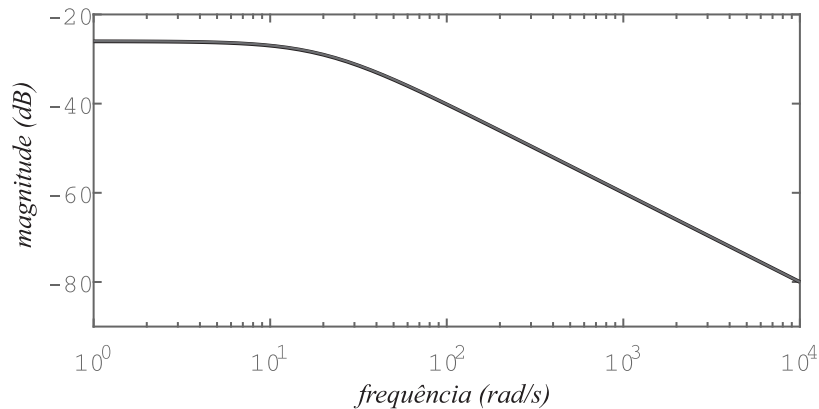
Considerando que os autovalores λ_1 e λ_2 são escolhidos em frequências muito mais elevadas que λ_3 , o comportamento de (2.33) pode ser simplificado por,

$$\Phi_{33}(s) \approx \frac{1}{s - \lambda_3} \quad (2.34)$$

A equação (2.34) demonstra que o estimador de velocidade irá convergir para o valor real de velocidade com a dinâmica de um filtro de primeira ordem com largura de banda de λ_3 . A resposta em frequência das equações (2.33) e (2.34) para os ganhos utilizados na Figura 2.7(c) são apresentados na Figura 2.5 e mostram que a suposição de

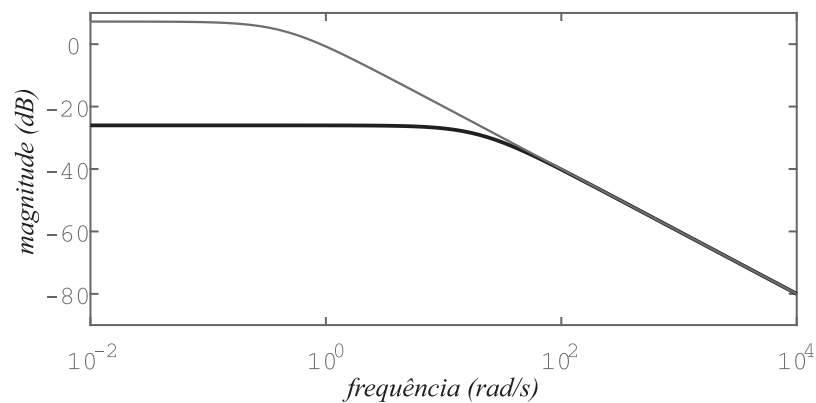
que ambos são equivalentes é coerente. A Figura 2.6 mostra o desempenho do estimador de velocidade se os autovalores forem setados de forma diferente e o mesmo filtro de primeira ordem.

Figura 2.5: Resposta em frequência das equações (2.33) e (2.34) para $\lambda_1 = \lambda_2 = -10 \omega_e$ rad/s e $\lambda_3 = -20$ rad/s.



Fonte: Próprio autor.

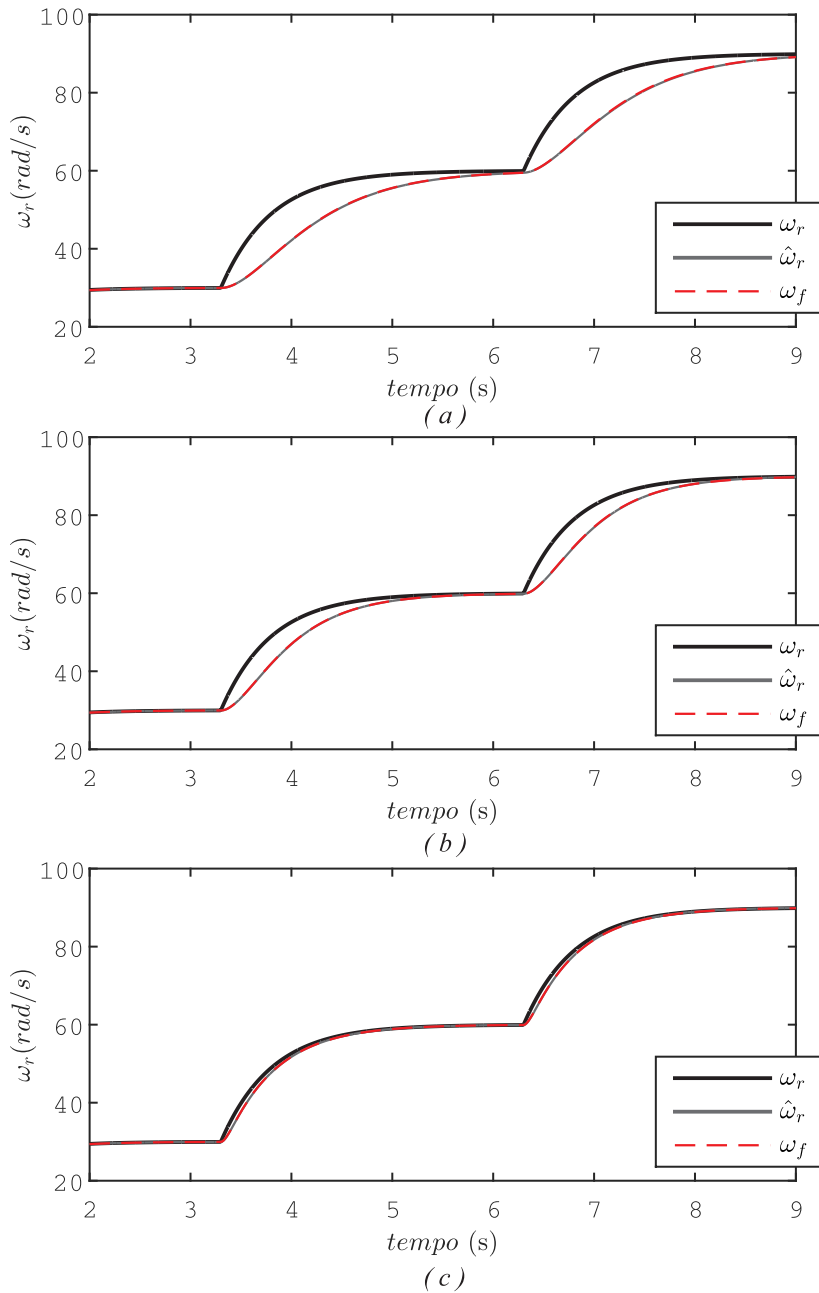
Figura 2.6: Resposta em frequência das equações (2.33) e (2.34) para $\lambda_1 = -10 \omega_e$ rad/s e $\lambda_2 = \lambda_3 = -20$ rad/s.



Fonte: Próprio autor.

Para ilustrar a performance do método de projeto para os ganhos do observador adaptativo proposto, simulações e experimentos foram realizados utilizando controle em malha fechada com sensor e a largura de banda foi ajustada para $\omega_n = 2 \text{ rad/s}$. Os ganhos foram ajustados como $k_1 = 10$ e o terceiro autovalor foi variado para demonstrar o comportamento de primeira ordem da convergência do estimador de velocidade e foi comparada a velocidade rotórica medida filtrada por um filtro de primeira ordem com o polo fixado na mesma frequência do observador. O filtro é dado por,

Figura 2.7: Performance de simulação do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 2 \text{ rad/s}$ e (a) $\lambda_3 = \omega_f = 1\omega_n \text{ rad/s}$ (b) $\lambda_3 = \omega_f = 2\omega_n \text{ rad/s}$ (c) $\lambda_3 = \omega_f = 10\omega_n \text{ rad/s}$.



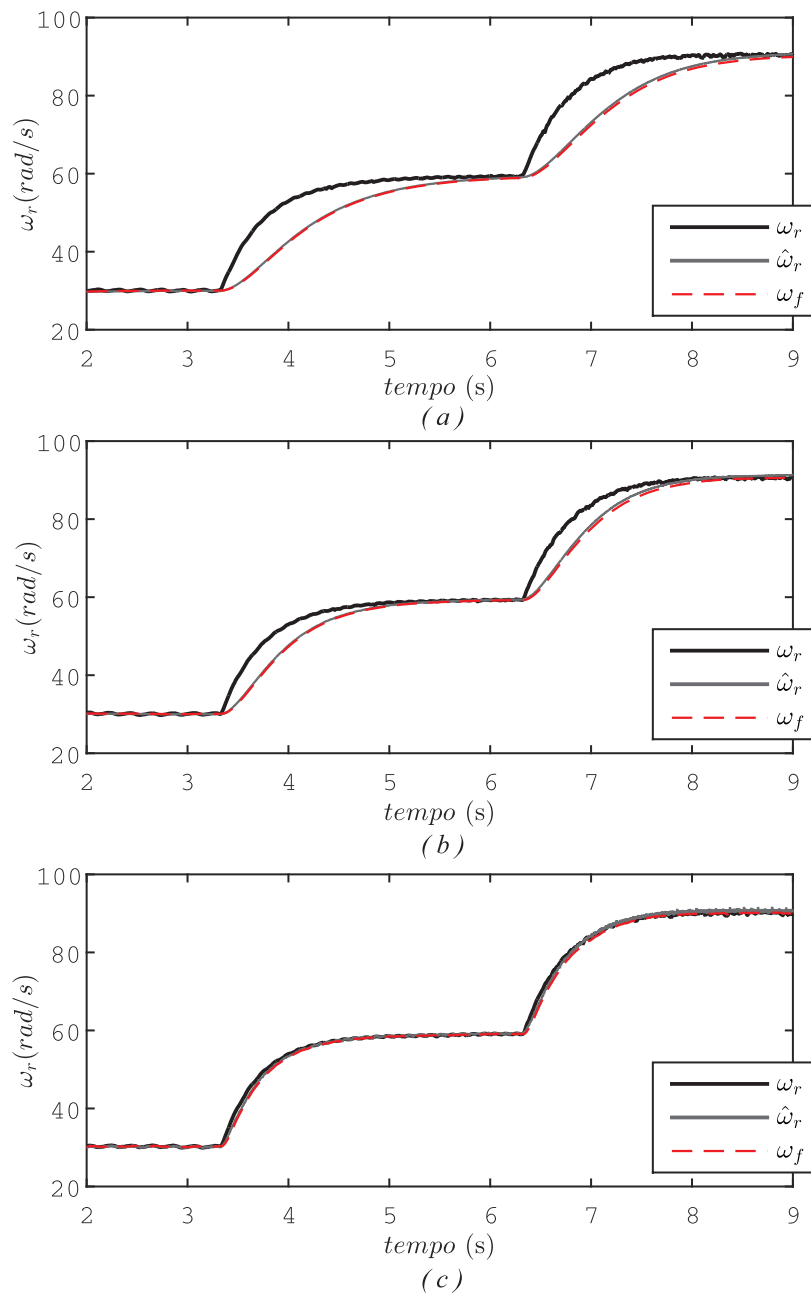
Fonte: Próprio autor.

$$\frac{\omega_{rf}}{\omega_r} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (2.35)$$

onde ω_f é o polo do filtro e ω_{rf} é a velocidade rotórica filtrada.

Nas Figuras 2.7 e 2.8, os resultados de simulação e experimentais são apresentados. A velocidade estimada se comporta como um sistema de primeira ordem quando λ_3 é

Figura 2.8: Performance experimental do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 2$ rad/s e (a) $\lambda_3 = \omega_f = 1\omega_n$ rad/s (b) $\lambda_3 = \omega_f = 2\omega_n$ rad/s (c) $\lambda_3 = \omega_f = 10\omega_n$ rad/s.

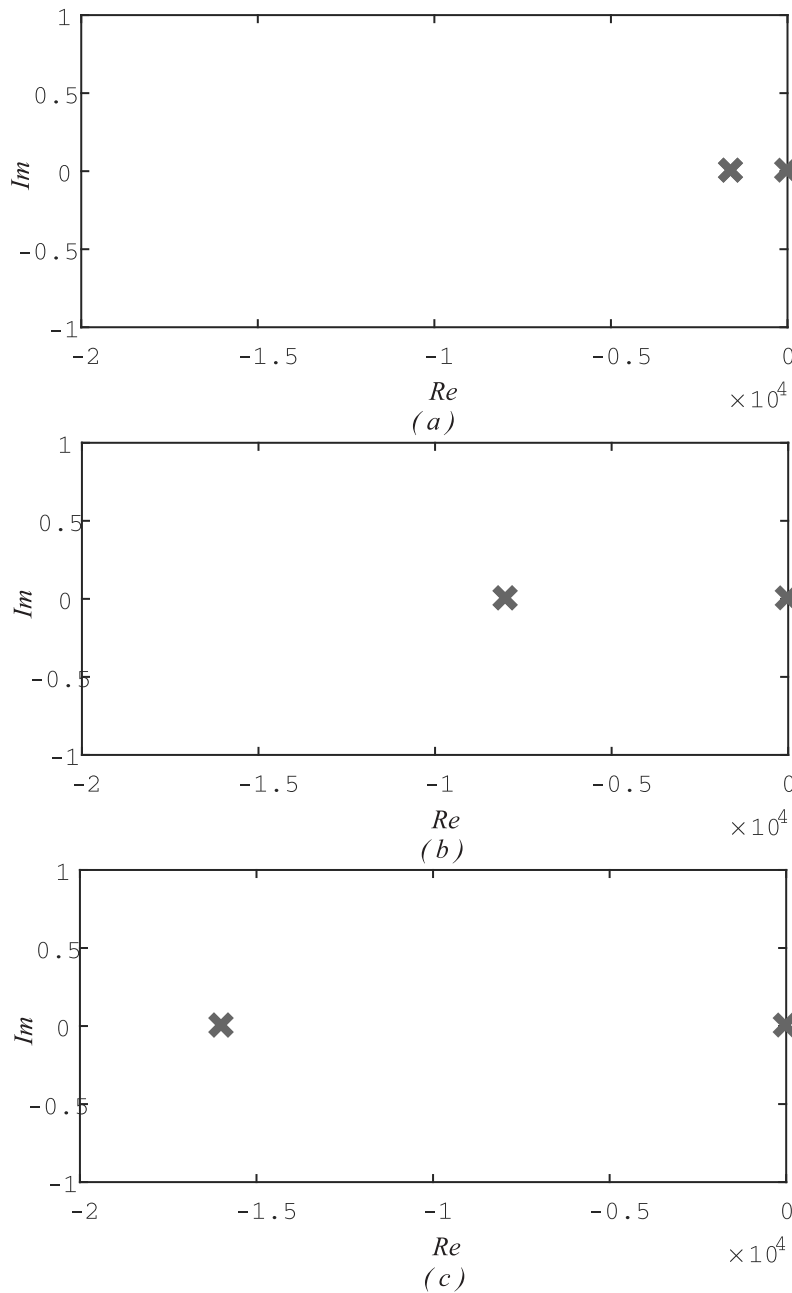


Fonte: Próprio autor.

setado em frequências muito menores que λ_1 e λ_2 . Assim como em (KSHIRSAGAR et al., 2012; PO-NGAM; SANGWONGWANICH, 2012), os ganhos variam de acordo com o ponto de operação do sistema, ou seja, eles mudam para cada valor de velocidade. Isso faz com que a resposta do estimador de velocidade se mantenha como um filtro de primeira ordem mesmo que o autovalor λ_3 seja escolhido em um valor muito baixo.

A evolução dos autovalores do observador adaptativo conforme a velocidade da

Figura 2.9: Autovalores do observador adaptativo para velocidade igual a (a) $\omega_r = 10$ rad/s (b) $\omega_r = 50$ rad/s (c) $\omega_r = 100$ rad/s.



Fonte: Próprio autor.

máquina síncrona é apresentado na Figura 2.9. Para manter o desempenho do estimador, os ganhos são ajustados conforme a velocidade rotórica do SPMSM. Uma possibilidade no projeto do observador é utilizar a velocidade máxima nos autovalores λ_1 e λ_2 em vez da velocidade momentânea. Isso faz com que o ganho de realimentação não precisem ser recalculados para cada valor de velocidade, entretanto, acrescenta sensibilidade a ruídos ao estimador em baixas velocidades.

2.5 Aspectos de Implementação

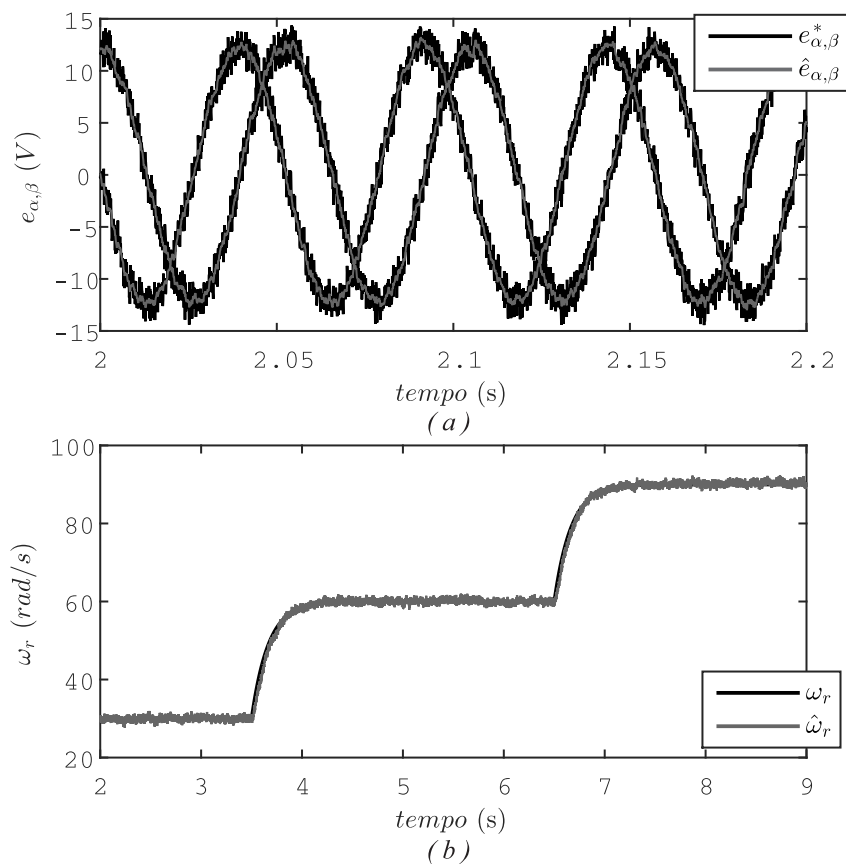
O projeto apresentado no subcapítulo anterior tem como suposição a inexistência de ruído da medição das correntes estatórica da máquina. No entanto, em aplicações reais, onde os sensores de corrente podem não reproduzir os valores reais de forma impecável, a sensibilidade do observador adaptativo a ruídos deve ser levada em consideração.

Para fazer uma análise quantitativa do desempenho do estimador de velocidade, foi adicionado um ruído nas componentes de FCEM equivalentes obtidas pelo observador de distúrbios. A FCEM equivalente com o ruído é definido como,

$$\begin{bmatrix} e_\alpha^* \\ e_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} r (rand - rand) \quad (2.36)$$

onde $rand$ é um valor randômico de 0 a 1 e r é uma constante que define a amplitude do distúrbio. Dessa forma, o ruído terá sempre a mesma amplitude média em relação a grandeza do vetor de FCEM. A Figura 2.10 apresenta a resposta do estimador de velocidade para inserção de ruído, utilizando $k_1 = k_2 = 10$, $\omega_n = 6$ rad/s e $r = 0.2$.

Figura 2.10: Resposta de simulação para inserção de ruídos com polos do observador 10 vezes mais rápidos que os da planta. (a) FCEM estimada (b) velocidade estimada.

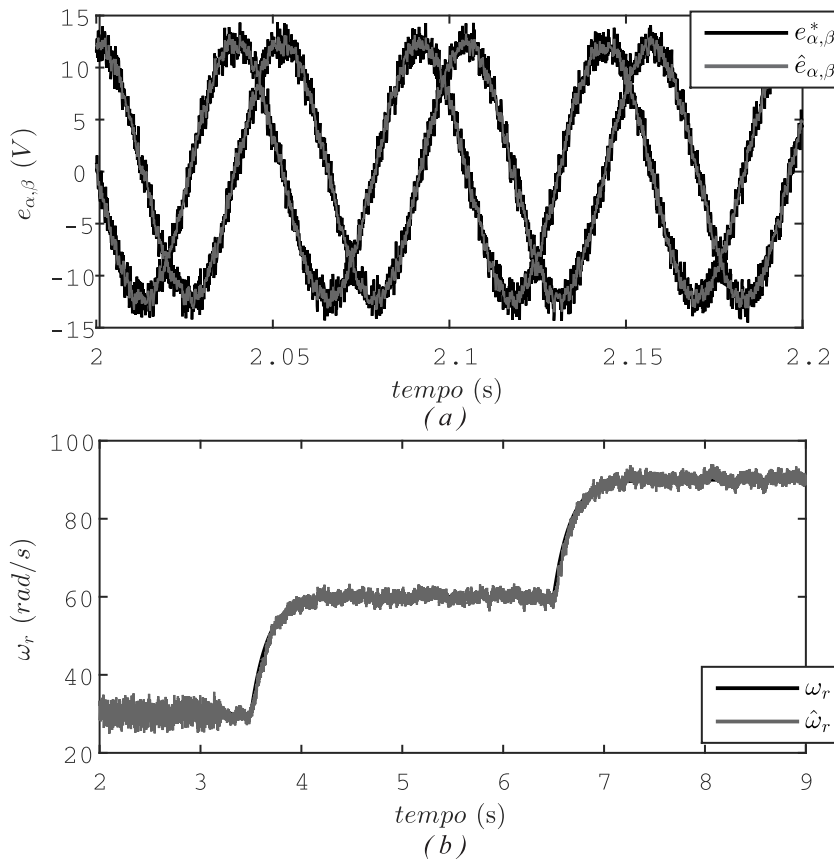


Fonte: Próprio autor.

A simulação mostra que a escolha de alocação dos polos 10 vezes mais rápidos que os das plantas tornam o estimador rápido o suficiente para estimação adequada da velocidade e não amplificadas de forma demasiada os ruídos de medida.

A Figura 2.11 apresenta a resposta de simulação para o observador adaptativo utilizando $k_1 = k_2 = 20$, $\omega_n = 6$ rad/s e $r = 0.2$ para o mesmo ensaio realizado anteriormente.

Figura 2.11: Resposta de simulação para inserção de ruídos com polos do observador 20 vezes mais rápidos que os da planta. (a) FCEM estimada (b) velocidade estimada.



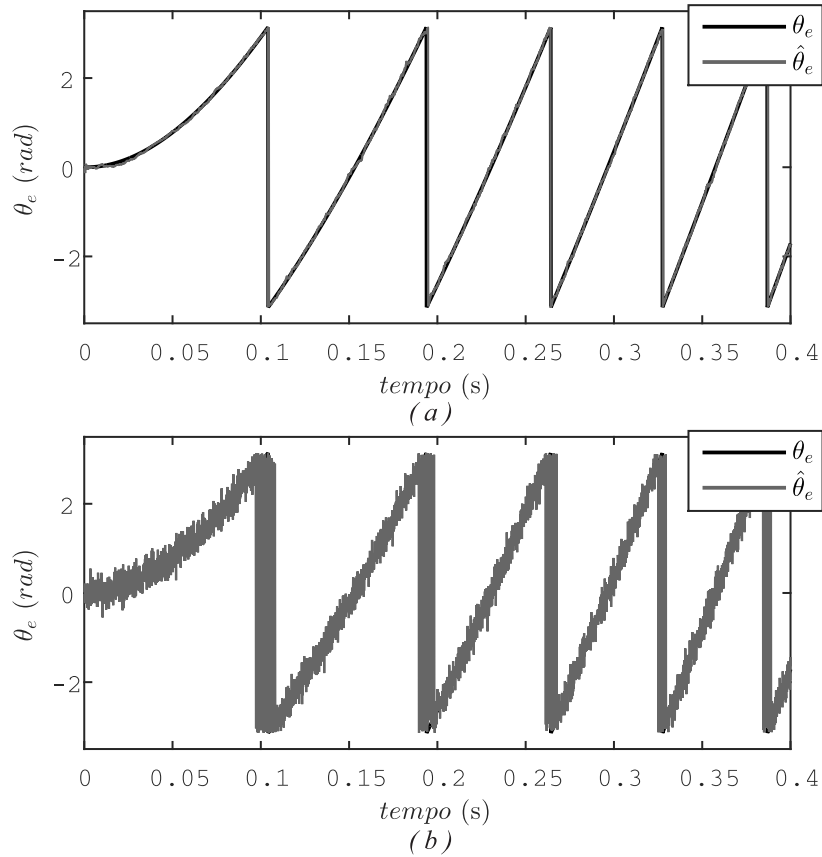
Fonte: Próprio autor.

Os resultados ilustram que o estimador de velocidade amplificou excessivamente os ruídos de medida. Assim, é visível que o projetista não deve aumentar os autovalores do observador adaptativo indiscriminadamente, podendo afetar no desempenho do controlador ou até mesmo tornar o sistema instável.

No subcapítulo anterior foi apresentado a característica da evolução dos autovalores durante o processo de aceleração da máquina. Essa característica faz com que o ganho de realimentação necessite ser recalculado para toda variação de velocidade.

Para demonstrar a utilidade dos autovalores variáveis, uma simulação foi realizada comparando o observador adaptativo com polos fixos na velocidade máxima e variáveis. Os resultados dessa simulação estão condensados na Figura 2.12.

Figura 2.12: Resultados de simulação para a posição estimada durante inserção de ruído na medida com (a) polos variáveis (b) polos fixos.



Fonte: Próprio autor.

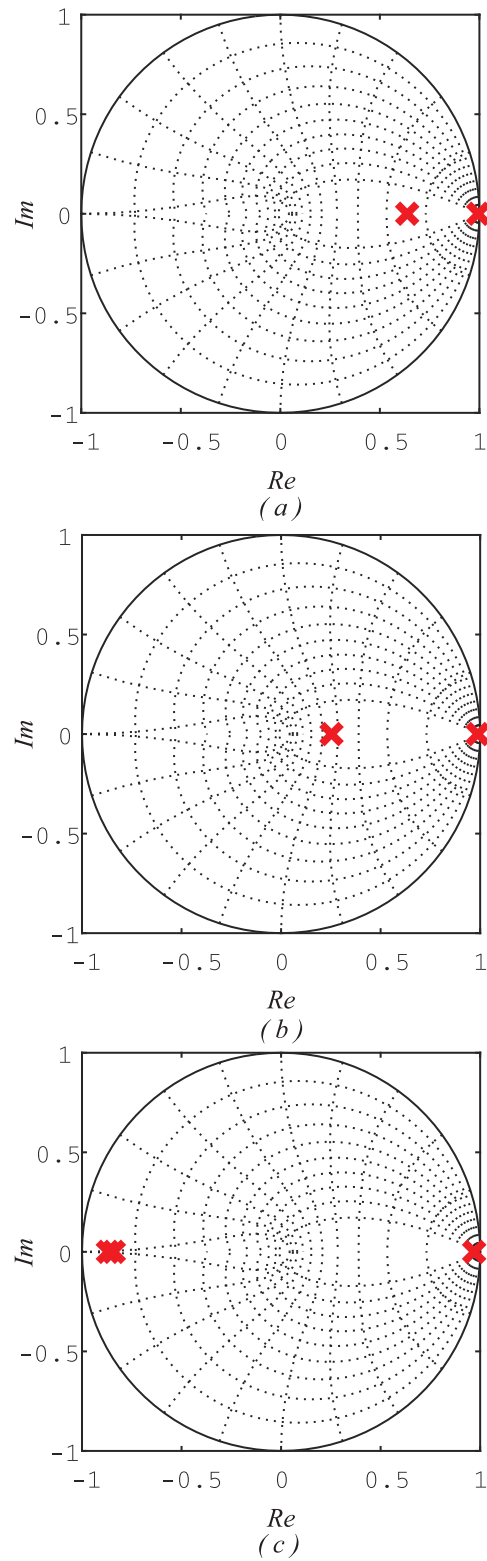
Os resultados demonstram que a amplificação dos ruídos do estimador de posição acontece de forma acentuada para o caso de polos fixos. Assim, empregar autovalores dependentes da velocidade beneficia a orientação do controlador e reduz variações indesejadas de torque no eixo do motor.

Outro aspecto prático na implementação do observador adaptativo é a frequência da amostragem do vetor de correntes. Existem trabalhos na literatura onde o estimador de velocidade é desenvolvido integralmente no tempo discreto (YANG; CHEN, 2017; LOUKIANOV et al., 2011).

Algumas simulações foram realizadas utilizando valores diferentes de frequência de amostragem para ilustrar o comportamento do observador adaptativo e seus autovalores.

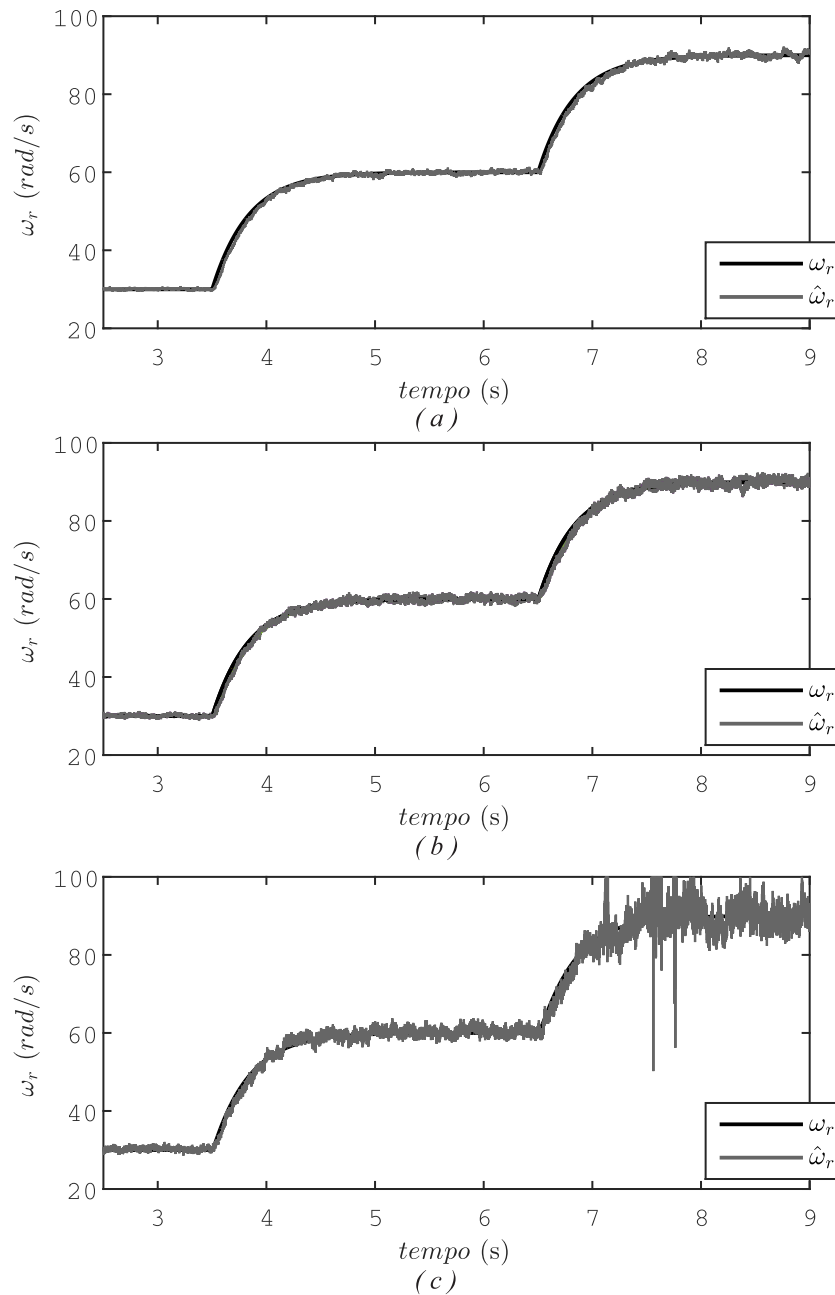
O comportamento dos autovalores do observador adaptativo no plano z para diversas frequências de amostragem, utilizando $k_1 = k_2 = 10$ e $\omega_r = 90$ estão apresentados na Figura 2.13. A imagem ilustra as limitações na implementação do observador adaptativo. Quanto maior a velocidade de operação da máquina e o multiplicador dos autovalores do observador, um valor mais elevado de frequência de amostragem é necessário para estimação adequada da velocidade.

Figura 2.13: Comportamento dos autovalores do observador adaptativo no plano z com velocidade igual a $\omega_e = 360$ rad/s e frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 5kHz$ (c) $f_s = 2kHz$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.14: Comportamento do estimador de velocidade sujeito a ruídos com frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 5kHz$ (c) $f_s = 2kHz$.



Fonte: Próprio autor.

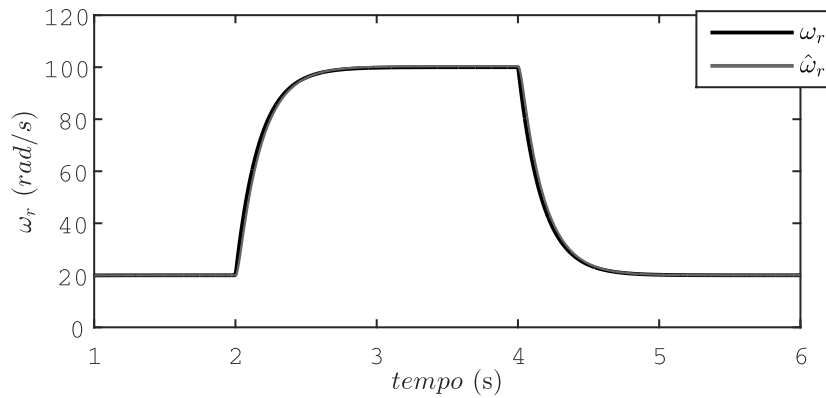
O desempenho do estimador de velocidade para os casos apresentados na Figura 2.13 estão ilustrados na Figura 2.14. É perceptível a dificuldade do observador adaptativo reconstruir a velocidade rotórica em baixas frequências. Em aplicações onde a redução no passo de amostragem não pode ser efetuado, uma nova abordagem na forma de alocação de polos se apresenta como solução.

2.6 Resultados de simulação

Resultados de simulação são exibidos com o fim de ilustrar o desempenho do método de estimação de velocidade desenvolvido neste capítulo. O software MATLAB foi adotado devido a este apresentar um ambiente de fácil uso para implementação de sistemas de controle. Os parâmetros da máquina utilizada são os mesmo da SPMSM dos resultados experimentais, apresentada no Apêndice A.

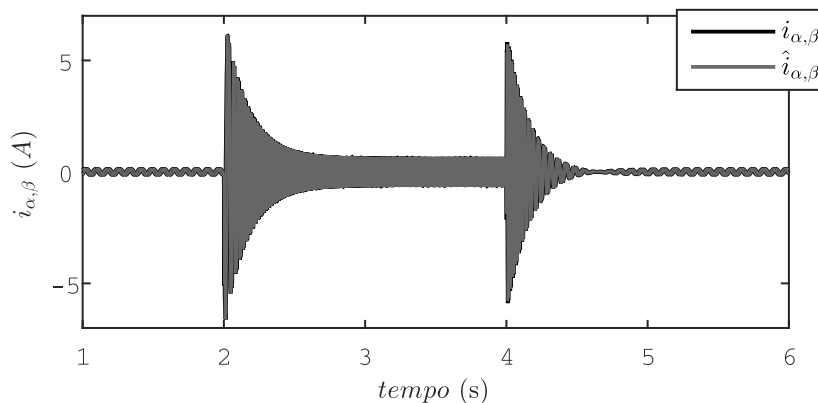
A técnica de controle por orientação de campo foi utilizada junto com reguladores PI para o acionamento da máquina. Os autovalores do observador são alocados utilizando $k_1 = 10$ e $k_2 = 10$. A largura de banda do controlador de velocidade em malha fechada é ajustado para $\omega_n = 6$.

Figura 2.15: Resultado de simulação das velocidades real e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.16: Resultado de simulação das correntes estatóricas reais e estimadas.

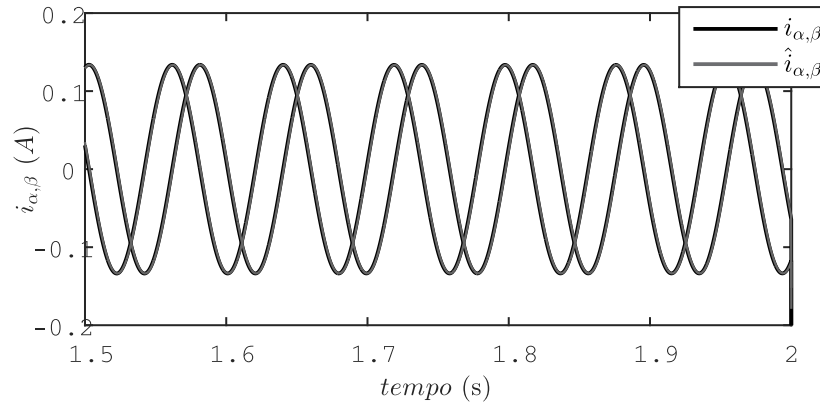


Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.15 ilustra o comportamento da velocidade para a simulação realizada. A referência do controlador foi é variada de 20 rad/s para 100 rad/s aos 2 segundos e

retorna para 20 rad/s aos 4 segundos. Dessa forma, é possível analisar o comportamento do observador adaptativo em aceleração e desaceleração. Boa convergência do estimador de velocidade é observada para ambos processos.

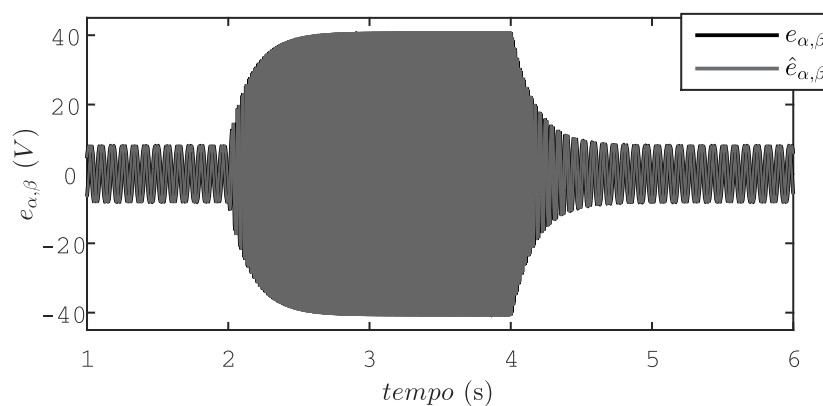
Figura 2.17: Resultado de simulação das correntes estatóricas reais e estimadas.



Fonte: Próprio autor.

A resposta das correntes estatóricas reais e observadas estão apresentadas nas Figuras 2.16 e 2.17. Devido a escolha de uma rápida largura de banda ω_n para a máquina utilizada, foi necessário um alto valor de torque para a aceleração do motor nesse pequeno espaço de tempo, e conseqüentemente um elevado valor de corrente. Mesmo com essa grande variação na variável o observador de distúrbios se mantém convergente durante toda simulação.

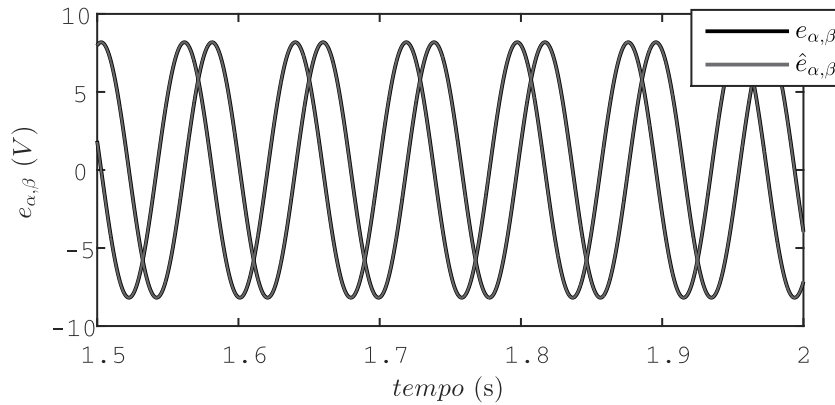
Figura 2.18: Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.



Fonte: Próprio autor.

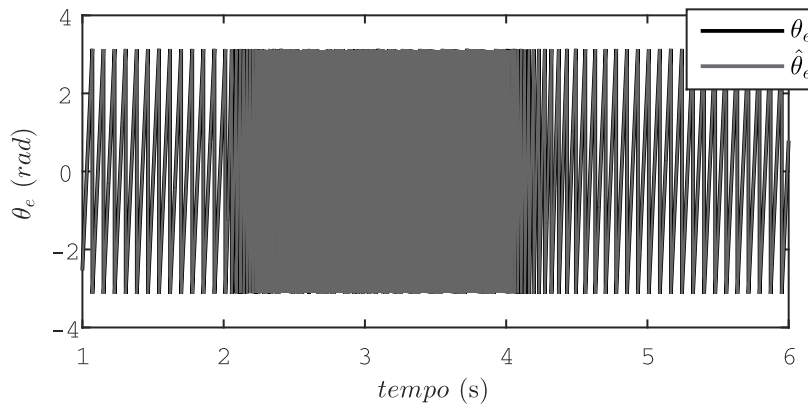
O desempenho do observador de estados para estimação das componentes FCEM é ilustrada nas Figuras 2.18 e 2.19. Diferentemente da corrente, que tende a aumentar na aceleração, o vetor de componentes FCEM está diretamente relacionado com o valor real de velocidade. Assim sendo, quando a referência de velocidade aumentar 5 vezes, como na

Figura 2.19: Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.



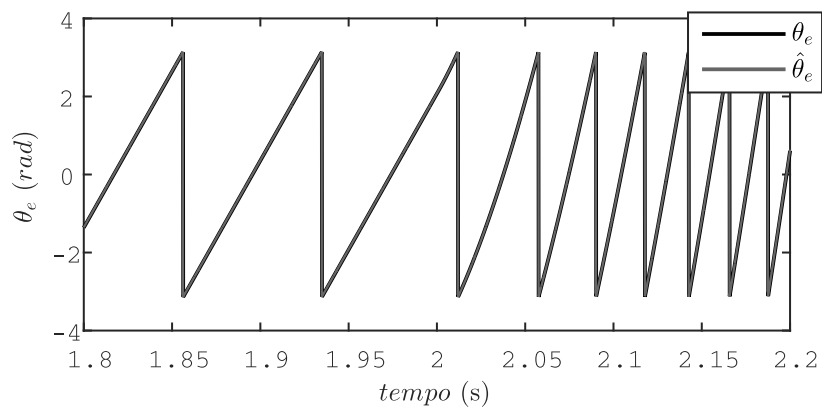
Fonte: Próprio autor.

Figura 2.20: Resultado de simulação da posições real e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.21: Resultado de simulação da posições real e estimada.



Fonte: Próprio autor.

simulação realizada, o valor do vetor FCEM aumenta na mesma proporção. Estabilidade e boa convergência é visualizada durante todo o processo.

A convergência da posição estimada é essencial para um controle por orientação de campo de forma otimizada. Como as duas componentes FCEM observadas convergiram para seus valores reais, é esperado que a posição estimada também tenha esse comportamento.

O desempenho das posições real e estimada durante a simulação está apresentado nas Figuras 2.20 e 2.21. Devido a convergência dos estados do observador adaptativo, a posição estimada tem erro desprezível em comparação com a real.

3 PROJETO DE UM OBSERVADOR ADAPTATIVO APLICADO AO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS

A máquina síncrona de ímãs permanentes internos (IPMSM) tem ganhado espaço em alguns segmentos em relação ao SPMSM devido algumas vantagens comparativas. Primeiramente, os ímãs podem ser inseridos no interior do rotor em uma forma retangular, em vez do formato tipo arco utilizado nos SPMSMs, diminuindo o custo dos ímãs. A saliência, onde L_q é maior que L_d , e o torque de relutância podem ser utilizados juntos com os ímãs, aumentando o torque final do motor. Além disso, o IPMSM abre a possibilidade de controle com enfraquecimento de campo, aumento a faixa de operação do sistema. Flexibilidade na parte construtiva na parte mecânica e na relação torque/velocidade também são fatores apresentados pela literatura (NOGUCHI, 2007).

Técnicas baseadas no modelo matemático para estimação de velocidade aplicadas ao SPMSM, como visto no capítulo anterior, foram amplamente estudadas no últimos anos. No entanto, esses métodos de estimação de velocidade para SPMSMs não podem ser utilizados diretamente para IPMSMs. O modelo matemático do SPMSM é um caso especial de IPMSM e é facilmente processado matematicamente. Em IPMSMs, a informação da posição do motor está contida não somente no fluxo ou FCEM, mas também na indutância devido a saliência da máquina. Para aplicar as técnicas de estimação para o IPMSM, deve-se remodelar a máquina adequadamente (CHEN et al., 2003).

Métodos de injeção de sinais de tensão foram propostos para o controle *sensorless* de IPMSMs (PARK; KIM, 2014; CHEN; TSENG; LIU, 2012; WANG et al., 2018). Embora eficazes na estimação de velocidade, essas técnicas podem causar a geração de torque indesejado no eixo pelos sinais injetados. Esses métodos são utilizado em baixas velocidades, onde as técnicas que utilizam o modelo não apresentam bom desempenho. A injeção de sinais funciona somente devido a saliência dos IPMSMs. Portanto, deve-se buscar um método que funcione para todas máquinas síncronas.

Em (CHEN et al., 2003) o modelo matemático do IPMSM é desenvolvido em referencial estacionário manipulando o modelo clássico do máquinas síncronas em referencial síncrono. O novo modelo define uma força contra-eletromotriz estendida, no qual inclui a posição da FEM e das indutâncias do motor. O modelo matemático proposto tem validade para ambos SPMSM e IPMSM, além de ser valido também para motores de relutância variável (SynRM).

Neste capítulo é apresentado o modelo matemático do IPMSM, e então, o projeto de um observador adaptativo aplicado a estimação de velocidade rotórica do IPMSM é proposto. O projeto do vetor de ganhos de realimentação e do ganho adaptativo é discutido. Resultados de simulação são apresentados para avaliar o método proposto.

3.1 Modelo do IPMSM

Com base na modelagem inicial apresentada no Anexo B, as equações dinâmicas do circuito do IPMSM em referencial síncrono são dadas por,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde L_d é a indutância do eixo d, e L_q é a indutância do eixo q. Transformando as equações (3.1) através da transformada inversa de Park, o modelo em referencial estacionário (3.2) é obtido,

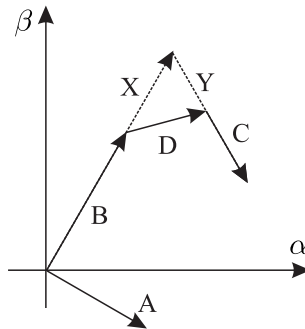
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L_\alpha & \rho L_{\alpha,\beta} \\ \rho L_{\alpha,\beta} & R + \rho L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

onde $L_\alpha = L_s + L_m \cos(2\theta_e)$, $L_\beta = L_s - L_m \cos(2\theta_e)$, $L_{\alpha,\beta} = L_m \sin(2\theta_e)$, $L_s = \frac{L_d + L_q}{2}$ e $L_m = \frac{L_d - L_q}{2}$.

A equação (3.2) é significativamente diferente de (2.8), já que ambos $2\theta_e$ e θ_e estão contidos no modelo, tornando (3.2) difícil de ser processada matematicamente. Isso pode ser interpretado na Figura 3.1, onde os vetores correspondem ao lado direito da equação (3.3), no qual é reescrita de (3.2). Diferentemente do modelo do PMSM de ímãs superficiais, (3.3) possui dois vetores desconhecidos que possuem informação da posição, tornando as equações difíceis em serem resolvidas.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \underbrace{R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_A + \underbrace{\rho L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_B + \underbrace{\omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix}}_C + \\ &+ \underbrace{\rho L_m \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) & \sin(2\theta_e) \\ \sin(2\theta_e) & -\cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_D \end{aligned} \quad (3.3)$$

Figura 3.1: Diagrama vetorial do motor síncrono de ímãs permanentes.



Fonte: Próprio autor.

Um modo utilizado na literatura de resolver essa equação é utilizar a posição

estimada para calcular os vetores desconhecidos. Isso é possível se o torque magnético do motor é muito maior que a porção de relutância, ou seja, $C \gg D$. Em (TAKESHITA et al., 1997) e (KASA; WATANABE, 1997) essa aproximação é realizada. Essa condição só é válida se $\lambda_m \gg \rho L_m \left\| \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right\|$. No entanto, quando a diferença entre L_d e L_q aumenta, o torque de relutância já não pode mais ser desprezado em relação ao torque magnético e o estimador de velocidade pode se tornar instável (MASARU; KEIJU, 1998).

Para tornar o projeto do observador de estados mais simples, é desejado que os termos $2\theta_e$ sejam eliminados em (3.2). Isso pode ser feito de forma puramente matemática. Comparando as equações (2.7) e (3.1), a razão do aparecimento das componentes $2\theta_e$ é devido a assimetria da matriz de impedância de (3.1). Assim, a relação (3.1) pode ser reescrita como,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R + \rho L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Aplicando a transformada inversa de Park em (3.4), tem-se o modelo da máquina síncrona de ímãs internos em referencial estacionário para o modelo simétrico apresentado em (3.4), que é dado por,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + \rho L_d & \omega_e (L_d - L_q) \\ -\omega_e (L_d - L_q) & R + \rho L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \\ &+ ((L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \lambda_m) \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde não existem os termos $2\theta_e$.

Para se comparar o novo modelo (3.2) com (3.5), reescreve-se o modelo obtido como,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \underbrace{R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_A + \underbrace{\begin{bmatrix} \rho L_d & \omega_e (L_d - L_q) \\ -\omega_e (L_d - L_q) & \rho L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_X + \\ &+ \underbrace{((L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \lambda_m) \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix}}_Y \end{aligned} \quad (3.6)$$

Os novos vetores X e Y estão ilustrados na Figura (3.1) para comparação física com os vetores B , C e D . Em (3.6) a posição elétrica está contida somente no vetor Y , tornando o problema de estimação de velocidade rotórica do PMSM de ímãs internos semelhante ao de ímãs superficiais.

O segundo termo da direita da equação (3.5) é definido como eFCEM por (3.7). Nesse novo termo, além da definição convencional da FCEM, gerada pelos ímãs, existe

a tensão estabelecida pelas saliências do PMSM de ímãs internos. Inclui a informação da posição de ambas FCEM e indutância. Assim, é possível obter a posição elétrica da máquina através da fase na eFCEM.

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = ((L_d - L_q) (\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \lambda_m) \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A equação (3.5) é matematicamente equivalente a igualdade (3.2) e é um modelo generalizado para todas máquinas síncronas. Quando $L_d = L_q$, o modelo é o mesmo da PMSM de ímãs internos, e quando $\lambda_m = 0$, se torna o modelo do motor síncrono de relutância (Synchronous reluctance motors - SynRM). Através desse modelo é possível utilizar as técnicas de estimação de velocidade para máquinas síncronas de relutância, ímãs superficiais e internos.

Através do novo modelo (3.5), o MSIP de ímãs internos pode ser descrito como uma equação linear de estados (3.8).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ \omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} & -\frac{R}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \xi \quad (3.8)$$

onde

$$\xi = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ (L_d - L_q) (\omega_e \dot{i}_d - \ddot{i}_q) \sin(\theta_e) \\ -(L_d - L_q) (\omega_e \dot{i}_d - \ddot{i}_q) \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

As variáveis de estados são definidas como as componentes de correntes estatóricas e FCEM em referencial estacionário. As entradas do sistema são as tensões estatóricas em referencial estacionário e a saída são as correntes estatóricas. Assumindo que as dinâmicas mecânicas são consideravelmente mais lentas que as elétricas, considera-se ω_e como parâmetro.

O termo ξ é um distúrbio do processo de linearização. Essa componente só aparece no comportamento da FCEM estendida quando ocorre variação em i_q e i_d . Portanto, durante o processo de controle de velocidade em malha fechada, esse efeito ocorre em todas variações de velocidade. A presença desse distúrbio torna o IPMSM um caso especial dentro dos diversos tipos de máquinas elétricas. Para o projeto de um estimador de velocidade, esse distúrbio deve ser levado em consideração para estabelecer os limites de estabilidade do observador de estados.

Através do processo de modelagem apresentado, o projeto de um observador de

estados completos adaptativo para o IPMSM se torna semelhante ao do SPMSM.

3.2 Observador adaptativo

A velocidade rotórica pode ser estimada através do modelo (3.8) utilizando um observador adaptativo. O observador adaptativo é definido como,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\hat{\omega}_e \frac{L_d-L_q}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ \hat{\omega}_e \frac{L_d-L_q}{L_d} & -\frac{R}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_e \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} h_1 & h_3 \\ -h_3 & h_1 \\ h_2 & h_4 \\ h_4 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

onde h_1, h_2, h_3 e h_4 são os ganhos de realimentação, $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ e $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$.

Como realizado no capítulo anterior, o algoritmo gradiente descendente é utilizado para reconstrução de velocidade elétrica e é definido por,

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_e = \Gamma (\hat{e}_\alpha \tilde{i}_\beta - \hat{e}_\beta \tilde{i}_\alpha) \quad (3.11)$$

onde Γ é o ganho adaptativo e a velocidade rotórica estimada $\hat{\omega}_e$ é obtida pela divisão da velocidade elétrica pelo número de par de pólos da máquina.

Através do observador apresentado, é visível que a dificuldade do projeto é aumentado em relação ao observador adaptativo do Capítulo 2 devido a sua natureza de quinta ordem. Nesse observador, os três ganhos h_1 , h_2 e Γ irão afetar o desempenho do estimador de velocidade e devem ser escolhidos adequadamente.

Estratégias similares ao observador de estados completo adaptativo proposto foram apresentadas na literatura (VOLPATO et al., 2017a; CHEN et al., 2003; PO-NGAM; SANGWONGWANICH, 2012). A ideia por trás dessa estrutura é a utilização do modelo linear (3.8) para observar as correntes estatóricas e componentes FCEM da máquinas. O algoritmo adaptativo será responsável pela estimação paramétrica, neste caso a velocidade do observador. Esse processo é muito semelhante ao controladores adaptativos por modelo de referência, onde o controlador é responsável pelo desempenho do sistema em malha fechada ao mesmo tempo que o algoritmo adaptativo estima os parâmetros da planta.

Métodos não adaptativos, como o apresentado em (BARATIERI; PINHEIRO, 2016), podem ser utilizados para estimação de velocidade. Nesse caso a posição é obtida pela relação entre as componentes FCEM e derivada para obtenção da velocidade.

A posição elétrica estimada, que é utilizada para orientação do método de controle por orientação de campo, é dada por,

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (3.12)$$

O diagrama do observador adaptativo proposto para o IPMSM esta apresentado na Figura 3.2. Onde \mathbf{I} é a matriz identidade 2x2 e,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

e \mathbf{H} é o vetor de ganhos de realimentação.

3.3 Projeto dos ganhos do observador adaptativo

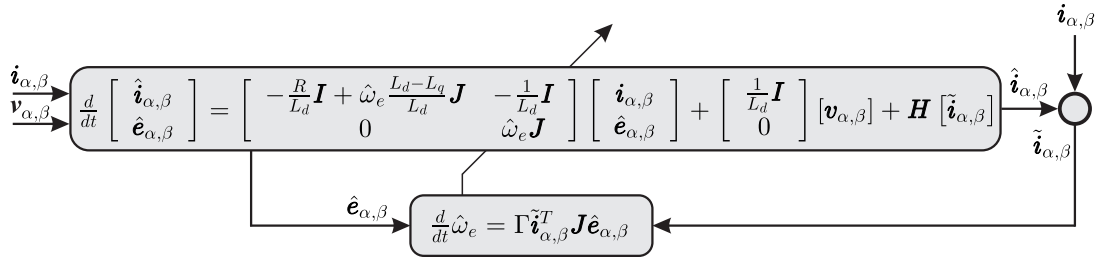
O processo tradicional para o projeto de um observador adaptativo é, primeiramente, a escolha dos ganhos de realimentação para tornar o observador de estados estável. A análise do estimador é feita separadamente, muitas vezes com o auxílio de ferramentas como projeção e normalização, para garantia de estabilidade (MARINO; TOMEI, 1992; CHO; RAJAMANI, 1997; MARINE; SANTOSUOSSO; TOMEI, 2001). A análise de estabilidade é insuficiente para a escolha dos ganhos para um observador de estados adaptativo aplicado a estimação de velocidade de uma máquinas elétrica. Se os ganhos foram escolhidos nos limites das margens obtidas na análise de estabilidade, o estimador irá convergir de forma lenta e afetar o comportamento do controlador de velocidade. Se os ganhos foram definidos em valores muito elevados, o sistema pode se tornar instável no processo de discretização ou amplificar ruídos de medição.

Seguindo a metodologia utilizada no Capítulo 2, o gradiente descendente é analisado em conjunto ao observador de estados para o projeto dos ganhos. Assim, as equações dos erros do observador adaptativo são dadas por,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 & h_3 & -\frac{1}{L_d} & 0 & -\frac{L_d-L_q}{L_d}i_\beta \\ -h_3 & h_1 & 0 & -\frac{1}{L_d} & \frac{L_d-L_q}{L_d}i_\alpha \\ h_2 & h_4 & 0 & -\omega_e & -\hat{e}_\beta \\ h_4 & h_2 & \omega_e & 0 & \hat{e}_\alpha \\ -\Gamma\hat{e}_\beta & \Gamma\hat{e}_\alpha & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{ob}} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} + \boldsymbol{\xi} \quad (3.14)$$

Através de (3.14) é possível visualizar o aumento da complexidade no projeto quando o observador de estados completo é utilizado. Primeiramente o sistema se torna de quinta ordem. Além disso, a velocidade elétrica real, que o projetista não possui para escolha dos ganhos, faz parte do comportamento do observador adaptativo. Essa

Figura 3.2: Diagrama do observador adaptativo proposto.



Fonte: Próprio autor.

característica é muito comum em sistemas não lineares, onde o desempenho do sistema depende de parâmetros ou incertezas desconhecidas (KHALIL, 2002).

Para o projeto dos ganhos, é necessário reescrever a equação (3.14) de forma a selecionar os autovalores do sistema utilizando apenas as variáveis obtidas, sejam elas estimadas ou medidas.

Devido a característica ortogonal de máquinas elétricas, os ganhos h_1 e h_2 são o suficiente para garantir a estabilidade do observador de estados (YIN et al., 2016b). Portanto, pode-se definir os ganhos h_3 e h_4 como,

$$h_3 = h_4 = 0 \quad (3.15)$$

Utilizando (3.15), reescrevendo (3.14) de forma a retirar a velocidade real da equação de erros e substituindo $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$ e considerando que as parcelas de acoplamento entre correntes terão pequeno impacto no resultado do estimador de velocidade, pode-se reescrever (3.14) como,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 & 0 & -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & h_1 & 0 & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ h_2 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_e & -\hat{e}_\beta \\ 0 & h_2 & \hat{\omega}_e & 0 & \hat{e}_\alpha \\ -\Gamma \hat{e}_\beta & \Gamma \hat{e}_\alpha & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\tilde{\omega}_e \frac{L_d - L_q}{L_d} i_\beta \\ \tilde{\omega}_e \frac{L_d - L_q}{L_d} i_\alpha \\ \tilde{\omega}_e \tilde{e}_\beta \\ -\tilde{\omega}_e \tilde{e}_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} + \boldsymbol{\xi} \quad (3.16)$$

Um produto de erros de estados aparece no comportamento do sistema que depende da velocidade real e das FCEM reais. Diferentemente do observador adaptativo apresentado no Capítulo 2, o projeto será realizado utilizando somente as informações obtidas, que são dadas pela matriz \mathbf{A} .

O comportamento da matriz \mathbf{A} é dado por,

$$\det [\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}] = (\lambda - \lambda_{o1}) (\lambda - \lambda_{o2}) (\lambda - \lambda_{o3}) (\lambda - \lambda_{o4}) (\lambda - \lambda_{o5}) \quad (3.17)$$

onde $\lambda_{o1} - \lambda_{o5}$ são os autovalores da matriz \mathbf{A} .

Desenvolvendo (3.17), tem-se que,

$$\det [\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}] = - \left(\begin{array}{l} (L_d^2) \lambda^5 + (2h_1 L_d^2) \lambda^4 \\ + (h_1^2 L_d^2 - 2h_2 L_d + L_d^2 \hat{\omega}_e^2) \lambda^3 \\ + (2h_1 L_d^2 \hat{\omega}_e^2 - \Gamma L_d (\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2) - 2h_1 h_2 L_d) \lambda^2 \\ + (h_1^2 L_d^2 \hat{\omega}_e^2 - \Gamma h_1 L_d (\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2) + h_2^2) \lambda \\ + (\Gamma h_2 \hat{e}_\alpha^2 + \Gamma h_2 \hat{e}_\beta^2) \end{array} \right) / L_d^2 \quad (3.18)$$

O sistema dado por (3.18) se torna extensivamente complexo para isolar os ganhos em relação aos autovalores do observador devido ao produto de ganhos, que torna o sistema não linear. Resolver esse sistema utilizando *softwares* matemáticos se torna inviável devido ao grande número de pontos de operação de velocidade e FCEM estimadas.

Utilizando somente três das cinco equações, pode-se escrever os ganhos como,

$$h_1 = \frac{(\lambda_{o1} + \lambda_{o2} + \lambda_{o3} + \lambda_{o4} + \lambda_{o5})}{2} \quad (3.19)$$

$$h_2 = \frac{-L_d \varsigma + L_d \hat{\omega}_e^2 + L_d h_1^2}{2} \quad (3.20)$$

$$\Gamma = \frac{L_d^2 (\lambda_{o1} \lambda_{o2} \lambda_{o3} \lambda_{o4} \lambda_{o5})}{h_2 (\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2)} \quad (3.21)$$

onde

$$\varsigma = \left(\begin{array}{l} \lambda_{o1} \lambda_{o2} + \lambda_{o1} \lambda_{o3} + \lambda_{o1} \lambda_{o4} + \lambda_{o1} \lambda_{o5} + \lambda_{o2} \lambda_{o3} + \\ + \lambda_{o2} \lambda_{o4} + \lambda_{o2} \lambda_{o5} + \lambda_{o3} \lambda_{o4} + \lambda_{o3} \lambda_{o5} + \lambda_{o4} \lambda_{o5} \end{array} \right) \quad (3.22)$$

As relações dadas acima restringem os autovalores apenas para cinco das cinco condições dadas em (3.18). Isso faz com que os autovalores atribuídos pelo projetista possam não ser perfeitamente alocados no observador.

Para alocação dos autovalores $\lambda_{o1} - \lambda_{o5}$, foram escolhidos locais múltiplos da planta, no caso o IPMSM. Assim, os autovalores devem ser setados como,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{o1} \\ \lambda_{o2} \\ \lambda_{o3} \\ \lambda_{o4} \\ \lambda_{o5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 \frac{R}{L_d} \\ -k_1 \frac{R}{L_d} \\ -k_1 |\omega_e| \\ -k_1 |\omega_e| \\ -k_2 \omega_n \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

onde k_1 e k_2 são constantes positivas a serem escolhidas. Devido a impossibilidade de utilizar a velocidade real, a estimada é utilizada.

Para investigar se a estrutura dos ganhos apresentada acima e escolher o valor dos ganhos k_1 e k_2 , a resposta no tempo do observador adaptativo deve ser levado em consideração. Para isso, é necessário analisar a equação (3.14), que mostra de forma precisa o comportamento do observador de estados.

A solução da equação homogênea para a matriz \mathbf{A}_{ob} é dada por,

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha(t) \\ \tilde{i}_\beta(t) \\ \tilde{e}_\alpha(t) \\ \tilde{e}_\beta(t) \\ \tilde{\omega}_e(t) \end{bmatrix} = e^{\mathbf{A}_{ob}t} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha(t_d) \\ \tilde{i}_\beta(t_d) \\ \tilde{e}_\alpha(t_d) \\ \tilde{e}_\beta(t_d) \\ \tilde{\omega}_e(t_d) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

onde \mathbf{A}_{ob} é a matriz de estados e $\tilde{i}_\alpha(t_d)$, $\tilde{i}_\beta(t_d)$, $\tilde{e}_\alpha(t_d)$, $\tilde{e}_\beta(t_d)$ e $\tilde{\omega}_e(t_d)$ são os erros gerados por variação de velocidade.

A exponencial que descreve o comportamento do observador é dada por,

$$e^{\mathbf{A}_{ob}t} = \Phi(t) = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) & \Phi_{13}(t) & \Phi_{14}(t) & \Phi_{15}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) & \Phi_{23}(t) & \Phi_{24}(t) & \Phi_{25}(t) \\ \Phi_{31}(t) & \Phi_{32}(t) & \Phi_{33}(t) & \Phi_{34}(t) & \Phi_{35}(t) \\ \Phi_{41}(t) & \Phi_{42}(t) & \Phi_{43}(t) & \Phi_{44}(t) & \Phi_{45}(t) \\ \Phi_{51}(t) & \Phi_{52}(t) & \Phi_{53}(t) & \Phi_{54}(t) & \Phi_{55}(t) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde $\Phi(t)$ é a matriz de transição de estados.

Através da equação (3.25), o comportamento do estimador de velocidade do IPMSM é descrito como,

$$\begin{aligned} \tilde{\omega}_e(t) &= \Phi_{51}(t) \tilde{i}_\alpha(t_d) + \Phi_{52}(t) \tilde{i}_\beta(t_d) \\ &+ \Phi_{53}(t) \tilde{e}_\alpha(t_d) + \Phi_{54}(t) \tilde{e}_\beta(t_d) + \Phi_{55}(t) \tilde{\omega}_e(t_d) \end{aligned} \quad (3.26)$$

A equação (3.26) mostra que o comportamento do estimador de velocidade depende de cinco entradas e 5 parâmetros. Entretanto, utilizando o método proposto de projeto, onde os pólos são alocados em múltiplos do da planta, pode-se considerar que os estados observados irão convergir com uma dinâmica muito mais rápida que das variáveis elétricas. Assim, pode-se assumir que a única variável de entrada que apresenta grande impacto no

estimador de velocidade é o de variação de velocidade.

Assim, pode-se reescrever (3.26) como,

$$\tilde{\omega}_e(t) = \Phi_{55}(t) \tilde{\omega}_e(t_d) \quad (3.27)$$

A consideração feita acima é semelhante a realizada no capítulo 2 e facilita a análise do observador.

A função de transferência de $\Phi_{55}(t)$ é dada por,

$$\begin{aligned} \Phi_{55}(s) = & \frac{(L_d^2) s^4 - (2L_d^2 h_1) s^3 + (L_d^2 h_1^2 + 2L_d h_2 + L_d^2 \omega_e^2) s^2 - (2L_d h_1 h_2 + 2L_d^2 h_1 \omega_e^2) s + (h_2^2 + L_d^2 h_1^2 \omega_e^2)}{(L_d^2) s^5 + (-2L_d^2 h_1) s^4 + \left(\Gamma L_d^2 (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) + L_d^2 (h_1^2 + \omega_e^2) + 2L_d h_2 - L_q \Gamma L_d (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) \right) s^3} \\ & + \left(L_q \Gamma L_d h_1 (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) - \Gamma L_d^2 h_1 (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) \right) s^2 \\ & + \left(\Gamma L_d^2 \omega_e^2 (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) + \Gamma L_d h_1 (\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2) + \Gamma L_d h_2 (i_\beta \hat{e}_\beta + i_\alpha \hat{e}_\alpha) - L_q \Gamma L_d \omega_e^2 (i_\beta \hat{e}_\beta + i_\alpha \hat{e}_\alpha) + h_2^2 - L_q \Gamma h_2 (i_\beta \hat{e}_\beta + i_\alpha \hat{e}_\alpha) + L_d^2 h_1^2 \omega_e^2 \right) s \\ & + \left(L_q \Gamma L_d h_1 \omega_e^2 (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) - \Gamma L_d^2 h_1 \omega_e^2 (i_\alpha \hat{e}_\alpha + i_\beta \hat{e}_\beta) \right. \\ & \left. + L_q \Gamma h_2 \omega_e (i_\alpha \hat{e}_\beta - i_\beta \hat{e}_\alpha) - \Gamma h_2 (\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2) + \Gamma L_d h_2 \omega_e (i_\beta \hat{e}_\alpha - i_\alpha \hat{e}_\beta) \right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

A extensão da função de transferência (3.28) demonstra a dificuldade da análise de sistemas de alta ordem. Se um estimador de resistência fosse adicionado ao observador adaptativo, como o realizado em (TRABELSI et al., 2010), a matriz de estados teria sua ordem expandida para seis, e tornaria a análise do observador adaptativo inviável. Isso explica a crescente procura por métodos de otimização para o projeto de observadores e até controladores que utilizam realimentação de estados (HASEGAWA, 2005; OLALLA et al., 2010).

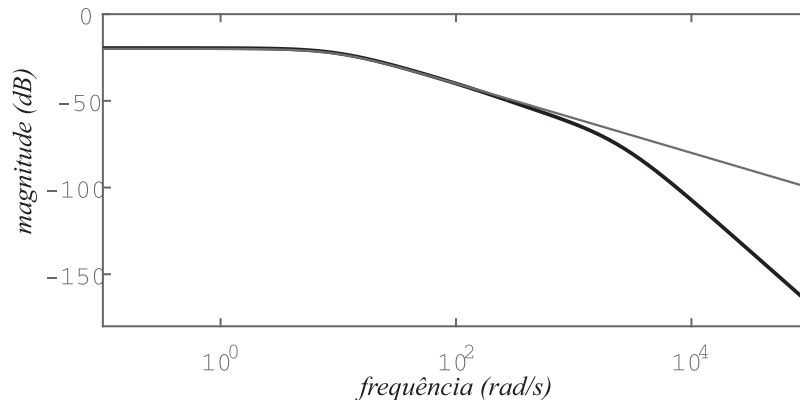
Substituindo os ganhos (3.19), (3.20) e (3.21) na função de transferência (3.28), pode-se analisar o comportamento que o estimador de velocidade terá no tempo.

Devido a alta ordem do sistema analisado, o comportamento do observador pode variar drasticamente para cada valor de velocidade, vetor FCEM e vetor de correntes. Entretanto, tendo como base a análise feita no Capítulo 2, pode-se esperar que a resposta do estimador tenha alguma semelhança com um sistema de primeira ordem. Assim, comparou-se os resultados obtidos da função de transferência do observador adaptativo com um sistema de primeira ordem, dado por,

$$\Phi_{55}(s) \approx \frac{1}{s - \lambda_5} \quad (3.29)$$

Primeiramente, as funções de transferência foram obtidas utilizando os mesmos

Figura 3.3: Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 30$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 30$ rad/s e correntes em regime (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).



Fonte: Próprio autor.

parâmetros da IPMSM que foi utilizada para os experimentos e apresentada no Apêndice A. A velocidade foi utilizada como $\omega_e = 30$ rad/s com o valor de correntes em regime permanente e autovalores setados dez vezes mais rápidos que os da planta. A Figura 3.3 mostra o resultado do sistema de primeira ordem, em preto, e da função de transferência (3.28), em cinza.

O comportamento do observador de estados completo adaptativo é muito semelhante a um sistema de segunda ordem. No entanto, para baixas frequências a dinâmica do estimador de velocidade se mantém, assim como o Observador apresentado no Capítulo 2, como um sistema de primeira ordem.

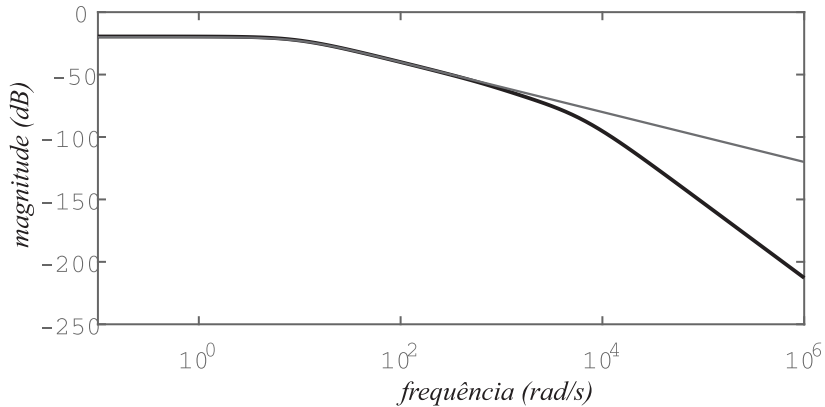
Apesar da resposta em frequências do sistema de primeira ordem e do observador não serem idênticas, o ganho de ambas em altas frequências é extremamente baixo. Para a faixa desejada, os ganhos de amplitude são semelhantes, podendo se fazer a comparação do resultado do estimador através da escolha de seu quinto polo.

A Figura 3.4 apresenta o comportamento do observador adaptativo e do sistema de primeira ordem com a velocidade operando em $\omega_e = 300$ rad/s e com correntes em regime permanente. A mudança na resposta da função de transferência do observador é pequena e o comportamento de primeira ordem do estimador é mantido.

Como o vetor FCEM é diretamente relacionado com a velocidade, a comprovação feita anteriormente se estende para variações de FCEM. Contudo, como o acoplamento entre as correntes foi negligenciado durante o projeto e as correntes estatóricas são parâmetros na resposta do observador adaptativo, uma nova resposta é ilustrada para investigação do comportamento do sistema.

Para o observador adaptativo de terceira ordem, ao se substituir os ganhos nas equações do observador, é obtida uma função de transferência de primeira ordem. No observador de estados completo, é necessário verificar o seu comportamento para vários

Figura 3.4: Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 300$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 300$ rad/s e correntes em regime (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).



Fonte: Próprio autor.

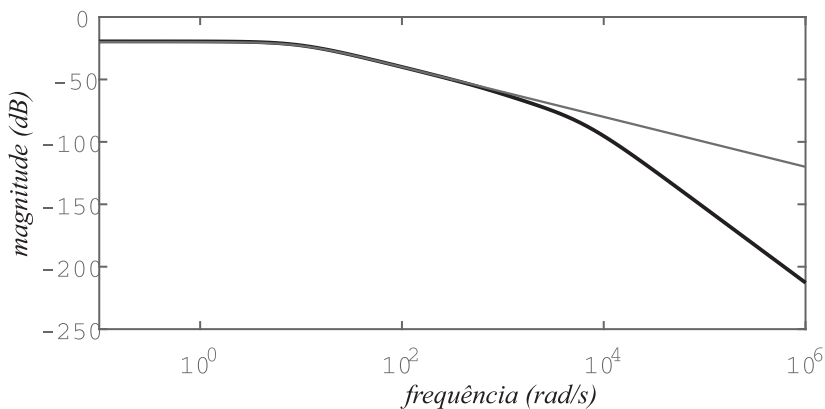
pontos de operação.

A Figura 3.5 mostra o comportamento do sistema de primeira ordem e do observador adaptativo com a velocidade operando em $\omega_e = 300$ rad/s e com correntes de pico da dinâmica do controle.

Esses resultados foram obtidos utilizando a velocidade estimada igual a real. Pela equação 3.16, sabe-se que erro de velocidade ocasiona mudança nos autovalores do sistema. Assim, o comportamento do observador adaptativo é comparado com um sistema de primeira ordem igual a $\omega_e = 300$ rad/s e $\hat{\omega}_e = 150$ rad/s, com correntes em regime e é mostrado na Figura 3.6.

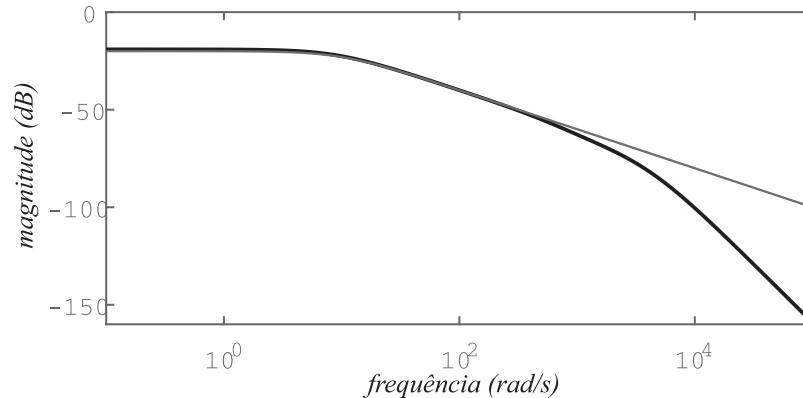
Mais uma vez, a mudança na resposta na frequência do observador adaptativo é negligenciável e o indica que o comportamento do estimador de velocidade rotórica

Figura 3.5: Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 300$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 300$ rad/s e correntes de pico (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.6: Resposta em frequência da equação (3.28) com $\omega_e = 300$ rad/s, $\hat{\omega}_e = 150$ rad/s e correntes em regime (em preto) e de um sistema de primeira ordem (em cinza).



Fonte: Próprio autor.

proposto pode ser comparado, assim como no Capítulo 2, a velocidade rotórica filtrada por um sistema de primeira ordem com largura de banda igual ao quinto autovalor do observador projetado. Assim, o filtro é definido como,

$$\frac{\omega_{rf}}{\omega_r} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (3.30)$$

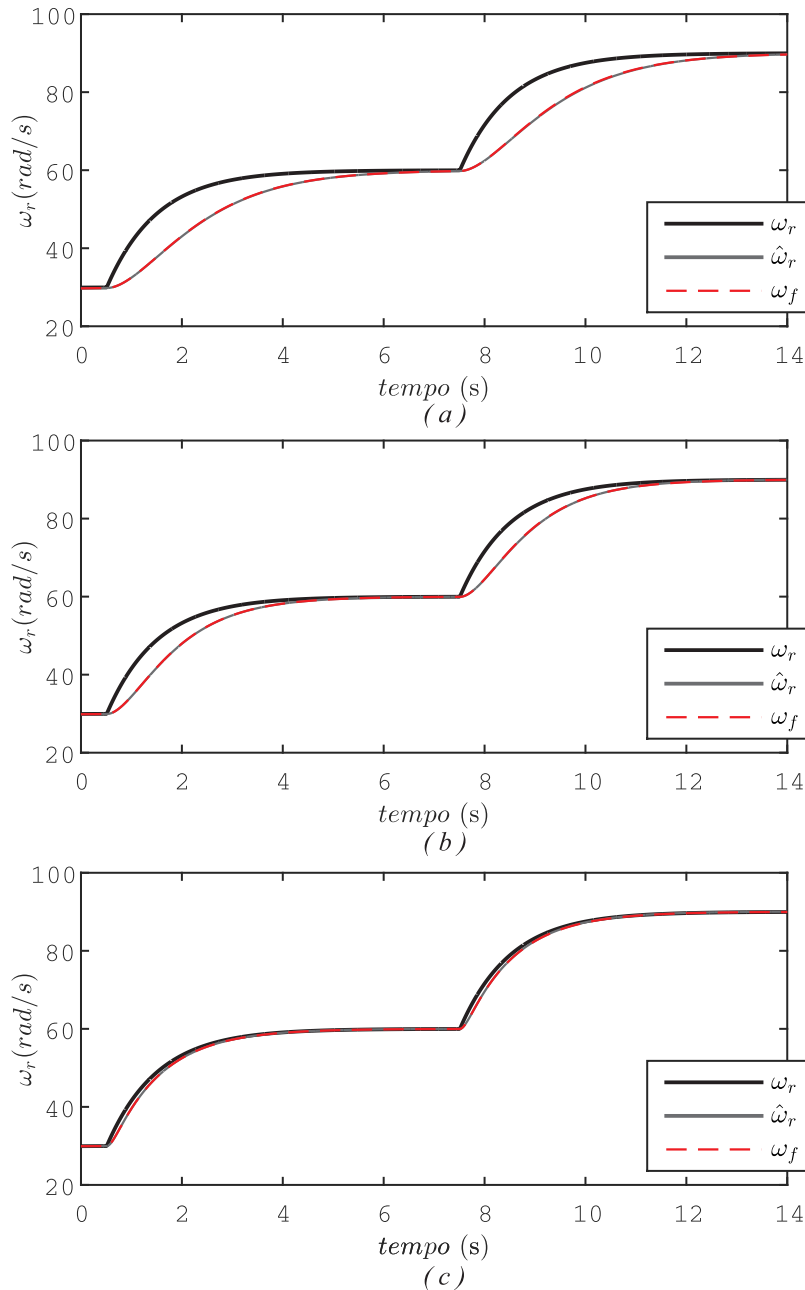
Para ilustra o comportamento do observador de estados adaptativo em função de k_2 , simulações e experimentos foram realizados com controle em malha fechada utilizando a velocidade medida para realimentação e com largura de bande de $\omega_n = 1$ rad/s. Os autovalores foram setados com $k_1 = 10$ e k_2 foi variado para demonstrar o comportamento de primeira ordem do estimador de velocidade para convergência ao valor real.

A Figura (3.7) mostra a resposta de simulações do comportamento do estimador de velocidade com três valores de λ_5 . O filtro de primeira ordem tem sua largura de banda ajustada da mesma forma que λ_5 . Novamente, o observador adaptativo apresenta resposta de primeira ordem mesmo em autovalores setados frequências próximas a banda do controlador de velocidade. Essa característica se torna uma grande ferramenta para o projetista, que em vez de ajustar os ganhos empiricamente, pode ajustar o desempenho do estimador de acordo com o desempenho do controlador de velocidade.

O mesmo estudo foi realizado experimentalmente e é mostrado pela Figura (3.8). Os resultados são quase idênticos aos resultados de simulação, demonstrando que o observador adaptativo não têm seu comportamento facilmente alterado pelas incertezas paramétricas inerentes de um experimento.

Esses resultados mostram que ajustando os autovalores do observador adaptativo dez vezes mais rápidos que os da planta, o estimador de velocidade terá o comportamento igual ao da variável real. Entretanto, utilizar os polos em valores muito mais elevados que dez vezes podem acarretar instabilidade na implementação do observador no tempo

Figura 3.7: Performance de simulação do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$ e (a) $\lambda_5 = \omega_f = 1\omega_n \text{ rad/s}$ (b) $\lambda_5 = \omega_f = 2\omega_n \text{ rad/s}$ (c) $\lambda_5 = \omega_f = 10\omega_n \text{ rad/s}$.

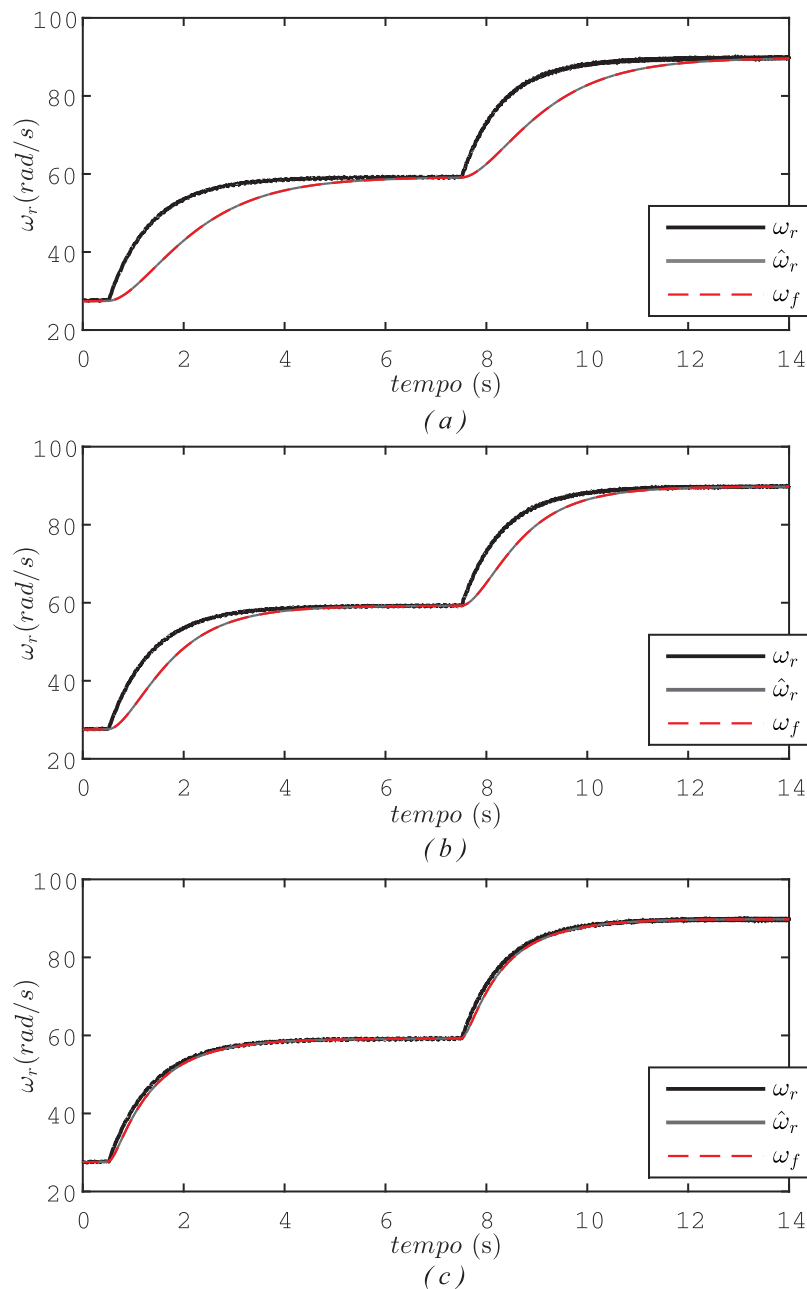


Fonte: Próprio autor.

discreto e amplificar ruídos de corrente.

É necessário lembrar que os ganhos do observador adaptativo foram isolados em relação aos autovalores utilizando apenas três de cinco restrições. Portanto, diferentemente do Capítulo 2, os polos do observador adaptativo podem não ser alocados perfeitamente. Além disso, os autovalores do sistema real, dado pela matriz \mathbf{A}_{ob} , e do sistema utilizado para projeto \mathbf{A} podem ser diferentes.

Figura 3.8: Performance experimental do observador adaptativo, utilizando controle em malha fechada com sensor, com $\omega_n = 1$ rad/s e (a) $\lambda_5 = \omega_f = 1\omega_n$ rad/s (b) $\lambda_5 = \omega_f = 2\omega_n$ rad/s (c) $\lambda_5 = \omega_f = 10\omega_n$ rad/s.

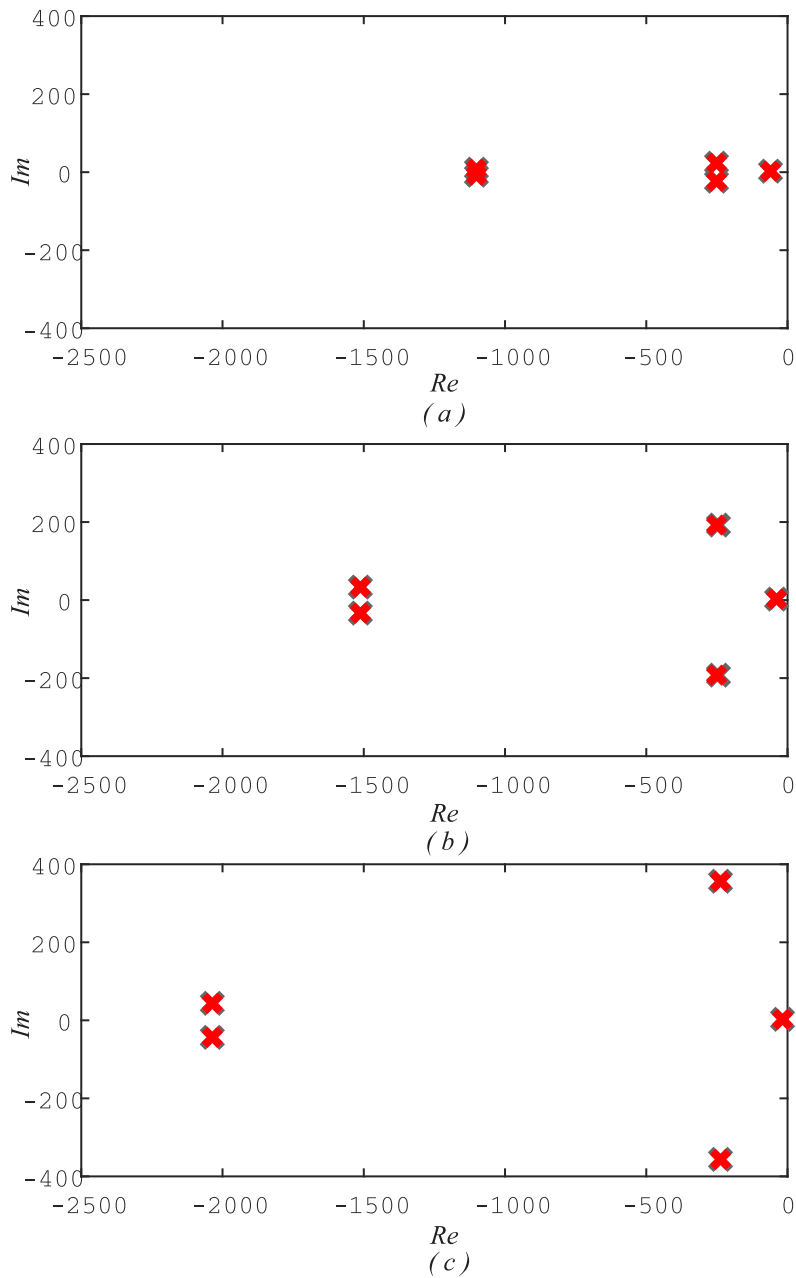


Fonte: Próprio autor.

Para demonstrar o erro entre o projeto com os autovalores da matriz \mathbf{A} e a resposta real do observador adaptativo, que é definida pela matriz \mathbf{A}_{ob} , os autovalores de ambas matrizes foram plotados durante a aceleração do IPMSM. Esse resultado está apresentado na Figura 3.9.

Como nem todas as restrições estabelecidas em (3.18) foram respeitadas, os autovalores da matriz \mathbf{A} não são iguais aos definidos no projeto. Tanto os autovalores da \mathbf{A}

Figura 3.9: Autovalores do observador adaptativo para velocidades iguais a (a) $\omega_e = \hat{\omega}_e = 30$ rad/s (b) $\omega_e = \hat{\omega}_e = 150$ rad/s (c) $\omega_e = \hat{\omega}_e = 300$ rad/s.

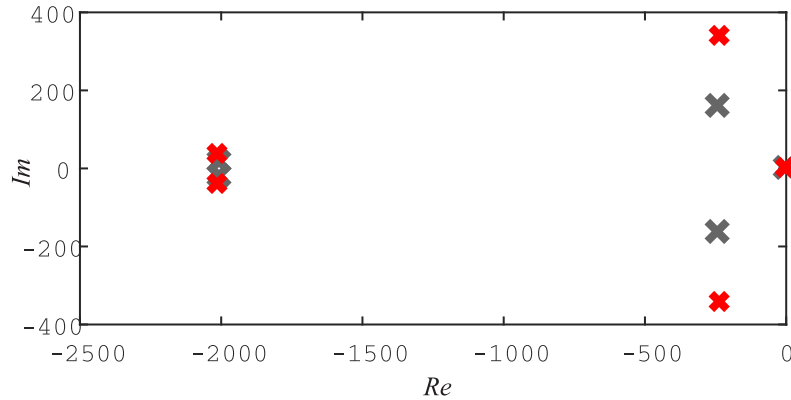


Fonte: Próprio autor.

quanto da matriz \mathbf{A}_{ob} se mantém parecidos por toda faixa de velocidade.

A Figura 3.10 representa os autovalores do observador com erro de velocidade em cinquenta por cento. É visível o impacto do erro de velocidade nos autovalores da matriz \mathbf{A}_{ob} em relação aos autovalores da matriz \mathbf{A} . Isso mostra que se o autovalor λ_{o5} for escolhido em valores muito baixos, pode ocasionar instabilidade no sistema.

Figura 3.10: Autovalores do observador adaptativo para velocidades iguais a $\omega_e = 300$ rad/s e $\hat{\omega}_e = 150$ rad/s.



Fonte: Próprio autor.

3.4 Aspectos de Implementação

De forma semelhante ao Capítulo anterior, foi realizada uma análise sobre os aspectos de implementação do observador adaptativo ao IPMSM, como a sensibilidade do estimador a ruídos de medida e o efeito da frequência de amostragem nos autovalores do sistema.

Como no caso do observador de estados completo a entrada do sistema é o vetor de correntes estatóricas, o ruído de entrada do sistema foi definido como,

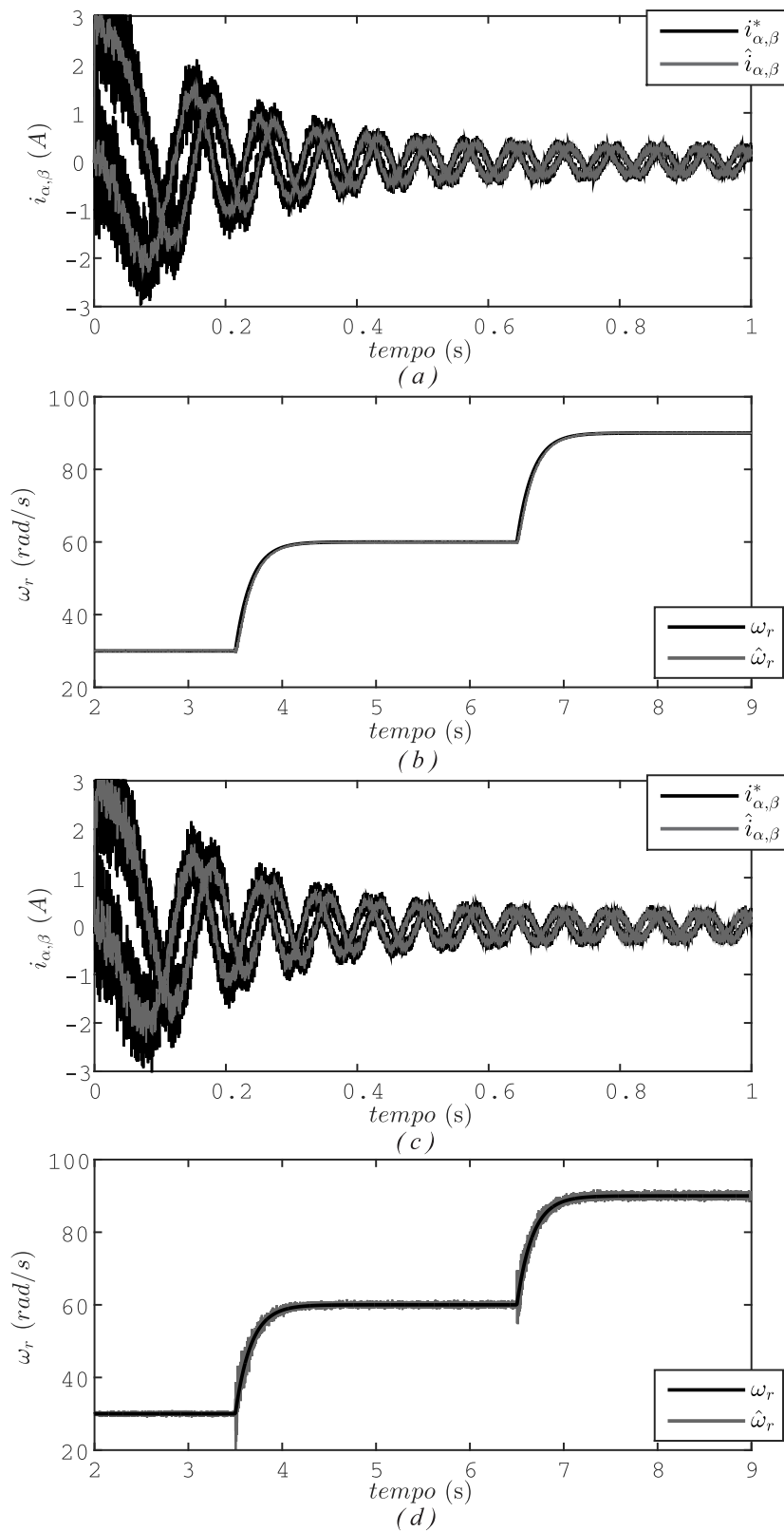
$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} r (rand - rand) \quad (3.31)$$

onde $rand$ é um valor randômico de 0 a 1, i^* é a corrente medida e r é uma constante que define a amplitude do distúrbio. A Figura 3.11 apresenta a resposta do estimador de velocidade para inserção de ruído, utilizando $r = 0.6$.

A Figura 2.10 apresenta a resposta do estimador de velocidade para inserção de ruído, utilizando $k_1 = k_2 = 10$ para o primeiro caso e $k_1 = k_2 = 20$ no segundo, além de um ruído dado por $r = 0.6$. O observador de estados completo se mostra meno sensível a ruídos de medida na estimação de velocidade rotórica se comparado com o observador adaptativo utilizando observador de distúrbios.

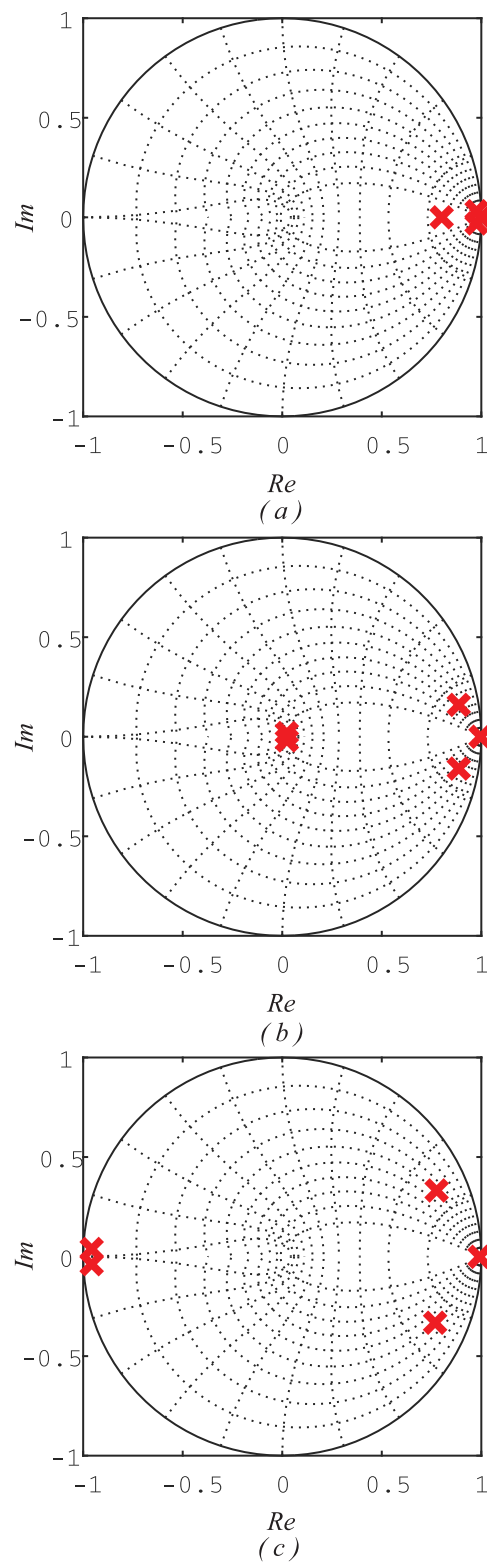
O comportamento dos autovalores do observador adaptativo completo no plano z está ilustrado na Figura 3.12. É perceptível que a frequência limita a velocidade máxima que o estimador poderá operar. Métodos de otimização são uma alternativa interessante para alocar os autovalores em casos onde a frequência de amostragem é uma variável limitadora do projeto.

Figura 3.11: Resposta de simulação para inserção de ruídos. (a) Correntes e (b) velocidade utilizando $k_1 = k_2 = 10$ e (c) Correntes e (d) velocidade utilizando $k_1 = k_2 = 20$.



Fonte: Próprio autor.

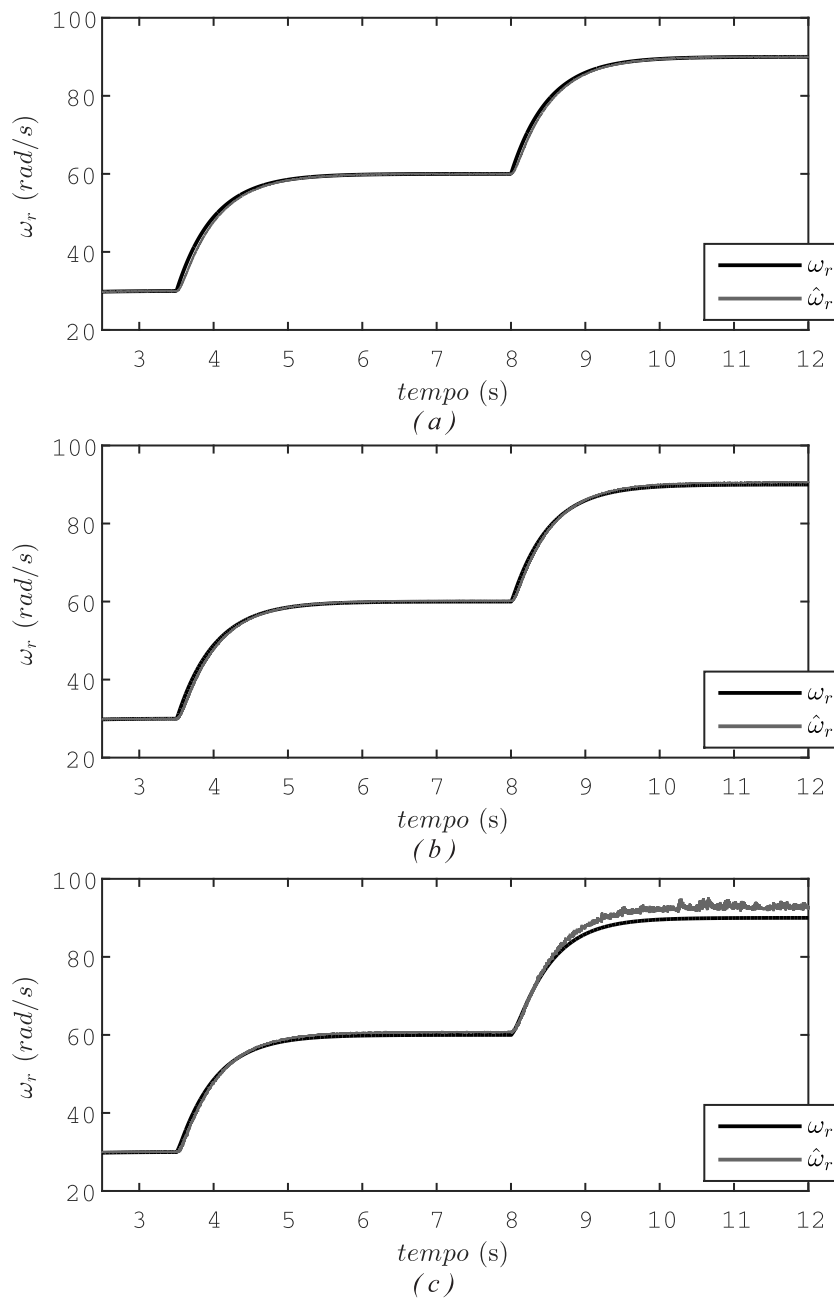
Figura 3.12: Comportamento dos autovalores do observador adaptativo no plano z com velocidade igual a $\omega_e = 360$ rad/s e frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 2kHz$ (c) $f_s = 1kHz$.



Fonte: Próprio autor.

A resposta do estimador de velocidade para as frequências de amostragem utilizadas na análise da Figura 3.12 são apresentados na Figura 3.13. Mais uma vez, o observador completo se mostra menos susceptível a ruídos de medida. Além disso, erro em regime permanente é apresentado quando os autovalores do sistema ficam perto da instabilidade.

Figura 3.13: Comportamento do estimador de velocidade sujeito a ruídos com frequência de amostragem igual a (a) $f_s = 10kHz$ (b) $f_s = 2kHz$ (c) $f_s = 1kHz$.



Fonte: Próprio autor.

3.5 Resultados de simulação

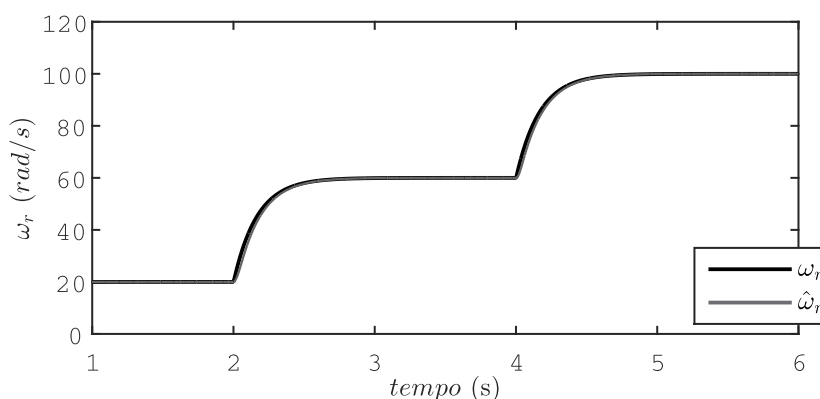
Para visualizar o desempenho do método de estimação desenvolvido nesse capítulo, resultados de simulação foram obtidos. O software utilizado foi o MATLAB e os parâmetros da máquina utilizada são os mesmos da IPMSM dos resultados experimentais, apresentada no Apêndice A.

A técnica de controle por orientação de campo foi utilizada em conjunto com controladores PI para o acionamento da máquina síncrona de ímãs permanentes internos. Os autovalores do observador são alocados utilizando $k_1 = 10$ e $k_2 = 10$. A largura de banda do controlador de velocidade em malha fechada é ajustado para $\omega_n = 6$ rad/s.

A Figura 3.14 ilustra o comportamento da velocidade para a simulação realizada. A referência do controlador foi é mudada de 20 rad/s para 60 rad/s aos 2 segundos e varia novamente para 100 rad/s aos 4 segundos. Assim, é possível analisar o comportamento do observador de estados adaptativo durante toda faixa de aceleração. O estimador converge de forma satisfatória e tem o mesmo desempenho nas duas variações de velocidade, mesmo ocorrendo em pontos diferentes de operação.

A resposta das correntes estatóricas reais e observadas estão apresentadas nas Figuras 3.15 e 3.16. As rápidas acelerações da simulações, que se devem a escolha de uma largura de banda ω_n elevada, acabam aplicando um torque elevado durante esse processo e elevando as correntes estatóricas a valores muito altos. A estimação de correntes se mostrou eficiente durante toda a simulação.

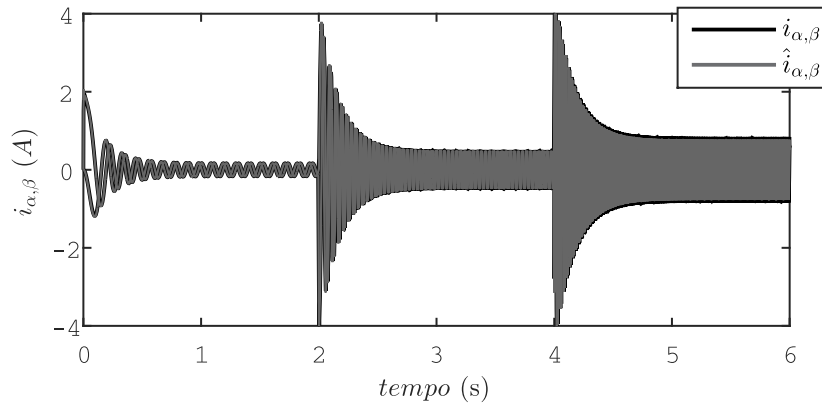
Figura 3.14: Resultado de simulação das velocidades real e estimada.



Fonte: Próprio autor.

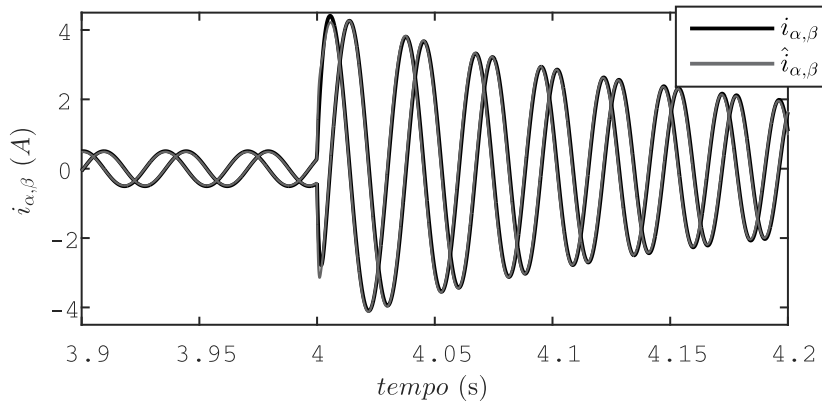
O desempenho do observador de estados para estimação das componentes FCEM é ilustrada nas Figuras 3.17 e 3.18. O comportamento da FCEM estimada é fundamental para o bom funcionamento da estimação de velocidade. Devido as componentes que foram desconsideradas nos estados da FCEM no projeto do observador, é preciso verificar o desempenho dessa variável. As FCEM estimadas se mantêm muito próximos aos valores

Figura 3.15: Resultado de simulação das correntes estatóricas reais e estimadas.



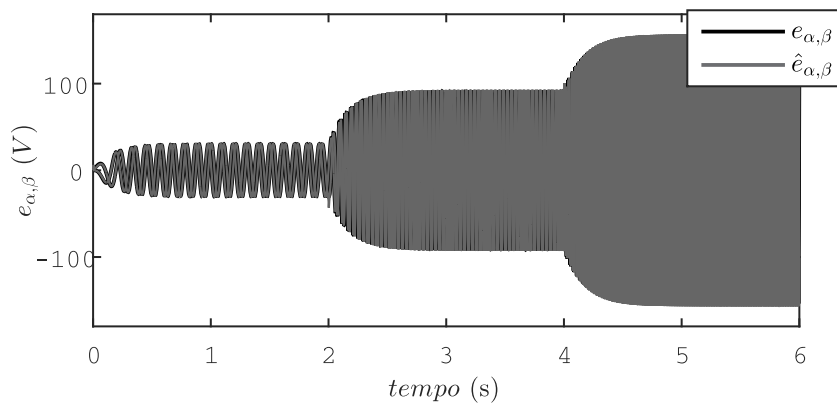
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.16: Resultado de simulação das correntes estatóricas reais e estimadas.



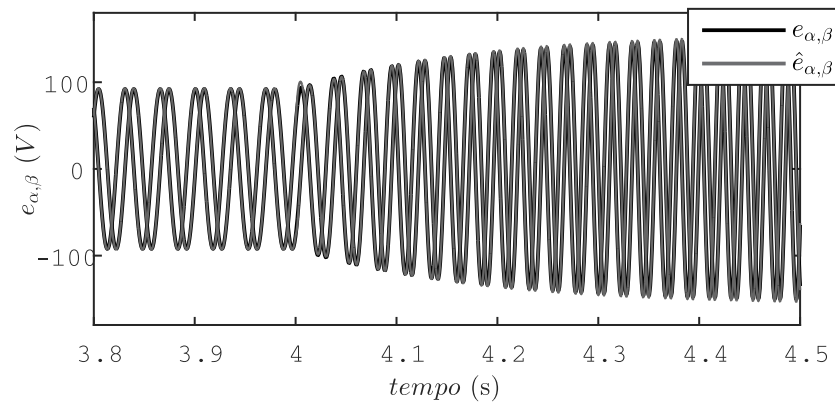
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.17: Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.



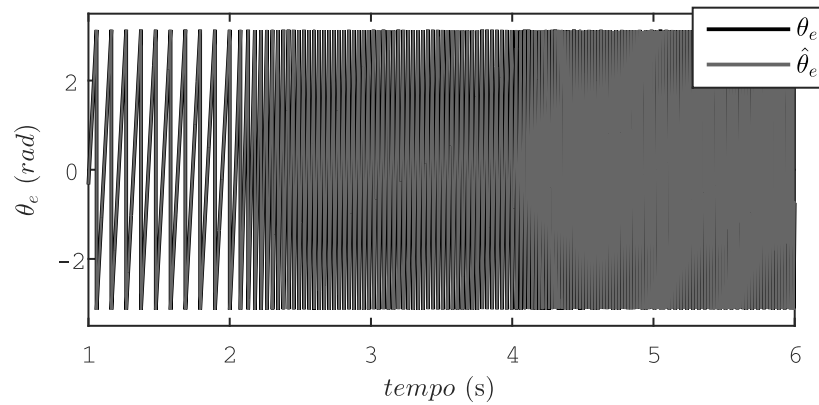
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.18: Resultado de simulação das FCEM reais e estimadas.



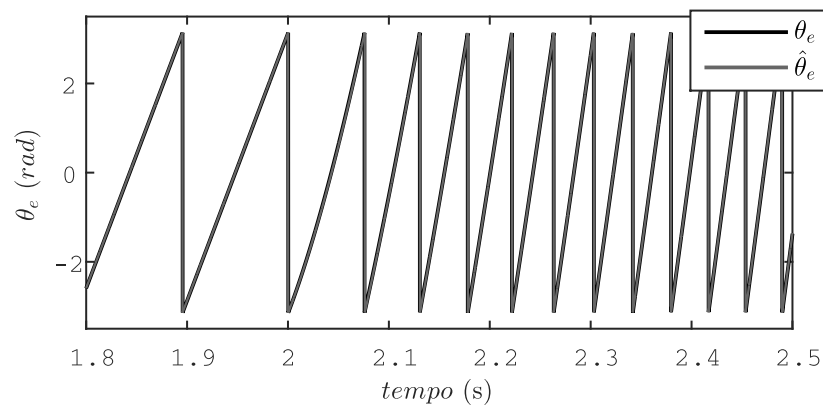
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.19: Resultado de simulação das posições real e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.20: Resultado de simulação das posições real e estimada.



Fonte: Próprio autor.

reais durante toda simulação. Esse resultado mostra que o distúrbio ξ tem pouca influência dentro do observador adaptativo.

O observador de estados completo utilizou-se da relação angular entre as FCEM estimadas para obtenção da posição estimada. O desempenho das posições real e estimada durante a simulação está demonstrado nas Figuras 3.19 e 3.20. A convergência dos estados do observador adaptativo resultou em uma boa estimativa de posição.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Considerações iniciais

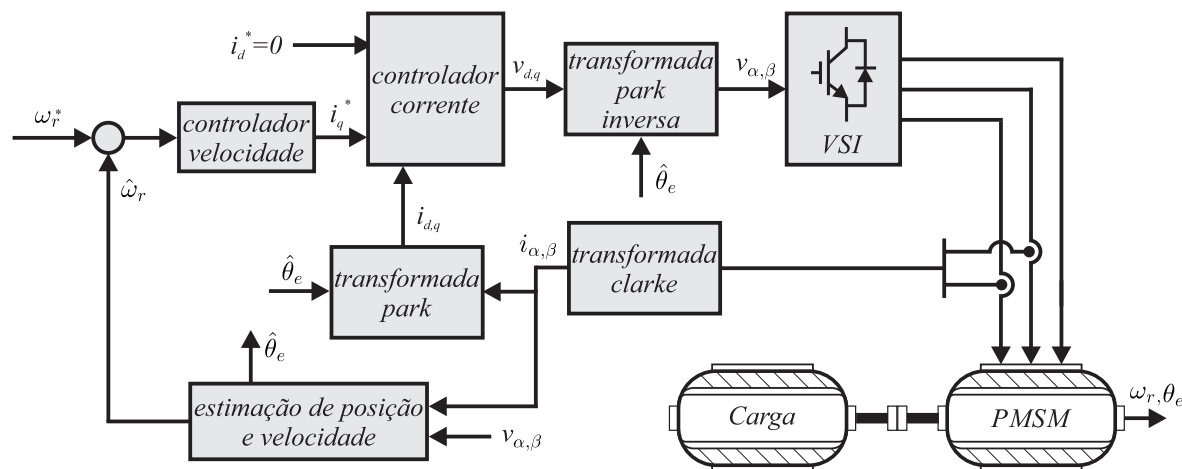
Neste capítulo são apresentados resultados experimentais dos métodos de estimação de velocidade rotórica para máquinas síncronas de ímãs permanentes trifásicos propostos nesse trabalho.

Os algoritmos apresentados nos Capítulos 2 e 3 foram desenvolvidos em linguagem C/C++ utilizando o *software Code Composer Studio*. As bancadas experimentais utilizadas para ambos os motores são descritas no apêndice A.

A integração das equações diferenciais dos observadores adaptativos propostos no tempo discreto são executadas através do método de Euler. A medida das correntes estatóricas é realizada através de sensores de efeito Hall e as tensões estatóricas são obtidas através do índice de modulação e do valor nominal do barramento CC do conversor. A velocidade e posição do rotor são obtidas através de um *encoder*. A estratégia de controle por orientação de campo é utilizada com controladores PI para regular a velocidade da máquina. O diagrama simplificado do sistema de controle *sensorless* implementado está demonstrado na Figura 4.1.

Por fim, os resultados experimentais dos estimadores para os dois tipos de máquinas síncronas, de ímãs superficiais e internos, em malha fechada *sensorless* são apresentados.

Figura 4.1: Diagrama do sistema de controle *sensorless*.



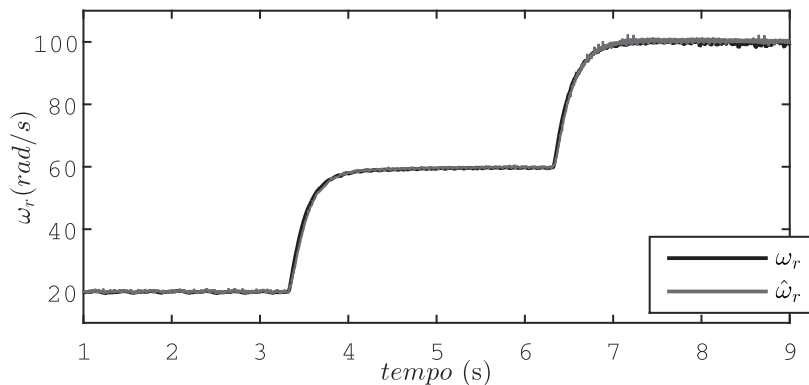
Fonte: Próprio autor.

4.2 Observador adaptativo aplicado a máquina síncrona de ímãs permanentes superficiais

Resultados experimentais para o primeiro observador, desenvolvido no Capítulo 2 e proposto para a estimação da velocidade rotórica do motor síncrono de ímãs superficiais trifásicos, é objeto de estudo nessa subseção.

As Figuras 4.2 e 4.3 apresentam os resultados do primeiro experimento, que foi realizado para testar o funcionamento do observador FCEM adaptativo. A banda do controlador de velocidade é ajustada $\omega_n = 4$ rad/s e os autovalores do observador são setados como $k_1 = 10$ e $k_2 = 10$. A referência de velocidade começa com 20 rad/s e é variada para 60 rad/s aos 3.3 s e é variada novamente para 100 rad/s aos 6.3 s. A Figura 4.3 demonstra boa performance do método de estimação rotórica com variação de velocidade. Comportamento dinâmico da FCEM estimada e da FCEM obtida pelo observador de distúrbios são demonstradas na Figura 4.3 e a convergência do observador FCEM adaptativo é verificada inclusive durante variações de velocidade.

Figura 4.2: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.

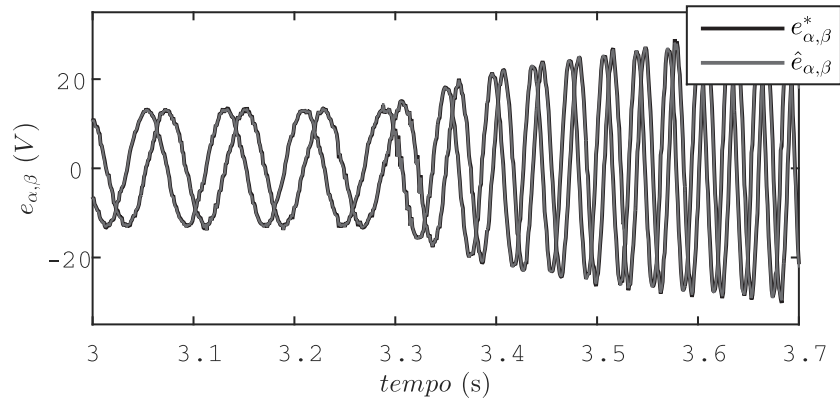


Fonte: Próprio autor.

O desempenho do observador de distúrbios, do estimador de posição e o desempenho do estimador de velocidade durante variação de carga é o objetivo de estudo do segundo experimento. O controlador de velocidade teve sua banda aumentada para $\omega_n = 6$ rad/s e os parâmetros k_1 e k_2 são mantidos inalterados. A referência de velocidade começa com 20 rad/s e é alterada para 100 rad/s aos 2.3s. Um degrau de carga é aplicado no eixo do SPMSM através de um motor de indução durante 4.3 s e 7 s. A Figura 4.4 ilustra a velocidade obtida pelo textitencoder e a estimada. Robustez do estimador é visualizada na entrada e saída da carga.

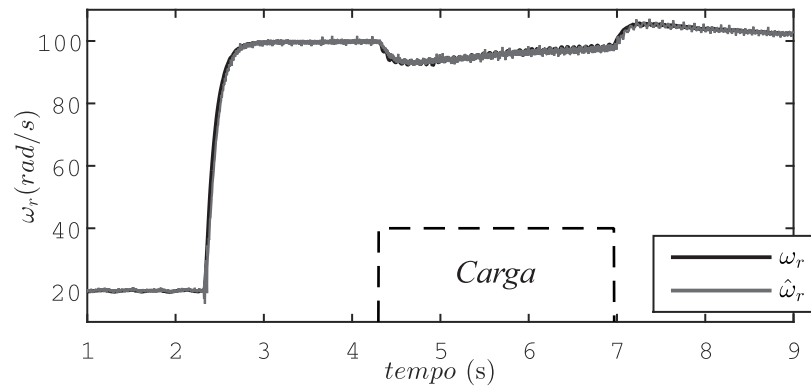
As correntes estatóricas medidas e observadas são apresentadas na Figura 4.5. A convergência das correntes observadas significa que, se os parâmetros utilizados do observador estiverem corretos, o observador de distúrbio obtém com precisão as componentes

Figura 4.3: Resultados experimentais das FCEM equivalente e estimada.



Fonte: Próprio autor.

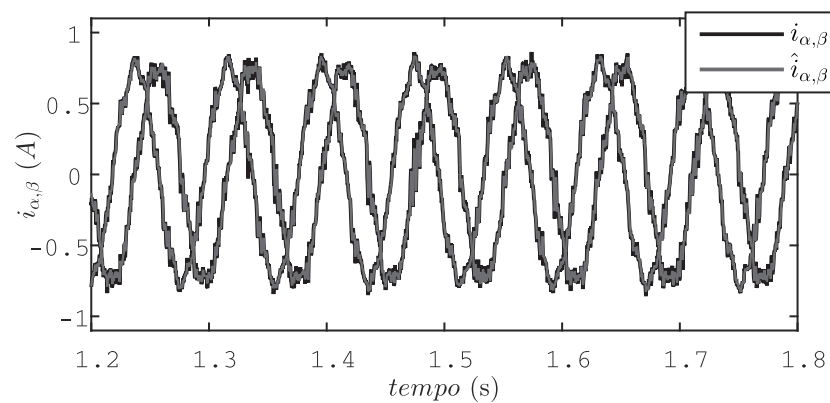
Figura 4.4: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

FCEM.

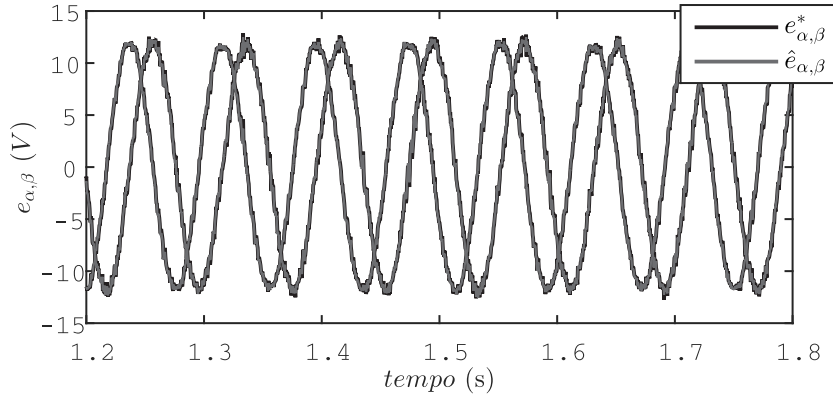
Figura 4.5: Resultados experimentais das correntes estáticas medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

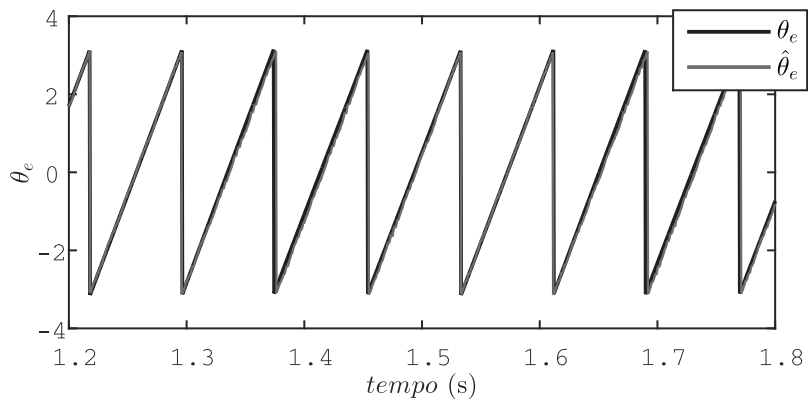
A resposta de ambas FCEM, do observador de distúrbios e adaptativo, para o segundo experimento são apresentadas na Figura 4.6. A 4.7 demonstra boa capacidade de estimação de posição do esquema proposto.

Figura 4.6: Resultados experimentais das FCEM equivalente e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.7: Resultados experimentais das posições medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

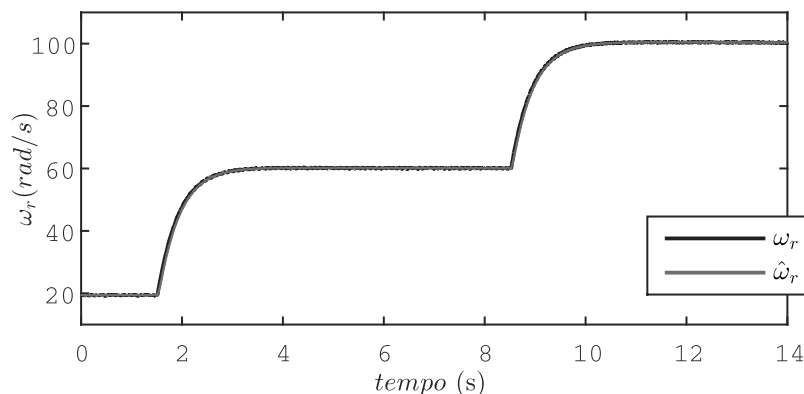
O experimento executado empregou degraus na referência de velocidade para implementar o sistema de controle *sensorless*. No entanto, devido as possíveis variações de carga, é muito comum a utilização de rampa em conjunto de um controlador com grande banda para aceleração de máquinas em malha fechada. Nesses tipos de aplicações deve-se utilizar a banda da referência de velocidade, e não do controlador, para projetar o terceiro autovalor do observador adaptativo.

4.3 Observador adaptativo aplicado a máquina síncrona de ímãs permanentes internos

O observador adaptativo proposto para a estimação da velocidade rotórica do motor síncrono de ímãs internos trifásicos, desenvolvido no Capítulo 3, tem grande necessidade de validação experimental devido as suas características não lineares.

O primeiro experimento, apresentado na Figura 4.8, é produzido com o intuito de aferir o desempenho do observador adaptativo. A banda do controlador de velocidade é regulada para $\omega_n = 3$ rad/s e os autovalores do observador são projetados com $k = 10$. A referência de velocidade começa com 20 rad/s e é modificada para 60 rad/s aos 1.5 s e alterada novamente aos 8.5 s para 100 rad/s. É possível visualizar a convergência do estimador para a velocidade medida durante todas as faixas de velocidade.

Figura 4.8: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.



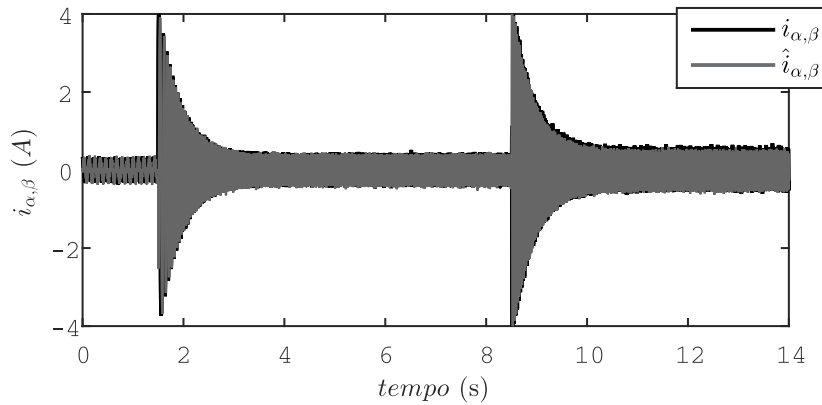
Fonte: Próprio autor.

O comportamento em regime das correntes medidas e estimadas são apresentadas na Figura 4.10. Para baixas velocidades, as correntes apresentam harmônicas adicionais que podem ser explicadas pela interação entre as ranhuras do estator e as saliências dos ímãs do rotor (CHEN et al., 2003). É possível observar convergência adequada das correntes estatóricas utilizando o observador adaptativo.

A estimação das variáveis FCEM nos eixos α e β é demonstrada na Figura 4.11. A validação da convergência do observador de FCEM é difícil de ser realizada na prática, devido a impossibilidade de medição dessas componentes. Entretanto, a relação angular entre essas variáveis pode ser validada a partir da convergência da posição estimada diante da posição real.

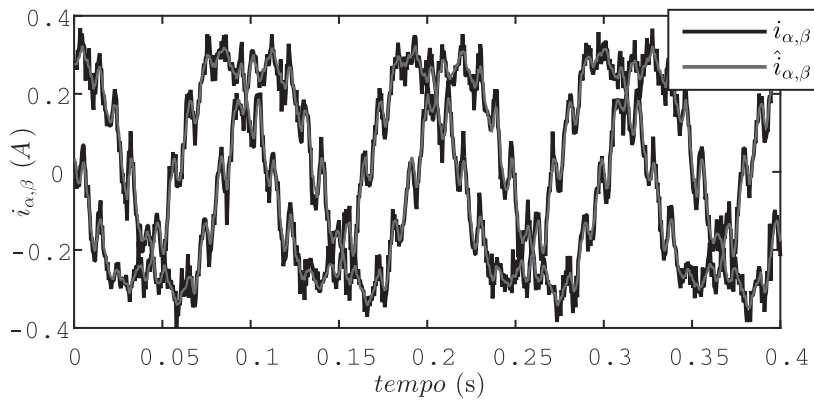
A posição do fluxo do rotor é essencial para o controle de torque adequado do motor síncrono em malha fechada. O desempenho da posição estimada para os primeiros 0.4 s dos primeiro experimento é ilustrada na Figura 4.12. Pode-se observar que a posição estimada seguiu o comportamento do valor medido pelo *encoder*. As figuras 4.10 e

Figura 4.9: Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada.



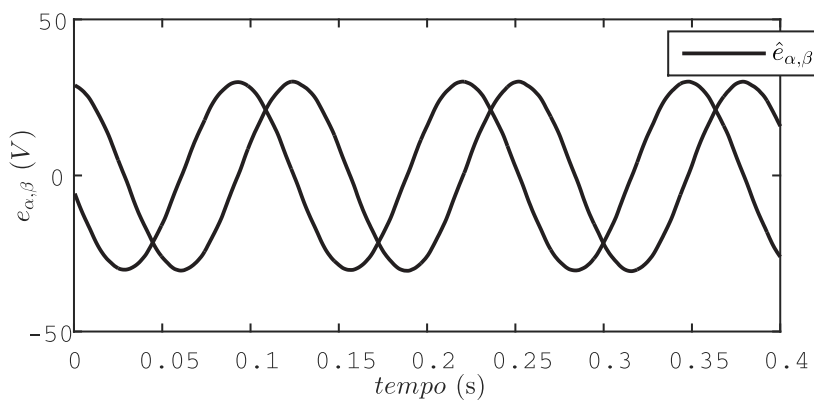
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.10: Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

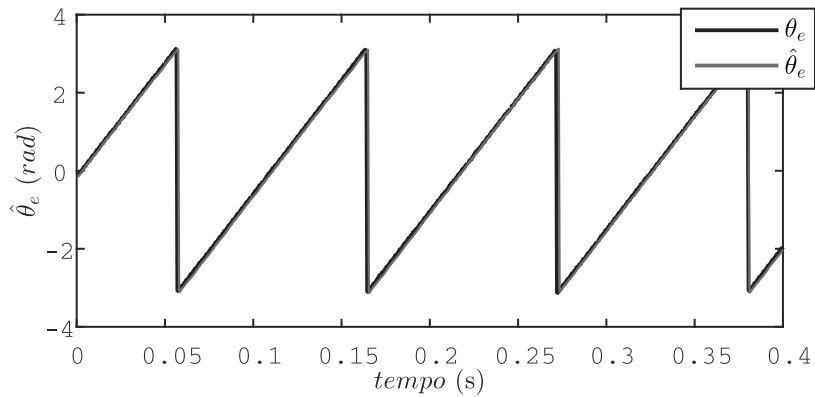
Figura 4.11: Resultados experimentais da FCEM estimada.



Fonte: Próprio autor.

4.11 demonstraram o bom desempenho do observador de estados em regime permanente, entretanto, sabe-se pelo Capítulo 3 que o observador adaptativo é excitado por erro de estimação de velocidade, que é gerada por variações da mesma.

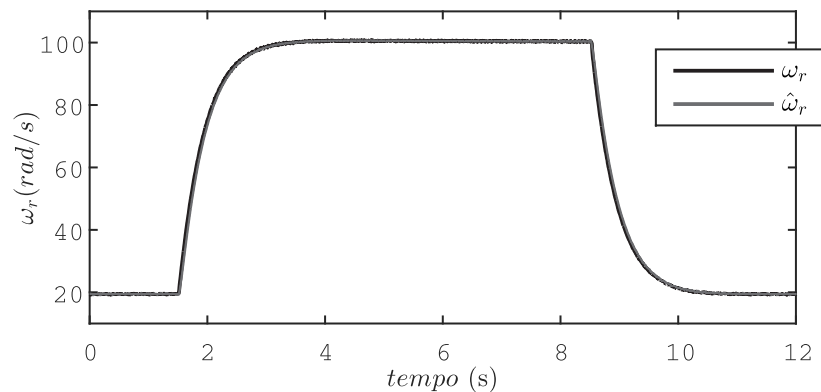
Figura 4.12: Resultados experimentais das posições medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Para testar o comportamento dinâmico do observador de estados, um segundo experimento foi realizado. A referência de velocidade começou com 20 rad/s e foi alterada para 100 rad/s aos 1.5 s e alterada novamente aos 8.5 s para 20 rad/s. O comportamento do estimador de velocidade é demonstrado na Figura 4.13. O estimador obtém o valor da velocidade de forma precisa para ambos aceleração e desaceleração.

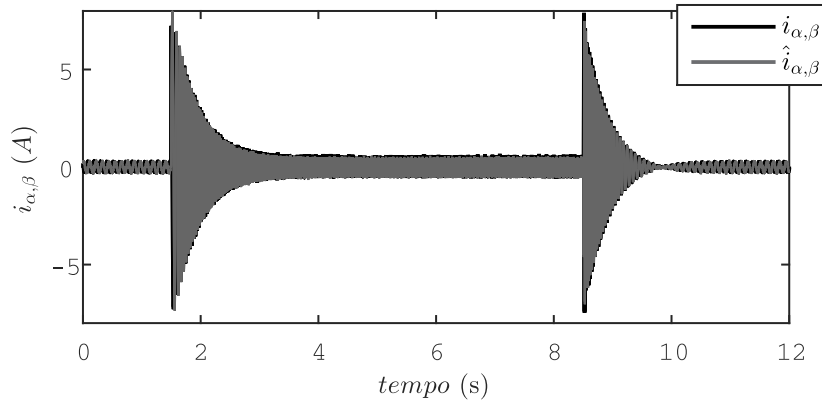
Figura 4.13: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

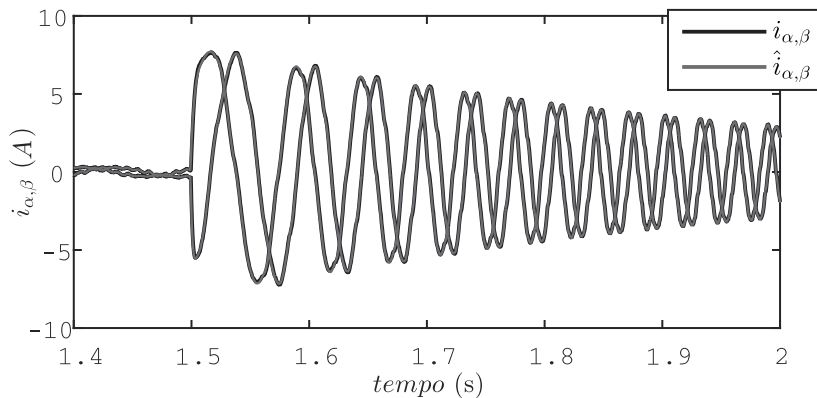
Devido a grande inércia da máquina de ímãs internos utilizada no experimento e da banda escolhida para o controlador, uma elevada quantia de torque é necessária para aceleração do motor em um pequeno espaço de tempo. Esse fato está ilustrado na Figura 4.15, onde estão ilustradas as correntes medida e estimada para aceleração. Um salto significativo ocorre nas correntes estatóricas no momento de aceleração. Isso

Figura 4.14: Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.15: Resultados experimentais das correntes estatóricas medida e estimada.



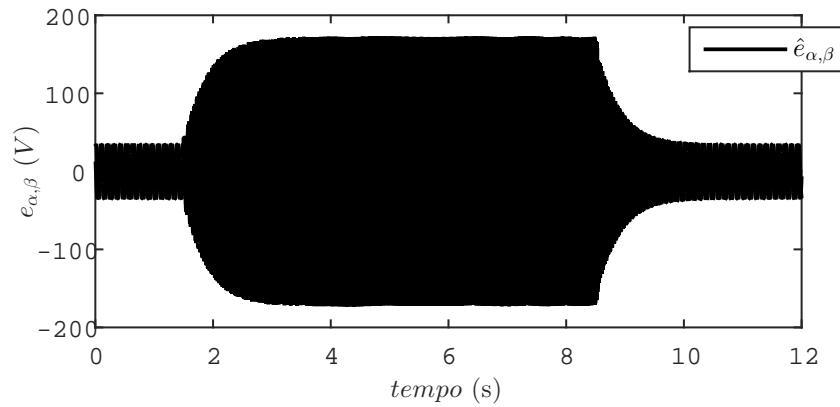
Fonte: Próprio autor.

se deve a relação direta entre correntes e torque eletromagnético produzido no eixo do IPMSM. Mesmo com a grande variação da corrente real do motor, a corrente observada não perde o rastreamento devido aos elevados valores dos autovalores escolhidos no projeto do observador de estados adaptativo.

O comportamento dinâmico das FCEM estimadas durante a aceleração do IPMSM está apresentado na Figura 4.17. A amplitude desse vetor está diretamente relacionado com a velocidade do motor e aumenta durante a aceleração. A característica ortogonal das variáveis em referencial estacionário se mantém durante toda aceleração. A posição estimada, obtida pela relação angular entre as FCEM estimadas, é demonstrada na Figura 4.18. Estimação precisa durante toda aceleração é observada.

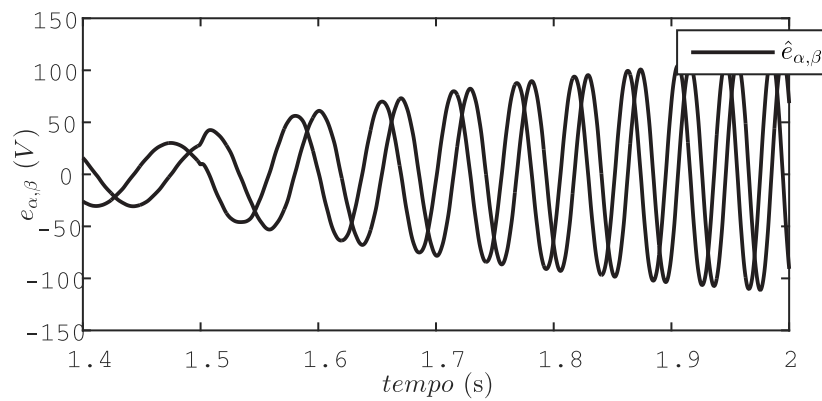
Para todos os casos estudados, o erro das variáveis reais e estimadas se mantiveram próximo a zero em regime e não aumentaram de forma significativa em momentos de aceleração e desaceleração, mostrando a eficácia do método proposto para projeto dos

Figura 4.16: Resultados experimentais das correntes estáticas medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

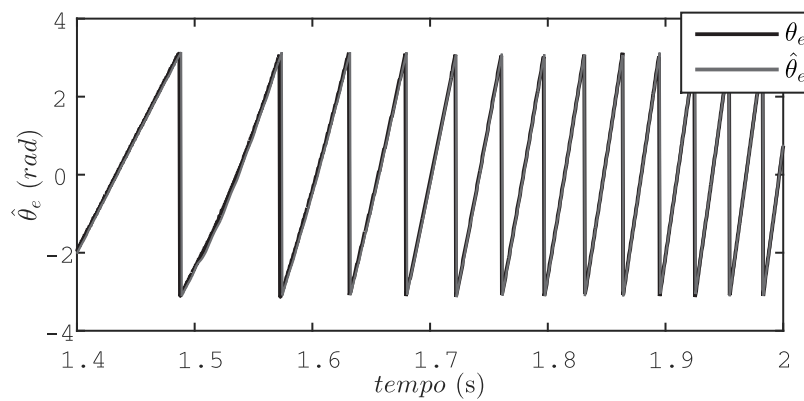
Figura 4.17: Resultados experimentais das FCEM estimadas.



Fonte: Próprio autor.

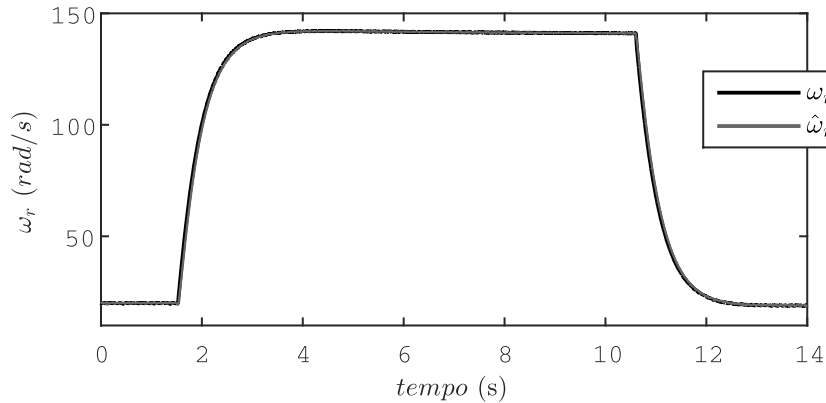
ganhos do observador adaptativo.

Figura 4.18: Resultados experimentais das posições medida e estimada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.19: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.

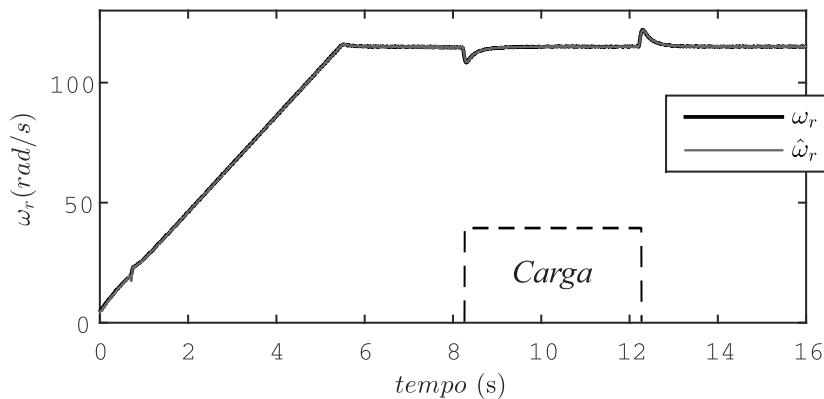


Fonte: Próprio autor.

Alguns trabalhos na literatura comentam a possibilidade de instabilidade do observador completo adaptativo em altas velocidades (PO-NGAM; SANGWONGWANICH, 2012; YIN et al., 2016b). A Figura 4.19 apresenta a resposta do estimador de velocidade para uma referência de 140 rad/s, muito próxima ao valor nominal da máquina. O desempenho do observador é semelhante aos das outras referências de velocidade. Isso se deve a escolha dos polos do observador em valores elevados, garantindo estabilidade e rápida convergência por toda faixa de operação.

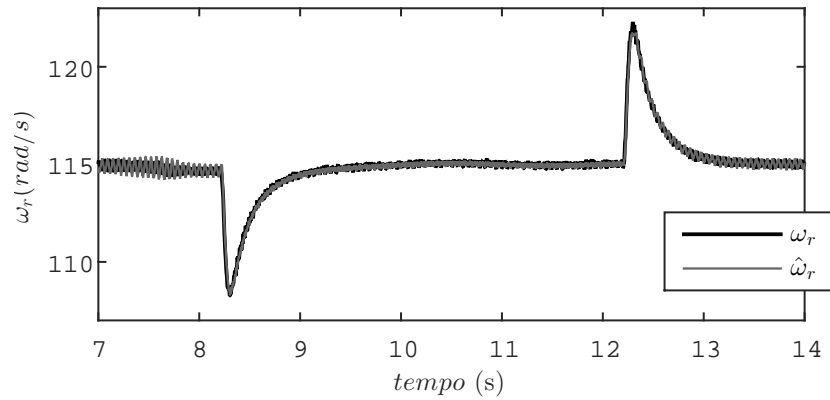
O desempenho do observador adaptativo completo a distúrbios de carga é objetivo de estudo do último experimento. Devido as características do modelo mecânico do motor, o torque de carga gera distorções no comportamento dinâmico do PMSM. Assim, a banda do controlador é aumentada e é utilizado referência em rampa. As Figuras (4.20) e (4.21) apresentam os resultados das velocidades estimada e medida para o último experimento e as Figuras (4.21) e (4.23) apresentam os resultados do observador de estados.

Figura 4.20: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.



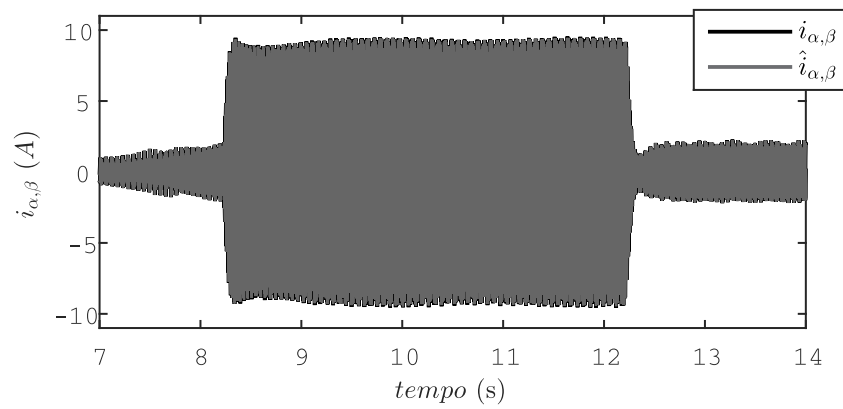
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.21: Resultados experimentais das velocidade medida e estimada.



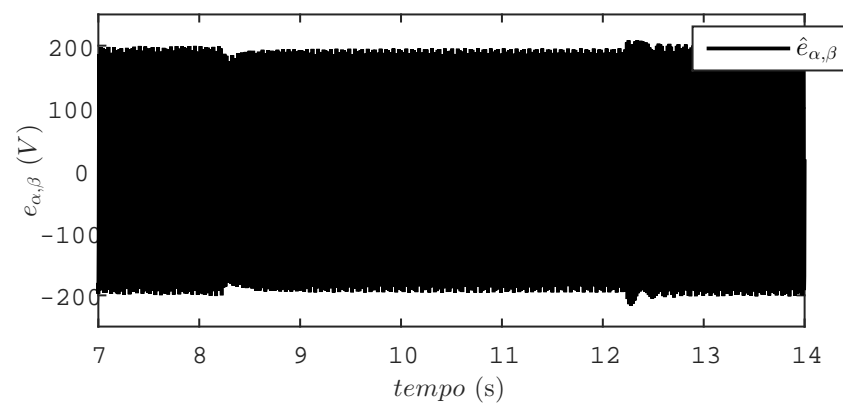
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.22: Resultados experimentais das correntes medidas e estimadas.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.23: Resultados experimentais das correntes medidas e estimadas.



Fonte: Próprio autor.

O comportamento do estimador de velocidade se manteve adequado durante a inserção e retirada da carga no eixo do IPMSM. Os estados do observador permaneceram estáveis no decorrer do procedimento de inserção de carga. A resposta das correntes demonstra o elevado torque gerado no eixo do motor, validando o método de estimação de velocidade.

5 CONCLUSÕES

Essa dissertação de mestrado apresentou contribuições ao projeto de observadores de estados adaptativos aplicados a estimação de velocidade rotórica de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Através da revisão da literatura foi verificado que poucos trabalhos apresentam o projeto de especificação dos ganhos do observador adaptativo. Os poucos que apresentam, fazem o projeto das partes de realimentação e adaptativa separadamente. Desta forma, o principal objetivo deste trabalho foi buscar métodos de estimação de velocidade rotórica aplicado a máquinas síncronas, sejam elas de ímãs internos ou externos, empregando a técnica de observadores adaptativos. O algoritmo adaptativo foi escolhido devido a sua natureza integrativa, fazendo com que seu comportamento possa ser ajustado através da variação do ganho adaptativo. Empregou-se o observador adaptativo na forma completo e em uma forma mais simples, com o auxílio de um observador de distúrbios. O projeto dos ganhos foi apresentado para ambos os casos, especificando o comportamento do estimador em relação aos autovalores alocados pelo projetista.

De forma mais específica, no Capítulos 2 foi apresentado o modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes superficiais no espaço de estados. Um observador de distúrbios é utilizado para extrair o vetor da força contra-eletromotriz. Como o sistema tem apenas uma entrada e uma saída, o único ganho do observador adaptativo pode ser facilmente selecionado. O processo de obtenção da força contra-eletromotriz é realizado para evitar o produto de erros de estados gerado por um observador adaptativo completo. Esse produto de erros faz com que o desempenho do observador seja dependente do ponto de operação da velocidade. Após extrair a forças contra-eletromotriz, essa é utilizada para criação de um observador adaptativo convencional. O algoritmos adaptativo é responsável pela reconstrução da velocidade rotórica e a posição é retira através da relação angular do vetor de forças contra-eletromotriz. O comportamento do gradiente é analisado em conjunto com o observador de estados. A resposta no tempo do estimador de velocidade é obtida em relação aos seus autovalores. É mostrado que o estimador de velocidade terá o comportamento de um sistema de primeira ordem com a largura de banda do menor autovalor se os outros dois polos forem suficientemente grandes. A forma adequada de alocação dos pólos do observador tendo em vista a implementação de um controle *sensorless* em malha fechada é discutido. É demonstrado através de teoria, simulações e experimentos a comprovação do comportamento de primeira ordem do algoritmo adaptativo. Assim, o projetista pode escolher a dinâmica do estimador ao projetar o filtro de primeira ordem.

No Capítulo 3 foi abordado o problema de estimação de velocidade para uma máquina síncrona de ímãs permanentes internos. Primeiramente, o modelo da máquina de ímãs internos foi obtida utilizando a mesma metodologia do capítulo 2. O modelo obtido teve componentes dependentes de múltiplos da posição, dificultando o processamento ma-

temático do estimador. Assim, o modelo da máquina em referencial síncrona foi reescrita com fim de eliminar essas componentes. O novo modelo apresentou, além do acoplamento na força contra-eletromotriz que ocorre na máquina de ímãs superficiais, acoplamento nas correntes estatóricas. O modelo foi representado no espaço de estados para implementação de um observador de estados completo. A velocidade da máquina foi reconstruída utilizando um algoritmo adaptativo enquanto a posição foi obtida pela relação angular do vetor de força contra-eletromotriz, assim como no Capítulo 2. A dinâmica do estimador de velocidade é analisada adicionando o comportamento do gradiente ao observador de estados. Verificou-se que a dinâmica do observador adaptativo é dependente da posição real da máquina, diferentemente do observador apresentado no Capítulo 2. A dinâmica do sistema é reescrita para utilizar a velocidade medida em vez da real no projeto dos ganhos erros das variáveis são considerados distúrbios no sistema. É demonstrado que os ganhos não podem ser isolados em relação aos autovalores de forma precisa como feito no Capítulo 2. Assim, os ganhos são selecionados utilizando apenas restrições das relações entre os cinco autovalores. Os autovalores são escolhidos como múltiplos dos da planta. Para analisar o desempenho dos ganhos selecionados, a resposta da equação homogênea que rege o comportamento do observador adaptativo é obtida. Os ganhos são substituídos na função de transferência que descreve o comportamento do erro de velocidade estimada. Uma estudo quantitativo é realizada para conseguir a resposta do tempo estimador de velocidade. É concluído que o observador adaptativo terá desempenho de um sistema de primeira ordem com o polo igual ao quinto autovalor do observador para estimação de velocidade rotórica na faixa de frequências desejadas. Além disso, foi observado que o estimador é robusto a variações de velocidade rotórica e corrente da máquina. Foi mostrado também que os polos não são alocados de forma precisa, devido ao projeto não adotar todas restrições dos autovalores de um sistema de quinta ordem. O comportamento de primeira ordem do estimador é comprovado através de simulações e experimentos, onde o quinto autovalor é variado e comparado com um filtro de primeira ordem. Simulações são realizadas para analisar o desempenho do estimador para controle *sensorless* do motor de ímãs internos e estimação da força contra-eletromotriz, que não pode ser medida em experimentos. O observador adaptativo foi desenvolvido para máquinas síncronas de ímãs internos, mas pode ser utilizada para máquinas de relutâncias variável e de ímãs superficiais, que são um caso matematicamente especial de máquina de ímãs internos.

No Capítulo 4 foram obtidos os resultados experimentais para ambas estratégias de estimação de velocidade desenvolvidas nos capítulos anteriores. A técnica de controle por orientação de campo em conjunto com controladores do tipo proporcional-integral foi utilizada para implementar o controle em malha fechada. A largura de banda do controlador de velocidade em malha fechada foi ajustada de forma elevada, aferindo o comportamento dos estimador para elevadores valores transitórios de corrente. Boa estimação de velocidade e corrente foram examinadas durante o experimento para os dois métodos.

O observador adaptativo desenvolvido no Capítulo 2 foi capaz de estimar com precisão a força contra-eletromotriz equivalente obtida pelo observador de distúrbios. Estimação de posição foi adequada para ambas estratégias e implementaram de forma correta as transformações utilizadas na orientação do motor. Não foi possível aferir a convergência da força contra-eletromotriz estimada para o observador de estados completo, no entanto, devido a boa estimação da posição elétrica, pode-se concluir que a relação angular do vetor está correta.

5.1 Contribuições do Trabalho

Dessa forma, as principais contribuições da dissertação podem ser resumidas da seguinte forma,

- Foram propostas duas estratégias de estimação de velocidade e posição rotórica de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Para ambas estratégias um algoritmo adaptativo do tipo gradiente é adotado para estimação da velocidade rotórica e a posição é reconstituída através da relação angular do vetor de força contra-eletromotriz observada. Ambas estratégias eram não lineares e continham múltiplos ganhos a serem escolhidos.
- Em ambos métodos o estimador teve seu comportamento reduzido para um filtro de primeira ordem com largura de banda igual a um dos autovalores do observador adaptativo. Assim, o projetista é beneficiado, onde o ajuste do desempenho do estimador é condensado em apenas uma variável.
- Diferentemente da maioria dos trabalhos da literatura, onde se é obtido apenas os limites de estabilidade do sistema e os ganhos não são especificados de forma precisa, neste trabalho o sistema de estimação de velocidade é abordado por completo, incluindo a determinação dos ganhos.

REFERÊNCIAS

ALONGE, F.; D'IPPOLITO, F.; SFERLAZZA, A. Sensorless control of induction-motor drive based on robust kalman filter and adaptive speed estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1444–1453, March 2014. ISSN 0278-0046.

ANFINSEN, H. et al. An adaptive observer design for $n + 1$ coupled linear hyperbolic pdes based on swapping. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 61, n. 12, p. 3979–3990, Dec 2016. ISSN 0018-9286.

AWAN, H. A. A. et al. Discrete-time observer design for sensorless synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 5, p. 3968–3979, Sept 2016. ISSN 0093-9994.

AZZOLIN, R. Z. et al. A rrmrac parameter identification algorithm applied to spim. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

BADO, A.; BOLOGNANI, S.; ZIGLIOTTO, M. Effective estimation of speed and rotor position of a pm synchronous motor drive by a kalman filtering technique. In: **Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 951–957 vol.2.

BARATIERI, C. L.; PINHEIRO, H. Hybrid orientation for sensorless vector control of nonsinusoidal back-emf pmsm. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 621–627. ISSN 1553-572X.

BARATIERI, C. L.; PINHEIRO, H. New variable gain super-twisting sliding mode observer for sensorless vector control of nonsinusoidal back-emf pmsm. v. 52, p. 59–69, 07 2016.

BARCARO, M. et al. Iron saturation impact on high-frequency sensorless control of synchronous permanent-magnet motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 6, p. 5470–5478, Nov 2017. ISSN 0093-9994.

BERNARDES, T. et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 4, p. 1679–1691, April 2014. ISSN 0278-0046.

BERNARDES, T. A. **Controle Sem Sensores Mecânicos para Gerador Síncrono a Imã Permanente**. [S.l.: s.n.], 2013.

CHEN, J. L.; TSENG, S. K.; LIU, T. H. Implementation of high-performance sensorless interior permanent-magnet synchronous motor control systems using a high-frequency injection technique. **IET Electric Power Applications**, v. 6, n. 8, p. 533–544, September 2012. ISSN 1751-8660.

CHEN, W. H. et al. Disturbance-observer-based control and related methods an overview. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 2, p. 1083–1095, Feb 2016. ISSN 0278-0046.

- CHEN, Y. et al. Disturbance observer-based backstepping control for permanent magnet synchronous motor. In: **2017 Chinese Automation Congress (CAC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 3218–3223.
- CHEN, Z. et al. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 2, p. 288–295, Apr 2003. ISSN 0278-0046.
- CHO, Y. M.; RAJAMANI, R. A systematic approach to adaptive observer synthesis for nonlinear systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 42, n. 4, p. 534–537, Apr 1997. ISSN 0018-9286.
- DHAOUADI, R.; MOHAN, N.; NORUM, L. Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 491–497, Jul 1991. ISSN 0885-8993.
- DONCKER, R. W. D. Modern electrical drives: Design and future trends. In: **2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 1, p. 1–8.
- ENERGIA, M. de Minas e. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2016**. [S.l.: s.n.], 2016.
- FREEMAN, R.; KOKOTOVIĆ, P. **Robust Nonlinear Control Design: State-space and Lyapunov Techniques**. [S.l.]: Springer, 1996. (Modern Birkhäuser Classics). ISBN 9780817639303.
- GABBI, T. et al. Speed estimation algorithm of induction motors based on disturbance observer. In: **2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- GABBI, T. S. **Controle por Modos Deslizantes e Observador de Distúrbios Aplicados ao Motor Síncrono de Ímãs Permanentes**. [S.l.: s.n.], 2015.
- HASEGAWA, M. Robust-adaptive-observer design based on gamma;-positive real problem for sensorless induction-motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 1, p. 76–85, Feb 2005. ISSN 0278-0046.
- HOVAKIMYAN, N.; CAO, C. **L1 Adaptive Control Theory: Guaranteed Robustness with Fast Adaptation**. Philadelphia, PA, USA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010. ISBN 0898717043, 9780898717044.
- IEA. **Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems**. [S.l.: s.n.], 2011.
- _____. **Global EV Outlook 2017**. [S.l.: s.n.], 2017.
- IOANNOU, P. A.; SUN, J. **Robust Adaptive Control**. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1995. ISBN 0-13-439100-4.
- JAVIED, T. et al. A study on electric energy consumption of manufacturing companies in the german industry with the focus on electric drives. **Procedia CIRP**, v. 41, p. 318 – 322, 2016.

- KARTTUNEN, J. et al. Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 5, p. 2185–2196, May 2014. ISSN 0278-0046.
- KASA, N.; WATANABE, H. Position and speed sensorless control method for salient-pole brushless dc motor with estimated values correction. v. 117, p. 1488–1494, 01 1997.
- KHALIL, H. **Nonlinear Systems**. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. (Pearson Education). ISBN 9780130673893.
- KRSTIC, M.; KOKOTOVIC, P. V.; KANELLAKOPOULOS, I. **Nonlinear and Adaptive Control Design**. 1st. ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1995. ISBN 0471127329.
- KSHIRSAGAR, P. et al. Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for smpm machines in fan-type applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 2402–2413, Nov 2012. ISSN 0093-9994.
- KUMAR, R. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives. **IET Electric Power Applications**, Institution of Engineering and Technology, v. 9, p. 496–511(15), August 2015. ISSN 1751-8660.
- KWON, T.-S.; SHIN, M.-H.; HYUN, D.-S. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using luenberger observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, p. 864–869, July 2005. ISSN 0885-8993.
- LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 1, p. 57–65, Feb 2005. ISSN 0278-0046.
- LOUKIANOV, A. et al. Discrete-time sensorless control of permanent magnet synchronous motors. In: **2011 8th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.
- MARINE, R.; SANTOSUOSSO, G. L.; TOMEI, P. Robust adaptive observers for nonlinear systems with bounded disturbances. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 46, n. 6, p. 967–972, Jun 2001. ISSN 0018-9286.
- MARINO, R.; TOMEI, P. Global adaptive observers for nonlinear systems via filtered transformations. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 37, n. 8, p. 1239–1245, Aug 1992. ISSN 0018-9286.
- MASARU, Y. S. H.; KEIJU, M. The sensorless position estimation of salient-pole brushless dc motors and its stability. v. 117, p. 179–182, 1998.
- MORAWIEC, M. The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1047–1055, May 2013. ISSN 1551-3203.
- _____. Z-type observer backstepping for induction machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2090–2102, April 2015. ISSN 0278-0046.

- NGUYEN, A. T. et al. A model reference adaptive control-based speed controller for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2018. ISSN 0278-0046.
- NOGUCHI, T. Trends of permanent-magnet synchronous machine drives. v. 2, p. 125 – 142, 03 2007.
- OGATA, K. **Discrete-time Control Systems**. [S.l.]: Prentice Hall, 1995. ISBN 9780130342812.
- _____. **Modern Control Engineering**. [S.l.]: Prentice Hall, 2010. (Instrumentation and controls series). ISBN 9780136156734.
- OLALLA, C. et al. Lmi robust control design for boost pwm converters. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 75–85, January 2010. ISSN 1755-4535.
- PACAS, M. Sensorless drives in industrial applications. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 2, p. 16–23, June 2011. ISSN 1932-4529.
- PARK, N. C.; KIM, S. H. Simple sensorless algorithm for interior permanent magnet synchronous motors based on high-frequency voltage injection method. **IET Electric Power Applications**, v. 8, n. 2, p. 68–75, February 2014. ISSN 1751-8660.
- PARK, Y.; SUL, S. K. Sensorless control method for pmsm based on frequency-adaptive disturbance observer. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 2, p. 143–151, June 2014. ISSN 2168-6777.
- PIIPPO, A.; HINKKANEN, M.; LUOMI, J. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of pmsm drives. In: **31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–. ISSN 1553-572X.
- PO-NGAM, S.; SANGWONGWANICH, S. Stability and dynamic performance improvement of adaptive full-order observers for sensorless pmsm drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 2, p. 588–600, Feb 2012. ISSN 0885-8993.
- RADISAVLJEVIC-GAJIC, V. Linear observers design and implementation. In: **Proceedings of the 2014 Zone 1 Conference of the American Society for Engineering Education**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- SASSI, A. et al. Full order adaptive observer design for time delay bilinear system. In: **2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 267–272.
- SEPULCHRE, R.; JANKOVIĆ, M.; KOKOTOVIĆ, P. **Constructive Nonlinear Control**. [S.l.]: W.H. Freeman., 1997. (Communications and control engineering). ISBN 9783540761273.
- SHIGEO, M. Trend of permanent magnet synchronous machines. **IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering**, v. 2, n. 2, p. 101–108, 2006.
- STEPANYAN, V.; HOVAKIMYAN, N. Robust adaptive observer design for uncertain systems with bounded disturbances. **IEEE Transactions on Neural Networks**, v. 18, n. 5, p. 1392–1403, Sept 2007. ISSN 1045-9227.

- TAKESHITA, T. et al. Back emf estimation-based sensorless salient-pole brushless dc motor drives. **IEEJ Transactions on Industry Applications**, v. 117, n. 1, p. 98–104, 1997.
- THOUNTHONG, P. et al. Nonlinear differential flatness-based speed/torque control with state-observers of permanent magnet synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2874–2884, May 2018. ISSN 0093-9994.
- TOMITA, M. et al. New sensorless control for brushless dc motors using disturbance observers and adaptive velocity estimations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 2, p. 274–282, Apr 1998. ISSN 0278-0046.
- TRABELSI, R. et al. Backstepping control for an induction motor with an adaptive backstepping rotor flux observer. In: **Control Automation (MED), 2010 18th Mediterranean Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 5–10.
- TRAORE, D.; LEON, J. d.; GLUMINEAU, A. Sensorless induction motor adaptive observer-backstepping controller: experimental robustness tests on low frequencies benchmark. **IET Control Theory Applications**, v. 4, n. 10, p. 1989–2002, October 2010. ISSN 1751-8644.
- VARGAS, J. A. R.; GULARTE, K. H. M.; HEMERLY, E. M. Adaptive observer design based on scaling and neural networks. **IEEE Latin America Transactions**, v. 11, n. 4, p. 989–994, June 2013. ISSN 1548-0992.
- VIEIRA, R. P. et al. Electrical parameters identification of hermetic refrigeration compressors with single-phase induction machines using rls algorithm. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- _____. Discrete-time sliding mode speed observer for sensorless control of induction motor drives. **IET Electric Power Applications**, v. 6, n. 9, p. 681–688, November 2012. ISSN 1751-8660.
- _____. Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4573–4582, Sept 2014. ISSN 0278-0046.
- VOLPATO, C. et al. Adaptive observer for sensorless permanent magnet synchronous machines with online pole placement. In: **2017 Brazilian Power Electronics Conference. COBEP 2017**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- _____. Observador de estados aplicado a máquinas síncronas de ímãs permanentes utilizando alocação de polos em tempo real. In: **2017 Seminário de Eletrônica de Potência e Controle. SEPOC 2017**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- VONKOMER, J.; ÖALMAN, M. On the stability of current based mras. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3018–3023. ISSN 1553-572X.
- WANG, G. et al. Sensorless control of ipmsm drives using a pseudo-random phase-switching fixed-frequency signal injection scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 10, p. 7660–7671, Oct 2018. ISSN 0278-0046.

- WU, H.; SU, W.; LIU, Z. Pid controllers: Design and tuning methods. In: **2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 808–813. ISSN 2156-2318.
- YAN, Z.; JIN, C.; UTKIN, V. Sensorless sliding-mode control of induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 6, p. 1286–1297, Dec 2000. ISSN 0278-0046.
- YANG, S. C.; CHEN, G. R. High-speed position-sensorless drive of permanent-magnet machine using discrete-time emf estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 6, p. 4444–4453, June 2017. ISSN 0278-0046.
- YIN, Z. et al. Research on anti-error performance of speed and flux estimation for induction motors based on robust adaptive state observer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3499–3510, June 2016. ISSN 0278-0046.
- _____. Stability and dynamic performance improvement of adaptive full-order observers in sensorless induction motor drives. In: **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 361–366.

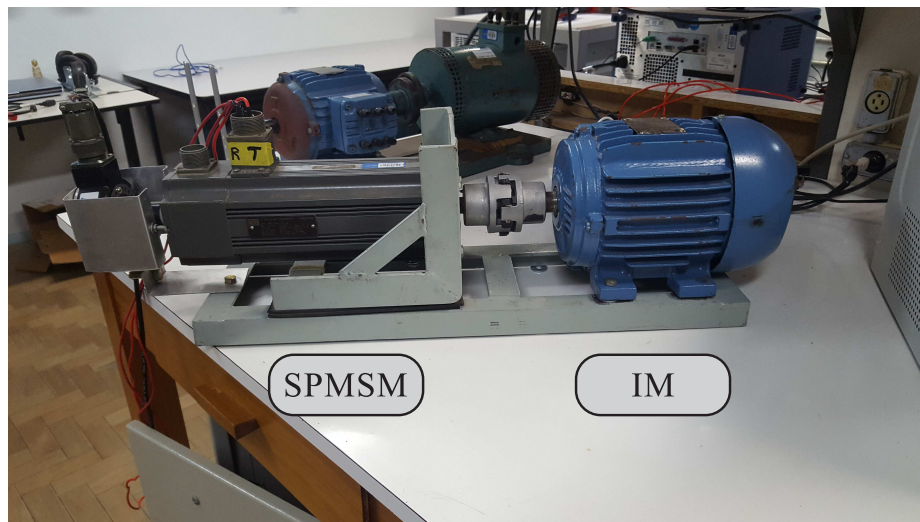
Apêndice A - Bancadas experimentais

O protótipo utilizado para obtenção dos resultados experimentais referentes ao estudo para máquinas síncrona de ímãs permanentes internos, é apresentado na Figura e contém as seguintes características

- Processador DSP Texas Instruments de ponto fixo 16 bits, modelo TMS320F2812, com *clock* de 150 MHz;
- Modulação do tipo PWM com abordagem geométrica para acionamento das chaves, descrita em .
- Uma máquina síncrona de ímãs permanentes, modelo SWA 56-7, da fabricante WEG.
- *encoder* incremental 8 bits;
- frequência de amostragem e chaveamento de 5 kHz;

O motor síncrono utilizado está apresentado na Figura 2.21 e os parâmetros são apresentados na Tabela 1.

Figura .1: Vista da bancada experimental com SPMSM.



Fonte: Próprio autor.

A primeira bancada experimental, utilizada para obtenção dos resultados experimentais para máquinas síncrona de ímãs permanentes superficiais, é mostrada na Figura e possui as seguintes características:

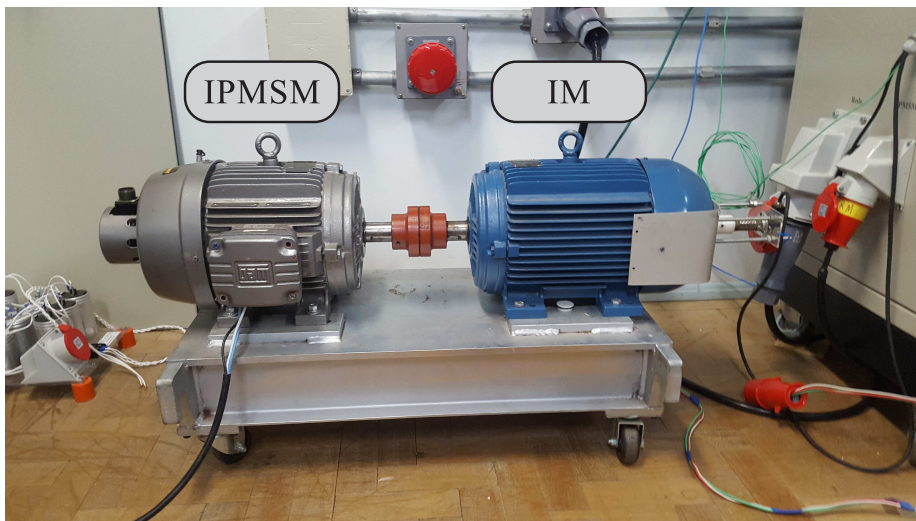
Parâmetro	Descrição	Valor
	Potência	1.5 kW
ω_r	Velocidade nominal	314 rad/s
p	Número de pares de pólos	4
R	Resistência do estator	0.565 Ω
L	Indutância do estator	2.7 mH
λ_m	Constante de fluxo	0.1023 V/rad/s

Tabela 1: Parâmetros do SPMSM

- Processador DSP Texas Instruments de ponto flutuante 32 bits, modelo TMS320F28335, com *clock* de 150 MHz;
- Modulação do tipo PWM com abordagem geométrica para acionamento das chaves, descrita em .
- Uma máquina síncrona de ímãs permanentes, modelo Wmagnet, da fabricante WEG.
- *encoder* absoluto 8 bits.
- frequência de amostragem e chaveamento de 10 kHz;

O motor utilizado está apresentado na Figura 2.22 e os parâmetros são apresentados na Tabela 2.

Figura .2: Vista da bancada experimental com IPMSM.



Fonte: Próprio autor.

Para ambas bancadas experimentais, uma fonte de tensão CC de 500 V foi utilizada como fonte de potência elétrico do sistema. A velocidade do motor foi adquirida derivando a posição obtida pelo *encoder* através de um filtro de variáveis de estados. As correntes

foram medidas utilizando sensores de efeito *hall* e as tensões estatóricas foram obtidas pela relação entre a tensão CC do barramento e o índice de modulação do conversor.

Parâmetro	Descrição	Valor
	Potência	11 kW
ω_r	Velocidade nominal	188 rad/s
p	Número de pares de pólos	3
R	Resistência do estator	0.5 Ω
L_d	Indutância do eixo d	20,1 mH
L_q	Indutância do eixo q	40,9 mH
λ_m	Constante de fluxo	0.5126 V/rad/s

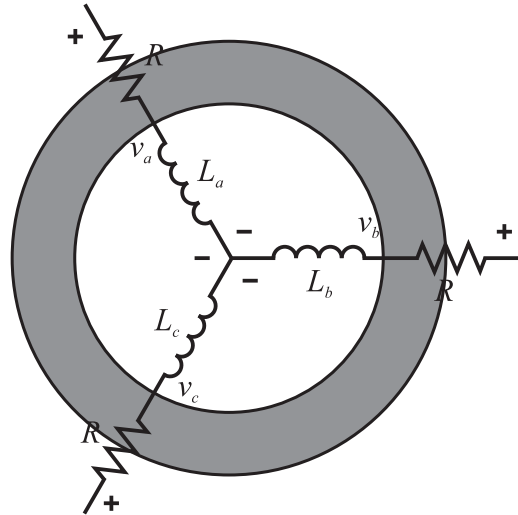
Tabela 2: Parâmetros do IPMSM

Apêndice B - Modelo matemático do motor síncrono de ímãs permanentes

A modelagem precisa da máquina síncrona é essencial para a análise e projeto do estimador de velocidade rotórica. Além disso, é necessário que o modelo obtido seja referido para o referencial síncrono para que os controladores clássicos PI tenham desempenho adequado.

Para modelagem apresentada a seguir é considerado um motor síncrono de pólos salientes trifásico com estator conectado em estrela. Os enrolamentos das três fases são iguais e distribuídos senoidalmente (GABBI, 2015). O circuito equivalente do PMSM é mostrado na Figura .3.

Figura .3: Circuito equivalente do PMSM.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando as leis de Kirchoff ao circuito elétrico apresentado na Figura .3, o modelo matemático do circuito elétrico do PMSM é obtido como,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_a^r \\ \lambda_b^r \\ \lambda_c^r \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

onde v_a , v_b e v_c são as tensões estatóricas de fase, i_a , i_b e i_c as correntes estatóricas de fase, λ_a , λ_b e λ_c os fluxos estatóricos, L_a , L_b e L_c as indutâncias estatóricas, M_{ab} , M_{ac} e

M_{bc} as indutâncias mutuas entre fases, R a resistência estatórica e λ_a^r , λ_b^r e λ_c^r os fluxos concatenados do rotor para as fases.

Considerando as variações de relutância segundo a direção radial do rotor, que ocorre em PMSM de ímãs salientes, podem ser modeladas em função do ângulo de deslocamento do rotor e da distribuição senoidal do flux do entreferro (BERNARDES, 2013), e são dadas por,

$$L_a = L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e + \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{B.3})$$

$$L_b = L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e - \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{B.4})$$

$$L_c = L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e + \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{B.5})$$

$$M_{ab} = -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e + \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{B.6})$$

$$M_{ac} = -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e - \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{B.7})$$

$$M_{bc} = -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{B.8})$$

onde L_s e L_m são indutâncias dependentes das características construtivas da máquina. A partir das equações mostrada acima, pode-se perceber que o entreferro é modelado como uma função periódica, dependente da posição do motor.

Os fluxos magnéticos λ_a^r , λ_b^r e λ_c^r são funções senoidais e podem ser representadas por,

$$\lambda_a^r = \lambda_m \cos(\theta_e) \quad (\text{B.9})$$

$$\lambda_b^r = \lambda_m \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{B.10})$$

$$\lambda_c^r = \lambda_m \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{B.11})$$

O processo de transformar sistemas trifásicos equilibrados em um sistema bifásico é extensamente utilizado na literatura. Essa transformação é conhecida como transformada de Clarke e sua matriz de transformação é dada por,

$$T_{\alpha,\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

Multiplicando a matriz de transformação (B.12) em (B.1) e (B.2), tem-se as equações do circuito elétrico do PMSM em coordenadas bifásicas.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + L_m \cos(2\theta_e) & L_m \sin(2\theta_e) \\ L_m \sin(2\theta_e) & L_s - L_m \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_\alpha^r \\ \lambda_\beta^r \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

onde o fluxo rotórico em eixos $\alpha\beta$ é dado por,

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha^r \\ \lambda_\beta^r \end{bmatrix} = \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

Substituindo os termos (B.14) e (B.15) em (B.13), tem-se que,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} L_m \cos(2\theta_e) & L_m \sin(2\theta_e) \\ L_m \sin(2\theta_e) & -L_m \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \\ + \rho \begin{bmatrix} L_s \cos(2\theta_e) \\ L_s \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \rho \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

Para poder utilizar os controladores tradicionais PI de forma efetiva para o PMSM, deve-se referenciar o modelo bifásico estacionário e uma referência bifásica rotacionária. Essa mudança de referencial é conhecida como transformada de Park, e tem sua matriz de transformação dada por,

$$T_{d,q} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

A representação física da transformada de Park para o PMSM está ilustrada na Figura .4.

Renomeando as componentes paramétricas do motor, obtém-se as indutâncias de eixo d e q como,

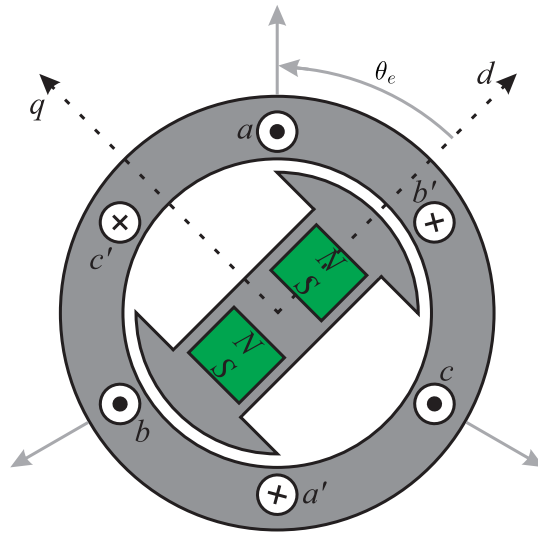
$$L_d = (L_s + L_m) \quad (\text{B.18})$$

$$L_q = (L_s - L_m) \quad (\text{B.19})$$

Por fim, a transformação de Park é aplicada na equação (B.16) e o modelo utilizado nos Capítulos 2 e 3 é alcançado e dado por,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

Figura .4: Representação da transformada de Park para o PMSM.



Apêndice C - Projeto dos controladores de corrente e velocidade para o motor síncrono de ímãs permanentes

A estratégia de controle por orientação de campo identifica o fluxo rotórico do PMSM, e assim, controla independentemente a produção de torque e fluxo, facilitando o projeto dos controladores.

O controlador PI de velocidade é definido como,

$$G_{c\omega}(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{sk_{p\omega} + k_{i\omega}}{s} \quad (\text{C.1})$$

onde $k_{p\omega}$ e $k_{i\omega}$ são os ganhos do regulador tipo PI.

A função de transferência de um controlador PI é amplamente difundida e diversos métodos de projeto são apresentados na literatura, como as técnicas Ziegler-Nichols, Haalman, alocação de pólos e métodos gráficos (WU; SU; LIU, 2014).

Nesse trabalho foi escolhido um projeto analítico, considerando a resposta em frequência do sistema em malha fechada, para escolha dos ganhos k_p e k_i . Assim, a equação (C.1) é reescrita como,

$$G_{c\omega}(s) = \gamma_\omega \frac{(s - r_\omega)}{s} \quad (\text{C.2})$$

O modelo mecânico de uma máquina elétrica é dado por,

$$G_p(s) = \frac{\omega_r}{T_e} = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} \quad (\text{C.3})$$

onde T_e é o torque eletromagnético, J é o momento de inércia e B é o coeficiente de atrito.

O comportamento de um sistema de controle convencional em malha fechada com realimentação unitário é dado por,

$$G_{MF}(s) = \frac{C_c(s)C_p(s)}{C_c(s)C_p(s) + 1} \quad (\text{C.4})$$

Substituindo as equações da planta e do controlador em (C.4), tem-se que,

$$G_{MF}(s) = \frac{\gamma_\omega \frac{(s-r_\omega)}{s} \frac{\frac{1}{J}}{s+\frac{B}{J}}}{\gamma_\omega \frac{(s-r_\omega)}{s} \frac{\frac{1}{J}}{s+\frac{B}{J}} + 1} \quad (\text{C.5})$$

O sistema de controle em malha fechada (C.5) têm o comportamento de um sistema de ordem 2. Selecionando o zero do controlador PI r_ω como o mesmo valor do polo da planta, (C.5) tem seu comportamento simplificado como,

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{\gamma_\omega}{J}}{s + \frac{\gamma_\omega}{J}} \quad (\text{C.6})$$

O comportamento de (C.6) é de um filtro de primeira ordem. Reescrevendo (C.6) têm-se que,

$$G_{MF}(s) = \frac{\omega_n}{s + \omega_n} \quad (\text{C.7})$$

onde ω_n é a largura de banda do controlador em malha fechada.

Os ganhos do controlador PI podem ser isolados em relação a largura de banda do controlador em malha fechada e os parâmetros mecânicos da máquina como,

$$k_{p\omega} = \omega_n J \quad (\text{C.8})$$

$$k_{i\omega} = \omega_n B \quad (\text{C.9})$$

O torque da carga no eixo não foi considerado para o projeto do regulador PI. Diversos trabalhos apresentam formas de criar um controlador que considere o distúrbio de carga para o projeto do sistema em malha fechada (CHEN et al., 2017; THOUNTHONG et al., 2018).

O primeiro passo do projeto do controle de um PMSM é a especificação da malha externa de velocidade, que foi realizada acima. O segundo passo é o projeto da malha interna de corrente. Assim, a saída do PI de velocidade, que é o torque de referência, é relacionado com a corrente de referência como,

$$T_e^* = \lambda_m i_q^* \quad (\text{C.10})$$

O controlador PI de corrente é definido como,

$$G_{ce}(s) = k_{pe} + \frac{k_{ie}}{s} = \frac{sk_{pe} + k_{ie}}{s} \quad (\text{C.11})$$

onde k_{pe} e k_{ie} representam os ganhos proporcionais e integrais do regulador PI.

Da mesma forma do controlador de velocidade, a função de transferência pode ser reescrita com o intuito de isolar o zero do controlador como,

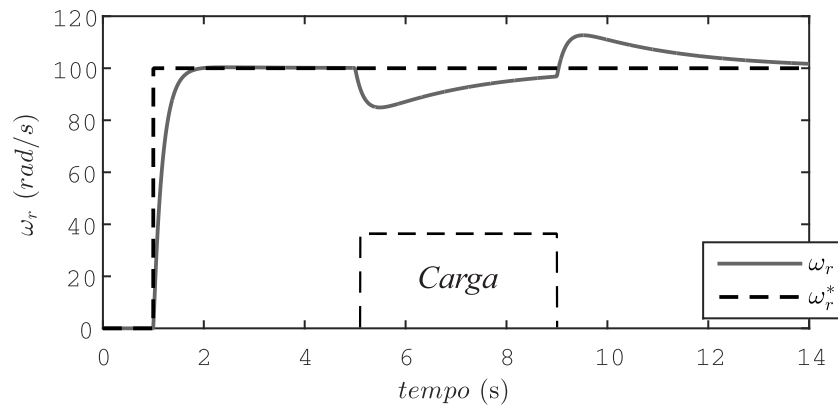
$$G_{ce}(s) = \gamma_e \frac{(s - r_e)}{s} \quad (\text{C.12})$$

Considerando que o acoplamento entre os eixos d e q são distúrbios do sistema de controle, utiliza-se o modelo obtido no Apêndice B para obter a função de transferência da planta e é dada por,

$$G_{pe}(s) = \frac{\frac{1}{L}}{s + \frac{R}{L}} \quad (\text{C.13})$$

Para a máquina síncrona de ímãs permanentes internos, é necessário realizar esse

Figura .5: Resultados de simulação do controlador de velocidade.



Fonte: Próprio autor.

projeto para os dois eixos no referencial síncrono.

Em malha fechada com realimentação unitária e com o zero do controlador igual ao polo da planta, o comportamento do sistema elétrico em malha fechada é obtido como,

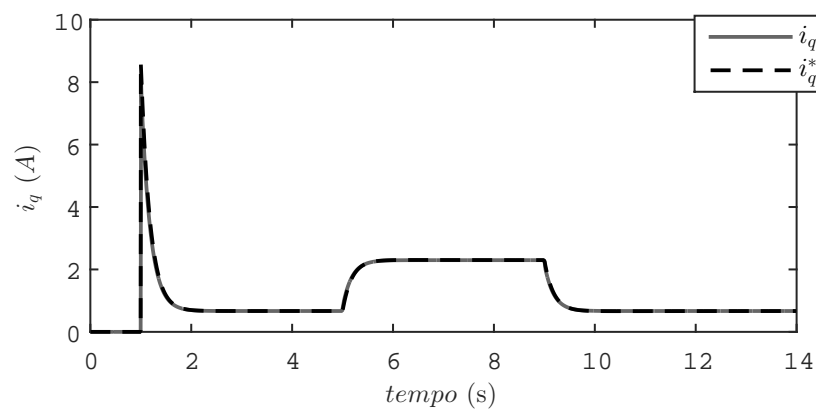
$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{\gamma_e}{L}}{s + \frac{\gamma_e}{L}} = \frac{\omega_e}{s + \omega_e} \tag{C.14}$$

Logo, os ganhos k_{pe} e k_{ie} são isolados e dados por,

$$k_{pe} = \omega_e L \tag{C.15}$$

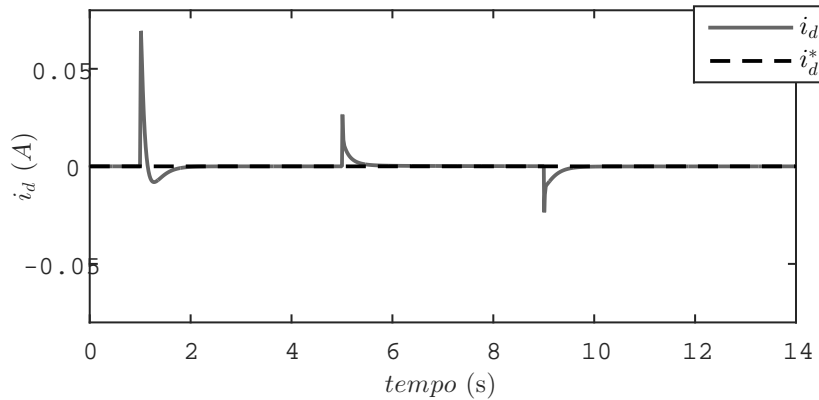
$$k_{ie} = \omega_e R \tag{C.16}$$

Figura .6: Resultados de simulação do controlador de corrente do eixo q.



Fonte: Próprio autor.

Figura .7: Resultados de simulação do controlador de corrente do eixo d.



Fonte: Próprio autor.

Assim, pode-se ajustar o comportamento da corrente do PMSM selecionando adequadamente o ganho ω_e . Como o acoplamento não foi considerado no projeto do controlador, a resposta no tempo das correntes não seguirá com precisão a expressão obtida em (C.14). A literatura apresenta algumas formas de considerar os distúrbios no projeto do controlador, (GABBI et al., 2017; KARTTUNEN et al., 2014)

Para que o projeto do sistema de controle multi malhas seja valido, é necessário que a malha interna, ou seja, o controle de correntes tenha dinâmica muito mais rápida que a malha externa de velocidade. Assim, uma restrição do projeto do controlador do PMSM é que $\omega_e \gg \omega_n$.

Resultados de simulação são obtidos para comprovar o desempenho do controlador por orientação de campo utilizando reguladores do tipo PI $\omega_n = 6$ rad/s e $\omega_e = 1000$ rad/s. A referência da corrente do eixo d é setada como zero e a referência de velocidade começa com 0 rad/s e é variada para 100 rad/s aos 1 s de simulação. Um degrau de carga é aplicado aos 5 s e é retirado aos 9 s.

A Figura .5 demonstra o desempenho do controlador de velocidade. O resultado mostra que o comportamento de filtro de primeira ordem se mantém quando não existe carga no eixo do PMSM. Durante o degrau de carga o comportamento do sistema em malha fechada fica mais lento, mas não afeta a resposta em regime do controlador.

As Figuras .6 e .7 mostram a resposta dos reguladores de corrente para os eixos d e q. Devido ao elevado valor escolhido para ω_e , o erro do controlador é desprezível em relação da dinâmica mecânica. O efeito do acoplamento entre os eixos de corrente em referencia síncrono é observado na resposta da corrente de eixo d. O distúrbio tem leve impacto na resposta das correntes do PMSM.

O método apresentado é altamente dependente dos parâmetros do PMSM. Métodos adaptativos são presentes na literatura (NGUYEN et al., 2018), onde os parâmetros da máquina são estimados para impor um comportamento desejado ao motor.