

AValiação Comparativa de Observadores em Modo Deslizante  
para Acionamento de Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

João Batista Dias de Oliveira Junior

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS  
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE  
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

---

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.

---

Prof<sup>a</sup>. Maria Dias Bellar, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2007

OLIVEIRA JUNIOR, JOÃO BATISTA DIAS DE

Avaliação Comparativa de Observadores em  
Modo Deslizante para Acionamento de Máquina  
Síncrona de Ímas Permanentes [Rio de Janeiro]  
2007

XII, 95p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,  
Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação – Universidade Federal do Rio  
de Janeiro, COPPE

1. Motor Síncrono
2. Identificação de Parâmetros
3. Observadores
4. Modos Deslizantes
5. Circuito *PLL*
6. Controle Vetorial

I. COPPE/UFRJ    II. Título (série)

## DEDICATÓRIA

Aos meus pais João Batista e Maria Celeste,  
e à minha esposa Patrícia.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiro a Deus, autor da vida, que me abençoou e me guiou permitindo que este trabalho fosse realizado.

Agradeço a minha família pelo apoio em todos os momentos.

Ao CEPEL que disponibilizou o laboratório e os equipamentos para o desenvolvimento desse trabalho.

Agradeço ao meu orientador Prof. Luís Guilherme B. Rolim pela sua paciência e disposição em me ajudar e pelas idéias e soluções que apresentou durante todo o desenvolvimento do trabalho.

Ao meu amigo Felipe José da Costa Padilha pelo incentivo nas horas difíceis e pelos inúmeros momentos em que me ajudou.

Ao Plutarcho Maravilha Lourenço que dedicou seu tempo para me ajudar em um momento decisivo com sua experiência e capacidade técnica.

Ao meu colega Ildejairo Santana que me ajudou inúmeras vezes nos trabalhos de laboratório e por ouvir as reclamações quando as coisas não davam certas.

Agradeço aos meus colegas de trabalho, Ricardo Ficara, Luís Eduardo Marins, Marcos Riva, Michelle Cristina Siriaco, Alessandra Barbosa, Valdecir Machado e Sérgio pelo apoio em todos os momentos.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M. Sc.)

## AValiação Comparativa de Observadores em Modo Deslizante para Aacionamento de Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

João Batista Dias de Oliveira Junior

Março/2007

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta uma análise de dois observadores de estados aplicados na estimação da força contra eletromotriz, posição e velocidade do rotor de uma máquina síncrona de ímãs permanentes (MSIP).

Inicialmente deseja-se conhecer os parâmetros da máquina. É aplicado então, a partir do modelo discreto do MSIP, um método de identificação a fim de se obter um modelo do motor.

Em seguida são apresentadas as equações dos observadores que serão objetos de estudo: observador linear de ordem reduzida, baseado na teoria de Luenberger e observador não-linear por modos deslizantes. São discutidas as principais características desses dois sistemas através de simulações, sendo proposta a utilização de um circuito de sintonia *PLL (Phase Locked Loop)* para que sejam realizadas melhorias no sistema de medição da posição e da velocidade.

Em uma última etapa os observadores são implementados em um processador de sinais digital a fim de se comprovar o desempenho dos observadores com resultados experimentais.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M. Sc.)

COMPARATIVE ANALISYS OF A SLIDING MODE OBSERVER FOR  
PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE DRIVE

João Batista Dias de Oliveira Junior

March/2007

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

This work presents an analysis of two observers applied to the estimation of the back-emf, position and speed of the rotor of a permanent magnet synchronous machine (PMSM).

Initially the parameters of the machine need to be known, then an identification method is applied in order to obtain a model of the motor, starting from the discrete model of PMSM.

The mathematical models of two observers are presented: linear reduced order observer, based on the theory of Luenberger and non-linear observer based in sliding mode theory. The main characteristics of those two systems are discussed through simulations and a synchronizing PLL (Phase Locked Loop) circuit is proposed in order to get improvements in the system.

In a last stage the observers are implemented in a digital signal processor in order to study their performance with experimental results.

## ÍNDICE:

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação .....	2
1.2	Objetivo .....	6
1.3	Estrutura da Dissertação .....	7
<b>2</b>	<b>MODELAGEM E IDENTIFICAÇÃO DO MSIP .....</b>	<b>8</b>
2.1	Introdução .....	8
2.2	Modelo do MSIP .....	8
2.3	Sistemas de Identificação .....	12
2.3.1	Identificador de Parâmetros Baseado em um Regulador Auto Ajustável (Self-Tuning regulator). .....	13
2.3.2	Identificação de Parâmetros Baseada em Lógica Fuzzy .....	15
2.3.3	Estimação por Mínimos Quadrados .....	15
2.4	Resultados Obtidos .....	19
2.4.1	Validação do Modelo.....	21
2.4.2	Considerações sobre o processo de Identificação.....	26
<b>3</b>	<b>ESTRUTURA DOS OBSERVADORES .....</b>	<b>28</b>
3.1	Introdução aos Observadores.....	28
3.2	Observador Linear com Ordem Reduzida.....	30
3.2.1	Observador Linear Para o MSIP.....	31
3.3	Observadores por Modos Deslizantes.....	36
3.3.1	Observador por modos deslizantes aplicado ao MSIP. ....	38
3.3.2	Obtenção da Velocidade e Posição com PLL.....	44
3.4	Comparação dos Observadores com variação de parâmetros. ....	52

3.5	Considerações Sobre o Resultado das Simulações .....	55
4	IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE COMPARATIVA .....	57
4.1	Introdução .....	57
4.2	Implementação do Observador Linear de Ordem Reduzida .....	57
4.3	Implementação do Observador Por Modos Deslizantes .....	60
4.3.1	Partida com Observador .....	63
4.3.2	Implementação do PLL .....	66
4.4	Considerações Finais .....	70
5	CONCLUSÃO GERAL E PROPOSTAS FUTURAS.....	72
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	74
	APÊNDICES .....	78
A	TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS NO MOTOR.....	79
B	CONCEITOS DE SISTEMAS POR MODOS DESLIZANTES.....	81
B.1	Introdução .....	81
B.2	Método do Controle Equivalente. ....	84
B.3	Robustez .....	85
B.4	Chattering e Discretização.....	85
C.	ANÁLISE E SINTONIA DO CIRCUITO PLL.....	87
C.1	Sintonia do PLL .....	87
C.2	Implementação do PLL.....	90
D.	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO INVERSOR.....	95



## ÍNDICE DE FIGURAS:

FIG. 1.1 – MSIP UTILIZADO COM ÍMAS MONTADOS NA SUPERFÍCIE HEXAGONAL.	2
FIG. 1.2 – PRINCIPAIS TÉCNICAS UTILIZADAS EM CONTROLE SEM SENSOR.	3
FIG. 2.1 – SISTEMAS DE COORDENADAS DO MSIP.	9
FIG. 2.2 – IDENTIFICAÇÃO <i>ON-LINE</i> DE PARÂMETROS ELÉTRICOS.	14
FIG. 2.3 – DIAGRAMA DO ESQUEMA DE IDENTIFICAÇÃO.	18
FIG. 2.4 – APLICAÇÃO DO SINAL DE REFERÊNCIA VD.	20
FIG. 2.5 – APLICAÇÃO DO SINAL DE REFERÊNCIA VQ.	20
FIG. 2.6 – SINAL DE CORRENTE ID.	21
FIG. 2.7 – SINAL DE CORRENTE IQ.	22
FIG. 2.8 – RESPOSTA AO TREM DE PULSO DE VQ.	22
FIG. 2.9 – COMPARAÇÃO ENTRE RESPOSTA DO SISTEMA REAL E A SIMULAÇÃO UTILIZANDO PARÂMETROS IDENTIFICADOS.	23
FIG. 2.10 – COMPARAÇÃO ENTRE RESPOSTA DO SISTEMA REAL E A SIMULAÇÃO UTILIZANDO PARÂMETROS IDENTIFICADOS EM [13].	24
FIG. 2.11 – COMPARAÇÃO ENTRE RESPOSTA DO SISTEMA COM AJUSTE NO MOMENTO DE INÉRCIA.	24
FIG. 2.12 – RESPOSTAS DE VELOCIDADE COM MODELO SIMPLIFICADO.	25
FIG. 2.13 – RESPOSTA DE VELOCIDADE DO MODELO SIMPLIFICADO EM MALHA FECHADA.	26
FIG. 2.14 – RESPOSTA DE VELOCIDADE DO MODELO SIMPLIFICADO EM MALHA FECHADA.	26
FIG. 2.15 – RESPOSTA DO SISTEMA COM UM AUMENTO DO TEMPO MORTO.	27
FIG. 3.1 – ESTIMADOR EM MALHA ABERTA	29
FIG. 3.2 – ESTIMADOR EM MALHA FECHADA	29
FIG. 3.3 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE COM O ESTIMADOR LINEAR COM ORDEM REDUZIDA.	33
FIG. 3.4 – RESPOSTA DE VELOCIDADE OBTIDAS POR SIMULAÇÃO COM REFERÊNCIA DE 1200 RPM.	34
FIG. 3.5 – POSIÇÃO ÂNGULAR OBTIDA POR SIMULAÇÃO PARA REFERÊNCIA DE 1200 RPM.	34
FIG. 3.6 – VELOCIDADE COM REFERENCIA SENOIDAL	35
FIG. 3.7 – POSIÇÃO COM REFERÊNCIA SENOIDAL.	35
FIG. 3.8 – VELOCIDADE COM REFERÊNCIA TRIANGULAR	36
FIG. 3.9 – POSIÇÃO COM REFERÊNCIA TRIANGULAR	36
FIG. 3.10 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTRUTURA DO OBSERVADOR	39
FIG. 3.11 – ESTRUTURA DO OBSERVADOR DE CORRENTE	40
FIG. 3.12 – CONTROLE COM OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES	42
FIG. 3.13 – VELOCIDADE OBTIDA POR SIMULAÇÃO (1200 RPM)	43

FIG. 3.14 – POSIÇÕES OBTIDAS POR SIMULAÇÃO (1200 RPM)	43
FIG. 3.15 – POSIÇÃO E OBTIDAS POR SIMULAÇÃO	44
FIG. 3.16 – DIAGRAMA DO SISTEMA COMPLETO COM <i>PLL</i>	45
FIG. 3.17 – VELOCIDADE OBTIDA COM <i>PLL</i> (1200 RPM)	46
FIG. 3.18 – POSIÇÕES MEDIDA E ESTIMADA COM COM DIFERENÇA DE FASE.	46
FIG. 3.19 – POSIÇÕES MEDIDA E ESTIMADA COM CORREÇÃO DE FASE.	47
FIG. 3.20 – RESPOSTA COM REFERÊNCIA NEGATIVA .	47
FIG. 3.21 – POSIÇÕES COM REFERÊNCIA NEGATIVA.	48
FIG. 3.22 – RASTREAMENTO DE VELOCIDADE COM INVERSÃO.	48
FIG. 3.23 – RASTREAMENTO COM REFERÊNCIA SENOIDAL.	49
FIG. 3.24 – POSIÇÃO COM REFERÊNCIA SENOIDAL.	49
FIG. 3.25 – RASTREAMENTO COM REFERÊNCIA TRIANGULAR.	50
FIG. 3.26 – DETALHE DA POSIÇÃO COM REFERÊNCIA TRIANGULAR.	50
FIG. 3.27 – VELOCIDADE OBTIDAS POR SIMULAÇÃO COM DOIS <i>PLL</i> EM CASCATA	51
FIG. 3.28 – POSIÇÕES OBTIDAS POR SIMULAÇÃO COM DOIS <i>PLL</i> EM CASCATA	51
FIG. 3.29 – VELOCIDADES COM VARIAÇÃO DE PARÂMETROS.	52
FIG. 3.30 – PERDA DE SINCRONISMO SOB VARIAÇÃO DE PARÂMETRO.	53
FIG. 3.31 – RESPOSTA DO OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES COM VARIAÇÃO DE PARÂMETROS.	53
FIG. 3.32 – POSIÇÕES COM VARIAÇÃO DE PARÂMETROS.	54
FIG. 3.33 – RESPOSTA DE VELOCIDADE COM VARIAÇÃO DE PARÂMETROS.	54
FIG. 3.34 – RESPOSTAS DE VELOCIDADE COM VARIAÇÃO DE PARÂMETROS.	55
FIG. 4.1 – RESPOSTAS AO DEGRAU DE VELOCIDADE (1200 RPM).	57
FIG. 4.2 – RESPOSTAS AO DEGRAU DE VELOCIDADE (1800 RPM)	58
FIG. 4.3 – RESPOSTA DE VELOCIDADE COM REALIMENTAÇÃO PELO OBSERVADOR (1000 RPM).	58
FIG. 4.4 – POSIÇÕES MEDIDA E ESTIMADA.	59
FIG. 4.5 – RESPOSTA AO DEGRAU DE 1200 RPM	59
FIG. 4.6 – POSIÇÕES MEDIDA E ESTIMADA.	60
FIG. 4.7 – POSIÇÕES PARA 800 RPM.	61
FIG. 4.8 – RESPOSTA DE VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA PARA 1200 RPM	62
FIG. 4.9 – POSIÇÕES MEDIDA E ESTIMADA (1200 RPM)	62
FIG. 4.10 – PARTIDA DO MOTOR	63
FIG. 4.11 – RAMPA DE VELOCIDADE	64
FIG. 4.12 – POSIÇÃO UTILIZADA NA PARTIDA DO MOTOR	65
FIG. 4.13 – RESPOSTA DE VELOCIDADE COM VARIÁVEIS ESTIMADAS MALHA DE REALIMENTAÇÃO.	65
FIG. 4.14 – POSIÇÕES MEDIDA E ESTIMADA COM AS VARIÁVEIS ESTIMADAS NA MALHA DE REALIMENTAÇÃO.	66
FIG. 4.15 – VELOCIDADE OBTIDA PELO <i>PLL</i> E MEDIDA.	67

FIG. 4.16 – POSIÇÕES MEDIDA E OBTIDA PELO <i>PLL</i> .	67
FIG. 4.17 – RESPOSTA AO DEGRAU DE 1800 RPM.	68
FIG. 4.18 – POSIÇÕES MEDIDA E OBTIDA DO <i>PLL</i> (1800 RPM)	68
FIG. 4.19 – RESPOSTA AO DEGRAU DE 1200 RPM EM MALHA FECHADA.	69
FIG. 4.20 – POSIÇÕES MEDIDA E OBTIDA DO <i>PLL</i> (1200 RPM)	70
FIG. B.1 – SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO	81
FIG. B.2 – SUBSISTEMAS LINEARES INSTÁVEIS.	82
FIG. B.3 – ESTABILIDADE ASSINTÓTICA.	83
FIG. C.1 – ESTRUTURA DO <i>PLL</i>	87
FIG. C.2 – CIRCUITO <i>PLL</i> LINEARIZADO.	89
FIG. C.3 – CIRCUITO <i>PLL</i>	90
FIG. C.4 – COMPONENTE BETA DE ENTRADA DO <i>PLL</i> .	91
FIG. C.5 – COMPONENTE ALFA DE ENTRADA DO <i>PLL</i> .	91
FIG. C.6 – COMPONENTE ALFA SINTONIZADA PELO <i>PLL</i> .	92
FIG. C.7 – COMPONENTE BETA SINTONIZADA PELO <i>PLL</i> .	92
FIG. C.8 – POSIÇÃO SINTONIZADA PELO CIRCUITO <i>PLL</i> .	93
FIG. C.9 – VELOCIDADE SINTONIZADA PELO <i>PLL</i> .	93
FIG. C.10 – VELOCIDADE APÓS O FILTRO.	94
FIG. C.11 – ENTRADA DO CONTROLADOR PI NO CIRCUITO <i>PLL</i> .	94

## LISTA DE SÍMBOLOS:

$U$	Vetor Tensão
$R$	Resistência
$I$	Corrente
$\Psi$	Enlace de Fluxo Magnético
$L$	Indutância
$\lambda_0$	Fluxo do Ímã
$\theta$	Posição angular elétrica do rotor
$\theta_m$	Posição angular mecânica do rotor
$\omega$	Velocidade angular
$e_{\alpha,\beta}$	Componente da força contra eletromotriz induzida
$z_{\alpha,\beta}$	Componente chaveada da força contra eletromotriz induzida
$N$	Números de pares de pólos
$J$	Momento de Inércia
$\tau_l$	Torque de carga
$\tau_e$	Torque eletromagnético
$L_d$	Indutância de eixo direto
$L_q$	Indutância de quadratura
$id_k$	Corrente de eixo direto discretizada
$iq_k$	Corrente de quadratura discretizada
$\omega_k$	Velocidade angular discretizada
$vd_k$	Tensão de eixo direto discretizada
$vq_k$	Tensão de eixo em quadratura discretizada
$\Phi$	Parâmetro do modelo discreto
$\Gamma$	Parâmetro do modelo discreto

# 1 INTRODUÇÃO

Historicamente, tem sido crescente a busca por equipamentos industriais com maior desempenho e melhor relação custo benefício. Isto se deve a alguns fatores, entre os quais podemos citar a competitividade em todos os setores da indústria, que exige um aumento no volume, mas também na qualidade da produção com os menores custos possíveis. Este fator tem como consequência direta a exigência de uma melhora no controle dos processos utilizados em todas estas atividades produtivas, principalmente no acionamento de servo-mecanismos, que são os principais responsáveis pela geração de força e movimento nos sistemas de automação.

Os sistemas de servo-mecanismos têm como elemento principal os motores elétricos, que são responsáveis pela conversão de energia elétrica em trabalho mecânico. Muitos tipos de motores têm sido utilizados nesses sistemas como, por exemplo, o motor de corrente contínua (CC). Nos últimos anos o avanço da tecnologia de semicondutores de potência e de novas técnicas de controle, tornou possível o controle mais preciso dos motores de corrente alternada (CA), que substituem com vantagens os motores CC.

Nesse contexto surge um importante tipo de acionamento, que vem ganhando lugar em aplicações industriais: o Motor Síncrono de Ímã Permanente (MSIP) com Controle Vetorial. Este tipo de máquina possui algumas vantagens importantes, das quais pode-se citar [1]: boa resposta dinâmica, relação torque/volume elevado, alto fator de potência e a maior eficiência.

Na Fig. 1.1 é mostrada a configuração de interesse deste trabalho. Pode-se verificar que a geometria do rotor proporciona um caminho magnético de menor relutância, para o eixo  $q$ , o que fará com que  $L_q > L_d$ .

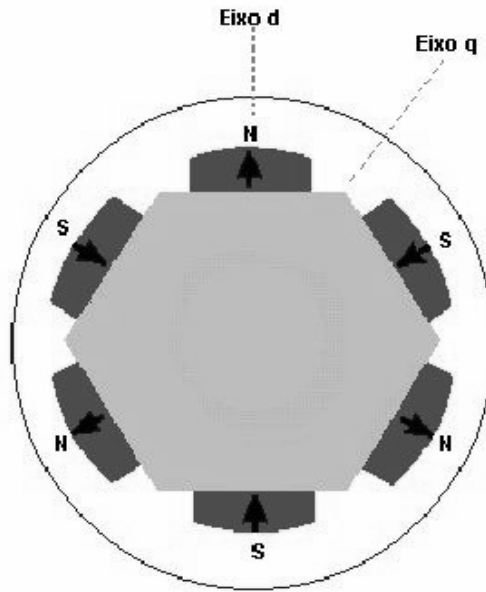


Fig. 1.1 – MSIP utilizado com ímãs montados na superfície hexagonal.

## 1.1 Motivação

A utilização do Controle Vetorial no MSIP depende da informação precisa da posição angular do rotor, obtida a partir de sensores acoplados no eixo da máquina. Atualmente um desafio no controle do MSIP tem sido a eliminação desses sensores mecânicos. Uma porcentagem relevante do custo de muitos equipamentos que utilizam servo-mecanismos reside no uso dos sensores mecânicos acoplados ao eixo das máquinas. Em outras aplicações, existe a preocupação com uma possível fragilização do sistema de acionamento, pela simples presença dos sensores mecânicos. Nesse sentido, a busca por técnicas que permitam estimar a posição e velocidade do motor tem sido empreendida pelos projetistas visando à redução do custo e aumento da confiabilidade do acionamento como um todo, estando assim em sintonia com as necessidades atuais de mercado. Várias propostas têm sido feitas no sentido de estimar as informações necessárias para o controle, eliminando assim a necessidade de utilização do sensor de posição do eixo do motor. Essas técnicas são conhecidas como controle sem sensor (*sensorless control*) e utilizam observadores de estado baseados nas equações do MSIP. Na Fig. 1.2 são apresentadas algumas das principais tecnologias pesquisadas mundialmente, para controle sem sensor do MSIP.

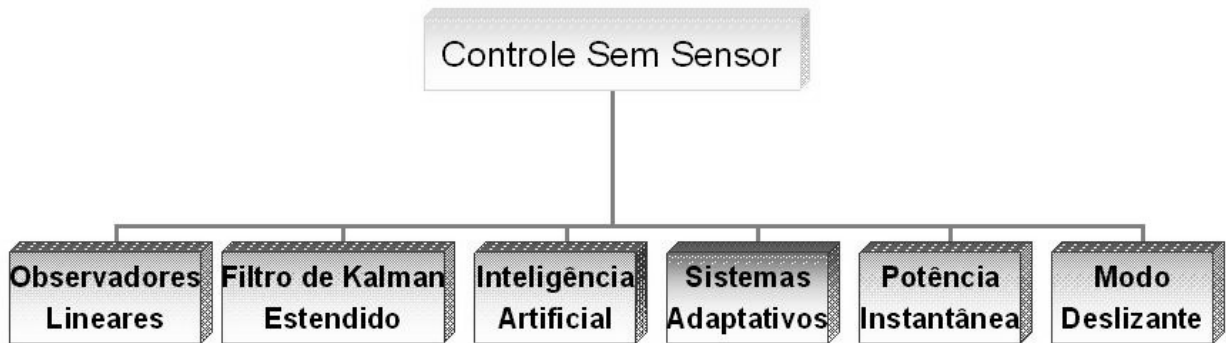


Fig. 1.2 – Principais técnicas utilizadas em controle sem sensor.

### **Observadores Lineares**

A metodologia mais utilizada nessa categoria baseia-se na teoria de Luenberger [2]. Em [3] foi apresentado o projeto de um sistema de acionamento para controle sem sensor do MSIP baseado no observador linear de ordem reduzida. Nesse trabalho foi proposta uma nova entrada de controle que permite desacoplar a corrente do eixo direto com a corrente em quadratura, trazendo algumas vantagens das quais pode-se citar: eliminação do termo não linear tornando possível assim a linearização das equações elétricas do modelo, possibilitando o uso de estratégias de controle linear para determinar as características do sistema. Além disso é também possível realizar a estimação utilizando o observador de ordem reduzida baseado no modelo linearizado.

### **Filtro de Kalman Estendido**

O Filtro de Kalman Estendido é um estimador de estados recursivo ótimo, especialmente projetado para ser usado em sistemas não lineares, com características estocásticas. Este Filtro é capaz de estabelecer a melhor aproximação pela minimização do quadrado do erro, para sistemas sujeitos a distúrbios randômicos [4].

O filtro de Kalman estendido tem sido testado e apresenta um bom resultado, mesmo que parâmetros elétricos e mecânicos sejam imprecisos [5].

## **Observadores Baseados em Inteligência Artificial**

É possível ainda desenvolver estimadores de posição e velocidade empregando métodos que utilizam inteligência artificial, podendo ser lógica nebulosa (*fuzzy*) ou redes neurais artificiais. Tais sistemas podem trazer vários benefícios no controle de motores, pois têm a facilidade de atuar em sistemas altamente não lineares ou em casos onde o modelo matemático é de difícil obtenção. Em [6] foi proposto um método para estimação da posição e velocidade. Nesse trabalho são utilizadas duas redes neurais, que são treinadas para ‘aprender’ o modelo elétrico e mecânico do MSIP. A adaptação é realizada através do treinamento *on-line* utilizando o erro de predição de corrente. A utilização de redes neurais artificiais no processo de estimação proporciona muitas vantagens, como: robustez, adaptação não-linear e habilidade de aprendizagem [7]-[8].

## **Sistemas Adaptativos**

Aplicações de sistemas adaptativos com modelo de referência (*MRAS – Model Reference Adaptive System*), vêm sendo largamente analisadas e utilizadas em sistemas de controle sem sensor de Máquinas CA incluindo o MSIP. Em [9]-[10] alguns algoritmos adaptativos são propostos para ajustar o torque do motor e atingir uma resposta dinâmica rápida durante os transitórios, com boa rejeição a distúrbios e boa robustez no sistema de acionamento como um todo.

## **Estimadores Baseados na Potência Instantânea**

A potência instantânea contém informações importantes para estimar a posição e velocidade do rotor. Neste método a posição é calculada através de um modelo, e o erro da posição é estimado pela informação da potência instantânea [11].

Em um segundo passo, é assumida a situação ideal, onde a posição e velocidade do modelo coincidem com os valores reais do rotor. Desse modo, se as informações de posição e velocidade do modelo não forem iguais às do rotor, uma informação de erro aparece como uma diferença da potência instantânea. Com isto, pode-se corrigir o erro de velocidade entre o rotor e o modelo de velocidade.



## Observador em Modos Deslizantes

Este método permite realizar a estimação da velocidade e posição através da força contra eletromotriz induzida de um motor, tendo como base uma técnica muito utilizada em engenharia de controle conhecida como modos deslizantes.

Primeiramente é projetado um observador de corrente utilizando as equações dinâmicas elétricas do modelo do MSIP. Este observador possui como variáveis de entrada as correntes e tensões no sistema de coordenadas fixas  $(\alpha, \beta)$ , sendo as correntes nos eixos a variável que pretende-se estimar nessa etapa do processo. A corrente estimada é somada com o valor real da corrente medida nos terminais do motor. A partir dessa soma algébrica surge o sinal do erro de corrente que é utilizado para realimentar o estimador de corrente. O sinal de realimentação é aplicado a uma função sinal que é base para sistemas por modos deslizantes [12].

A saída do observador descrito acima fornece como saída uma estimativa da força contra-eletromotriz induzida (*back-EMF*) contendo a informação de posição e velocidade do rotor do MSIP.

Recentemente, foram desenvolvidos conjuntamente entre o PEE/COPPE e o Cepel (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica) alguns projetos de pesquisa visando o controle do MSIP, dos quais resultaram duas dissertações de Mestrado. No primeiro trabalho [13] foi desenvolvida uma técnica de estimação baseada nas características do motor e nas tensões e correntes aplicadas em sua entrada. Uma plataforma experimental específica foi então construída em função da metodologia aplicada. O segundo trabalho [14] surgiu da necessidade de se ampliar as possibilidades das pesquisas. Nesse trabalho foi desenvolvida uma bancada para controle eletrônico de motores utilizando um processador de sinais digitais. Com a criação dessa bancada tornou-se possível realizar pesquisas das diferentes técnicas sem a necessidade de refazer a plataforma para cada técnica específica. Foi também desenvolvido um modelo de software aberto em linguagem C permitindo que os algoritmos sejam implementados e modificados com facilidade. Para comprovar a funcionalidade da bancada foi desenvolvido o acionamento de um motor síncrono de ímã permanente, o qual é alimentado por um inversor fonte de tensão com técnica de chaveamento por modulação da largura de pulso com vetor espacial, sendo implementado o controle orientado pelo campo (controle vetorial).

Dando continuidade a essa linha de pesquisa, propõe-se neste trabalho a implementação de um acionamento sem sensor, baseado na técnica de modos deslizantes.

Em [14] foi indicado que o desempenho do observador linear, no acionamento da MSIP em questão, poderia apresentar grande sensibilidade a variações de parâmetros. Isto serviu de motivação para a escolha da técnica de modos deslizantes para realização deste trabalho, pois uma das potenciais vantagens desta técnica é a baixa sensibilidade a variações de parâmetros. Adicionalmente, é proposta neste trabalho a utilização de um circuito PLL acoplado à saída do observador de modo deslizante, para obtenção de sinais de posição e velocidade livres de ruídos. Este tipo de aplicação de PLL em acionamentos é um assunto pouco explorado na literatura.

## 1.2 Objetivo

O presente trabalho tem como principal objetivo apresentar uma análise comparativa entre duas metodologias de acionamento sem sensor para MSIP: a técnica de modos deslizantes e a técnica que emprega observador linear de ordem reduzida, apresentada em [3], realizando experimentos em bancada para comprovar os resultados.

Em termos específicos, são estabelecidos também os seguintes objetivos:

- Realizar a identificação paramétrica do MSIP a partir de uma técnica baseada nas equações em espaços de estados do modelo em coordenadas  $(d, q)$  do motor;
- Apresentar o projeto de um observador por modos deslizantes para o MSIP e sua validação preliminar através de simulações computacionais;
- Implementar no DSP de ponto fixo do arranjo experimental desenvolvido em [14], um controle sem sensor para o MSIP, com o observador por modos deslizantes;
- Obter uma suficiente massa de dados experimentais de resposta dinâmica, que permita discutir e analisar o desempenho e diferenças dos resultados do observador não-linear de modos deslizantes com um observador linear de ordem reduzida, estabelecendo assim uma análise comparativa qualitativa e quantitativa do desempenho entre eles.

### **1.3 Estrutura da Dissertação**

Este trabalho é apresentado em cinco capítulos e anexos onde se pretende discorrer sobre as teorias utilizadas, mostrar as técnicas, detalhes de implementação e apresentar resultados e análises comparativas do desempenho atingido.

Capítulo 1 - Fornece uma introdução apresentando as motivações que levaram ao desenvolvimento deste trabalho, mostrando ainda alguns dos principais trabalhos realizados na área de controle de MSIP sem sensor. Estabelece ainda os objetivos a serem atingidos delimitando também o escopo da dissertação.

Capítulo 2 - É mostrado o modelo do Motor Síncrono de Ímã Permanente utilizado no processo de identificação paramétrica e usado também como base para o projeto do observador. São apresentados também fundamentos teóricos do controle vetorial aplicado às máquinas síncronas de ímã permanente. Conceitos relativos à técnica de identificação por mínimos quadrados em máquinas síncronas são introduzidos, bem como resultados obtidos no processo de identificação dos parâmetros do MSIP.

Capítulo 3 - É apresentada a estrutura dos dois observadores a serem implementados e comparados na dissertação. Também são feitas simulações desses sistemas, das quais são tiradas algumas conclusões a respeito das características e desempenho dos mesmos.

Capítulo 4 - Mostra os resultados obtidos nos observadores através da análise dos gráficos de posição, velocidade e outros que permitem uma comparação do desempenho obtido com cada observador. Uma análise deste desempenho é realizada com relação à variação dos parâmetros da máquina: resistência e indutância.

Capítulo 5 – Neste capítulo é apresentada a análise dos resultados obtidos, com as respectivas conclusões e são feitas propostas para trabalhos futuros na área de acionamento de máquinas.

Foram inseridos, ainda, sob forma de apêndice, aspectos relevantes das transformações de coordenadas aplicadas a motores trifásicos, princípios fundamentais sobre os sistemas de estrutura variável citados durante o desenvolvimento do observador em modos deslizantes e detalhes da implementação do circuito *PLL* (Phase Locked Loop).

## 2 MODELAGEM E IDENTIFICAÇÃO DO MSIP

### 2.1 Introdução

No projeto de um sistema de controle é imprescindível a realização de simulações para avaliar o desempenho, analisar a estabilidade e convergência dos estados da planta e, assim, realizar ajustes necessários ao correto funcionamento e bom desempenho dinâmico do sistema. Entretanto, para que isso seja possível faz-se necessário conhecer o modelo analítico do sistema e os parâmetros fixos e variáveis com o tempo.

Neste capítulo pretende-se mostrar o modelo do motor síncrono de ímã permanente (MSIP), discutir alguns aspectos relevantes da teoria de Controle Orientado pelo Campo (*Field Oriented Control*), também conhecido como controle vetorial, para realização do controle e elaboração do projeto do observador, bem como apresentar um processo de identificação dos parâmetros do MSIP.

O processo de identificação é projetado e realizado com o objetivo de validar o modelo do MSIP através de simulação, sendo assim possível verificar se o modelo utilizado nas simulações e projeto como um todo se aproxima do modelo real do sistema dinâmico em questão.

Considera-se que o motor possui o neutro isolado e serão desconsiderados os efeitos causados pela variação da temperatura na resistividade do cobre, perdas no ferro e saturação magnética [14].

### 2.2 Modelo do MSIP

De forma geral o modelo do MSIP é escrito utilizando as leis físicas que regem sua dinâmica [15]-[17], conforme:

$$\begin{aligned} U &= RI + \frac{d\Psi}{dt} \\ \Psi &= LI + \Psi_M \end{aligned} \tag{2.1}$$

onde  $U$ ,  $I$  e  $\Psi$  são, respectivamente, os vetores de tensão, corrente e enlaces de fluxo no estator;  $R$  é a matriz de resistências e  $L$  é a matriz de indutâncias. A matriz  $\Psi_M$  é composta pelos enlaces de fluxo causados pelo ímã permanente. O conjunto de expressões (2.1) proporcionam uma descrição geral dos efeitos eletromagnéticos,

independentemente do sistema de coordenadas empregado. Três sistemas de coordenadas são geralmente utilizados para descrever o comportamento dinâmico de máquinas trifásicas como mostra a Fig. 2.1: coordenadas de fase ( $a, b, c$ ), o sistema de coordenadas do estator ( $\alpha, \beta$ ) e o sistema de orientação pelo campo do rotor ( $d, q$ ), também conhecido como sistema de coordenadas do rotor [18]-[19].

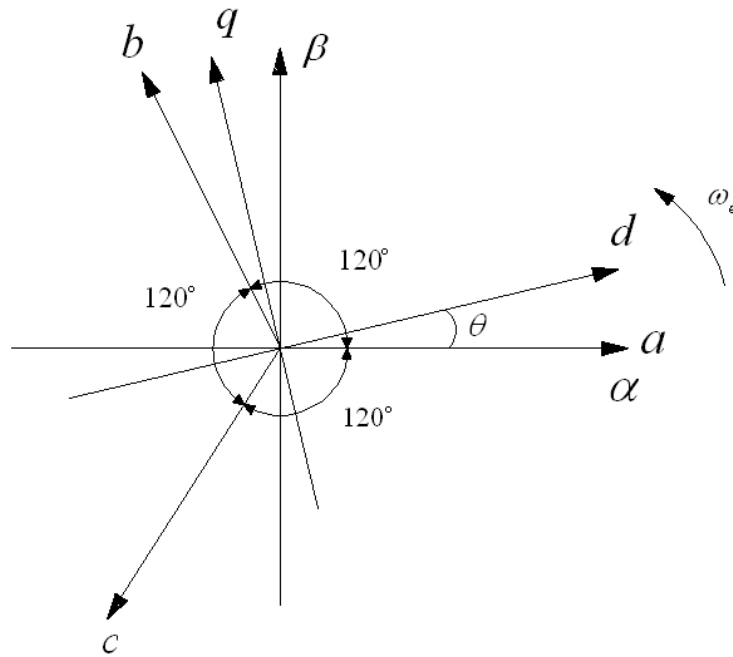


Fig. 2.1 – Sistemas de coordenadas do MSIP.

Para o motor de ímã permanente simétrico no sistema de coordenadas ( $a, b, c$ ), as componentes de fluxo enlaçado geradas pelo ímã nas bobinas de cada fase do estator são dadas por:

$$\begin{aligned}\Psi_{ma} &= \lambda_0 \cos \theta_e \\ \Psi_{mb} &= \lambda_0 \cos \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \Psi_{mc} &= \lambda_0 \cos \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right)\end{aligned}\tag{2.2}$$

Em (2.2) a constante  $\lambda_0$  representa o enlace do fluxo do ímã e  $\theta$  é a posição angular elétrica do rotor da máquina. As equações que representam a parte elétrica do MSIP, desprezando os efeitos de relutância, podem ser escritas como:

$$\begin{aligned}
\frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L}i_a - \frac{1}{L}e_a + \frac{1}{L}v_a \\
\frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L}i_b - \frac{1}{L}e_b + \frac{1}{L}v_b \\
\frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L}i_c - \frac{1}{L}e_c + \frac{1}{L}v_c
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Em (2.3) tem-se que:  $R$  é resistência e  $L$  é a indutância dos enrolamentos;  $i_a, i_b, i_c$  são as correntes de fase e  $v_a, v_b, v_c$  são as tensões de fase. As expressões das componentes da força contra eletromotriz induzida são mostradas no conjunto de equações abaixo:

$$\begin{aligned}
e_a &= \frac{d\Psi_{ma}}{dt} = -\lambda_0 \omega_e \sin \theta_e \\
e_b &= \frac{d\Psi_{mb}}{dt} = -\lambda_0 \omega_e \sin \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\
e_c &= \frac{d\Psi_{mc}}{dt} = -\lambda_0 \omega_e \sin \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right)
\end{aligned} \tag{2.4}$$

onde a velocidade angular elétrica do rotor é dada por:

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \tag{2.5}$$

O modelo do motor em coordenadas fixas  $(\alpha, \beta)$  pode ser obtido aplicando uma transformação ao modelo (a, b, c), resultando nas seguintes equações da parte elétrica do modelo:

$$\begin{aligned}
\frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha \\
\frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}e_\beta + \frac{1}{L}v_\beta
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Essas transformações podem ser vistas com mais detalhes no apêndice A. As componentes da força contra-eletromotriz  $(e_\alpha, e_\beta)$  no sistema  $(\alpha, \beta)$  são mostradas abaixo:

$$\begin{aligned}
e_\alpha &= -\lambda_0 \omega_e \sin(\theta_e) \\
e_\beta &= -\lambda_0 \omega_e \cos(\theta_e)
\end{aligned} \tag{2.7}$$

O modelo do motor em coordenadas (d, q) pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_q - \omega_e i_d - \frac{\lambda_0}{L_q}\omega_e + \frac{1}{L_q}v_q\end{aligned}\quad (2.8)$$

O sistema ((2.8) pode ser obtido pela transformada de Park mostrada com detalhes no Apêndice A.

As variáveis  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes do estator no sistema de coordenadas  $(d, q)$ , e  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões no mesmo sistema de coordenadas.

Em ((2.8) não existe diferença entre indutância nos eixos  $d$  e  $q$  pois foram desprezados os efeitos de variação de relutância do rotor. Para considerar esses efeitos, o modelo do MSIP deve ser modificado conforme mostrado a seguir, com valores diferentes ( $L_d$  e  $L_q$ ) para as indutâncias dos eixos  $d$  e  $q$  respectivamente.

O torque eletromagnético e a potência mecânica do motor são:

$$\begin{aligned}\tau_e &= K \cdot [\lambda \cdot i_q + (L_d - L_q)i_d \cdot i_q] \\ P &= \tau_e \omega_m\end{aligned}\quad (2.9)$$

sendo a constante de torque  $K$  escrita como:

$$K = \frac{3}{2}N \quad (2.10)$$

onde  $N$  é o número de par de pólos do motor, e  $\omega_m$  é a velocidade angular mecânica do rotor.

A equação dinâmica do movimento do motor é dada por:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \tau_e - \tau_l \quad (2.11)$$

Finalmente são apresentadas a seguir um resumo das equações que regem o comportamento dinâmico do MSIP:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d}i_d + N \frac{L_q}{L_d} \omega_m i_q + \frac{1}{L_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{NL_d}{L_q} \omega_m i_d - \frac{\lambda_0 N}{L_q} \omega_m + \frac{1}{L_q}v_q \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= K[\lambda_0 i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] - \tau_l\end{aligned}\quad (2.12)$$

Esse conjunto de equações fornece o modelo base para o controle do motor e, a partir dele, são também projetados o observador linear e o sistema de identificação. O observador não linear por modos deslizantes é baseado no modelo descrito em(2.6).

Cabe ressaltar que a parcela  $N(L_d - L_q)i_d i_q$ , mostrada na terceira equação em (2.12), é conhecida como torque de relutância que ocorre devido ao efeito de saliência nos pólos do rotor [20]. Frequentemente esse efeito é pouco significativo. Se este termo for desprezado tem-se apenas a parte que resulta do produto externo dos vetores de fluxo e corrente:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = N\lambda_0 i_q \quad (2.13)$$

Considerando que o motor utilizado neste trabalho é um protótipo e que deseja-se avaliar o comportamento do mesmo, considera-se as duas possibilidades. Pretende-se assim, tecer comentários a respeito desse modelo e analisar a influência do efeito de saliência e das conseqüências causadas pela simplificação do modelo quando a dinâmica da corrente  $i_d$  é desconsiderada.

### 2.3 Sistemas de Identificação

A construção de um modelo correto, através de um processo de identificação, envolve tradicionalmente três procedimentos [21].

- Obtenção dos Dados.
- Escolha dos modelos aproximados.
- Regra pelo qual o modelo pode ser avaliado.

Os dados referem-se aos sinais de entrada e saída que são aplicados e obtidos no sistema durante o procedimento. Um conjunto de modelos deve ser selecionado a partir de um conhecimento prévio da planta e do conjunto de leis físicas que regem o sistema dinâmico.

É feita então uma avaliação dos modelos comparando a resposta do modelo com os resultados obtidos na aquisição dos dados da planta tornando possível a escolha do modelo mais adequado [22]-[23].

No procedimento de identificação apresentado a seguir a estrutura do modelo já é conhecida, sendo o objetivo identificar os parâmetros do modelo de forma quantitativa



e realizar a validação desse novo conjunto de informações (modelo e parâmetros). Também deseja-se observar os efeitos e influências de algumas parcelas do modelo como, por exemplo, se o torque de relutância devido ao efeito de saliência representa uma parcela considerável ou se é desprezível.

A validação é uma parte essencial neste processo, pois através dela é possível verificar a coerência dos dados obtidos permitindo assim que se chegue a um modelo confiável. Esta validação é feita de duas formas: Primeiro é realizada uma comparação entre a saída do sistema real e o simulado em malha aberta, em seguida essas saídas também são comparadas quando submetidas ao mesmo controle no sistema em malha fechada.

A técnica utiliza um procedimento muito conhecido e largamente aplicado na engenharia: o método dos mínimos quadrados a partir do modelo em espaço de estados discreto e foi adaptado do procedimento descrito em [24], para a identificação dos parâmetros do motor de corrente contínua.

De forma introdutória descreve-se alguns sistemas de identificação que vêm sendo aplicados aos motores elétricos.

### 2.3.1 Identificador de Parâmetros Baseado em um Regulador Auto Ajustável (Self-Tuning regulator).

Em operação em regime permanente, o MSIP possui o funcionamento equivalente ao motor DC [1], facilitando o desenvolvimento de algumas técnicas tanto de sistemas de identificação *on-line* como *off-line*.

Em [25] é proposto um método simples de identificação *on-line* baseado no controle desacoplado do MSIP que permite a utilização de um modelo simplificado conforme mostrado abaixo.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = Y(s) \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

onde  $Y(s)$  é a função de transferência do seguinte sistema:

$$Y(s) = \frac{1/R_s}{P(s)} \begin{bmatrix} 1 + \tau_q s & w\tau_q \\ -w\tau_d & 1 + \tau_d s \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

com  $P(s) = (1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + \tau_d \tau_q \omega^2$  e  $e = \Psi_f \omega$  é a *fcem*. Os parâmetros do motor são  $\Psi_f$ ,  $R_s$ ,  $L_q$ , e  $L_d$  sendo  $\tau_d = L_d/R_s$  e  $\tau_q = L_q/R_s$ .

Neste trabalho, a posição do motor é obtida através de um sensor de posição acoplado ao eixo, ou estimada por um observador de estados. Usando esta informação e as transformações de coordenadas, é possível controlar o motor através do sistema de coordenadas (d-q). Representando o modelo do motor neste sistema de coordenadas obtém-se como parâmetros:  $\Psi_f$ ,  $R_s$ ,  $L_q$ , e  $L_d$ . A Fig. 2.2 mostra o diagrama do algoritmo de estimação, onde o modelo linear  $T(s)$  tem a mesma estrutura de  $Y(s)$  em (2.15), sendo que os parâmetros  $\hat{R}$ ,  $\hat{L}_d$  e  $\hat{L}_q$  devem ser corrigidos até que o erro de estimação de corrente seja nulo.

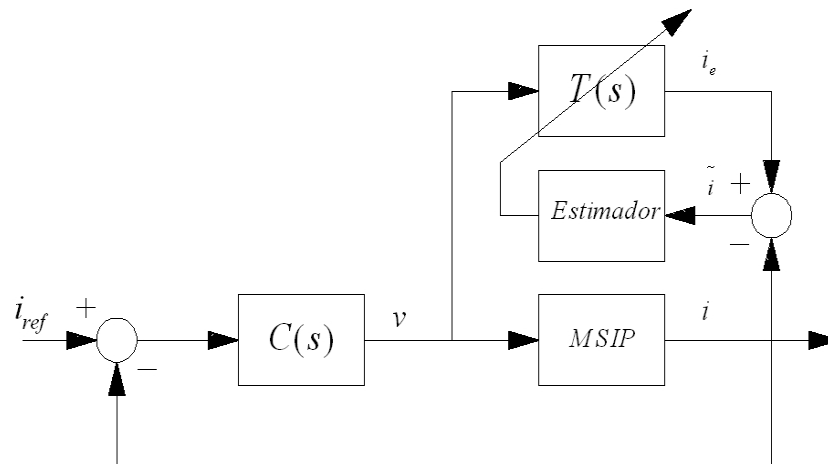


Fig. 2.2 – Identificação on-line de parâmetros elétricos.

O método proposto funciona com desacoplamento em *feedback* e *feedforward* e um estudo analítico da estabilidade do sistema em malha fechada (controlador e identificador) garante convergência assintótica dos parâmetros estimados quando algumas condições são satisfeitas. Também foi mostrada a eficácia do método através de simulações e experimentos práticos.

Em [26] foi apresentado e implementado um método de identificação adaptativa dos parâmetros do MSIP. Essa técnica considera a perda no ferro da máquina síncrona para a identificação usando um sistema adaptativo.

### 2.3.2 Identificação de Parâmetros Baseada em Lógica Fuzzy

Sistemas *Fuzzy* são bem conhecidos pela capacidade de modelar sistemas dinâmicos não lineares realizando um mapeamento entre entrada e saída. Um novo algoritmo de identificação baseado no modelo *fuzzy* foi utilizado em [27]. Este esquema de algoritmo constrói um modelo lingüístico estabelecendo uma matriz relacional variante no tempo que leva em consideração a relação entre a entrada e a saída do sistema.

O algoritmo de identificação é dividido em dois passos: O primeiro passo ajusta a matriz relacional estimada,  $R_k$  usada na predição de saída. O segundo passo executa a operação nebulosa de união entre a matriz ajustada  $R_{(k)}$  no instante atual com a calculada no instante seguinte,  $R'_{k+1}$ . Para completar o algoritmo é utilizado o método de tradução lingüística denominado método de ajuste pelo centro de gravidade.

Técnicas de identificação baseadas em lógica *fuzzy* possuem inerentemente algumas desvantagens, como por exemplo o modelo resultante possuir uma dimensão elevada. Os dados utilizados devem ser suficientemente ricos em componentes harmônicos para excitar todos os possíveis estados do processo.

### 2.3.3 Estimação por Mínimos Quadrados

Nesta seção pretende-se mostrar o procedimento que foi utilizado na obtenção do modelo da máquina. Pode-se dizer que a escolha desta metodologia foi feita em função de sua simplicidade e capacidade de atender o objetivo desta etapa do trabalho. Esse método é baseado na estimação de parâmetros de um sistema contínuo de primeira ordem. Considerando-se uma função de transferência de um sistema de primeira ordem com constante de tempo  $\tau$  e ganho estático  $K$ :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.16)$$

A representação de (2.16) em espaço de estados no tempo contínuo é dada pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Em (2.17) tem-se que  $A = -1/\tau$ ,  $B = K/\tau$  e  $C = 1$ . A representação desse sistema linear discreto é descrito pelo sistema abaixo [28]:

$$\begin{aligned}x(t_{k+1}) &= \Phi x(t_k) + \Gamma u(t_k) \\y(t_k) &= Cx(t_k)\end{aligned}\tag{2.18}$$

Considera-se em (2.18) que,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  são os instantes de amostragem atual e próximo respectivamente e  $h = t_{k+1} - t_k$  denota o período de amostragem.

Resolvendo as equações para os parâmetros, obtém-se:

$$\begin{aligned}\Phi &= e^{Ah} = e^{-\frac{h}{\tau}} \\ \Gamma &= \int_0^h e^{A(h-x)} B dx = K(1 - \Phi)\end{aligned}\tag{2.19}$$

Pode-se concluir a partir de (2.18) que:

$$y(t_k) = \Phi y(t_{k-1}) + \Gamma u(t_{k-1})\tag{2.20}$$

Esta última expressão mostra que, se os parâmetros  $\Phi$  e  $\Gamma$  forem estimados, então os valores do ganho  $K$  e da constante de tempo  $\tau$  poderão ser calculados utilizando a relação (2.19). Se este método for estendido para um sistema genérico o cálculo de  $\Phi$  e  $\Gamma$  pode ser feito como se segue [29].

Assume-se que o que o vetor de saída  $y(t_k)$  e o vetor de entrada  $u(t_k)$  são conhecidos para  $k = 0, 1, \dots, q$ . Assim, conforme a equação (2.20), pode-se escrever o sistema abaixo:

$$\begin{aligned}y(t_1) &= \Phi y(t_0) + \Gamma u(t_0) \\y(t_2) &= \Phi y(t_1) + \Gamma u(t_1) \\&\vdots \\y(t_q) &= \Phi y(t_{q-1}) + \Gamma u(t_{q-1})\end{aligned}\tag{2.21}$$

O sistema (2.21) é equivalente à forma:

$$b = Ax\tag{2.22}$$

onde:

$$b = \begin{bmatrix} y(t_1) \\ y(t_2) \\ \vdots \\ y(t_q) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} y(t_0) & u(t_0) \\ y(t_1) & u(t_1) \\ \vdots & \vdots \\ y(t_{q-1}) & u(t_{q-1}) \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} \Phi \\ \Gamma \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

O número de valores amostrados ( $q+1$ ) é muito maior que o número de colunas de  $A$ . Isso torna impossível a solução para o sistema (2.22). Um método conhecido para resolver esse problema é a solução por mínimos quadrados, que é a solução que minimiza a norma euclidiana de  $e = b - Ax$ . Esta solução é dada por:

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b. \quad (2.24)$$

onde  $x$  contém os parâmetros desejados [30].

No processo de estimação por mínimos quadrados em um sistema discreto, a forma do sinal de entrada tem um papel importante, pois o posto da matriz  $A$  depende dele. A perda de posto pode impossibilitar o cálculo da inversa de  $A^T A$  em (2.24). Esse problema pode ser evitado aplicando um sinal de entrada suficientemente rico [24]. Pode ser utilizado um sinal pseudo-randômico (*PRBS - Pseudorandom binary signal*) ou um trem de pulso com largura variável [29].

É realizada, então, uma adaptação no método para que ele possa ser aplicado às equações modelo do MSIP mostradas em (2.12).

Considera-se o seguinte conjunto de equações discretas:

$$\begin{aligned} id_{k+1} &= \Phi_d id_k + \Gamma_{d1} iq_k \omega_k + \Gamma_{d2} v d_k \\ iq_{k+1} &= \Phi_q iq_k + \Gamma_{q1} \omega_k id_k + \Gamma_{q2} \omega_k + \Gamma_{q3} v_d^k \\ \omega_{k+1} &= \Phi_\omega \omega_k + \Gamma_{\omega1} iq_k + \Gamma_{\omega2} id_k iq_k \end{aligned} \quad (2.25)$$

O conjunto (2.25) representa a estrutura do MSIP como um sistema discreto, onde  $\Phi$  e  $\Gamma$  representam os parâmetros a serem identificados. Tem-se então o mesmo sistema mostrando as equações explicitando as entradas, saídas e os parâmetros:

$$\begin{aligned}
 id_{k+1} &= \Phi_d id_k + [\Gamma_{d1} \quad \Gamma_{d2}] \begin{bmatrix} \omega_k iq_k \\ vd_k \end{bmatrix} \\
 iq_{k+1} &= \Phi_q iq_k + [\Gamma_{q1} \quad \Gamma_{q2} \quad \Gamma_{q3}] \begin{bmatrix} \omega_k id_k \\ \omega_k \\ vq_k \end{bmatrix} \\
 \omega_{k+1} &= \Phi_\omega \omega_k + [\Gamma_{\omega1} \quad \Gamma_{\omega2} \quad \Gamma_{\omega3}] \begin{bmatrix} iq_k \\ id_k iq_k \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

Os sinais de entrada em (2.26) são  $v_{d_k}$  e  $v_{q_k}$ . A partir da aplicação desses sinais são armazenados os sinais  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $\omega$ . A seguir é aplicado o mesmo procedimento mostrado no item anterior para o sistema de primeira ordem sendo que cada equação é tratada como um sistema independente para efeito de identificação.

O esquema geral do procedimento de identificação pode ser visto na Fig. 2.3 apresentada a seguir.

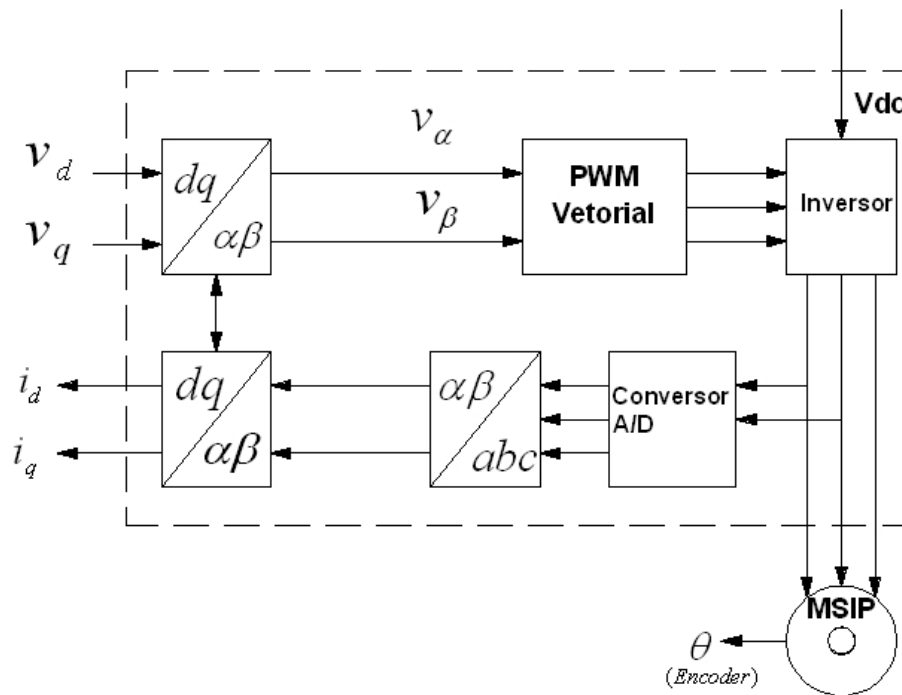


Fig. 2.3 – Diagrama do esquema de Identificação.

Obtém-se então as soluções das equações (2.26):

$$\begin{aligned}
A_{id} &= [i_d^k \quad \omega^k i_q^k \quad v_d^k] \\
x_{id} &= \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Gamma_{d1} \\ \Gamma_{d2} \end{bmatrix} = (A_{id}^T A_{id})^{-1} A_{id}^T i_d^{k+1}
\end{aligned} \tag{2.27}$$

$$\begin{aligned}
A_{iq} &= [i_q^k \quad \omega^k i_d^k \quad \omega_k \quad v_q^k] \\
x_{iq} &= \begin{bmatrix} \Phi_q \\ \Gamma_{q1} \\ \Gamma_{q2} \\ \Gamma_{q3} \end{bmatrix} = (A_{iq}^T A_{iq})^{-1} A_{iq}^T i_q^{k+1}
\end{aligned} \tag{2.28}$$

$$\begin{aligned}
A_\omega &= [\omega^k \quad i_q^k \quad i_q^k \cdot i_d^k] \\
x_\omega &= \begin{bmatrix} \Phi_\omega \\ \Gamma_{\omega1} \\ \Gamma_{\omega2} \end{bmatrix} = (A_\omega^T A_\omega)^{-1} A_\omega^T i_\omega^{k+1}
\end{aligned} \tag{2.29}$$

## 2.4 Resultados Obtidos

São aplicados como sinais de entrada do sistema para a realização do processo de identificação um sinal digital pseudo-randômico, ou um trem de pulso com largura variável. Esta fase do processo, onde são escolhidos os sinais a serem aplicados na entrada do sistema, é muito importante, pois, o sinal deverá ser suficientemente rico em conteúdo harmônico para excitar todas as dinâmicas do sistema fornecendo uma resposta que represente bem o processo. A escolha desses sinais foi feita através da análise das respostas e sua capacidade em atender os requisitos citados. Estes sinais são aplicados às entradas  $v_d$  e  $v_q$  e são mostrados na Fig. 2.4 e na Fig. 2.5.

Foi observado de maneira empírica, que a variação dinâmica do sinal  $v_d$  não resultou em melhorias no processo de identificação. Por esse motivo foi aplicado um sinal constante nessa entrada conforme apresentado na Fig. 2.4. Porém o sinal  $v_q$  afeta

diretamente a velocidade e por isso deve atender aos requisitos citados anteriormente com relação à riqueza de conteúdo harmônico. Esse sinal é apresentado na Fig. 2.5.

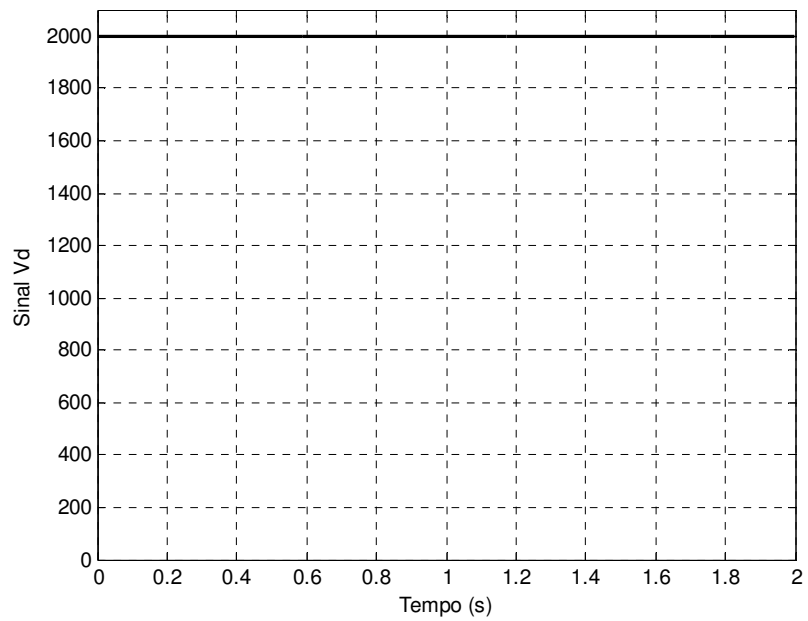


Fig. 2.4 – Aplicação do sinal de referência Vd.

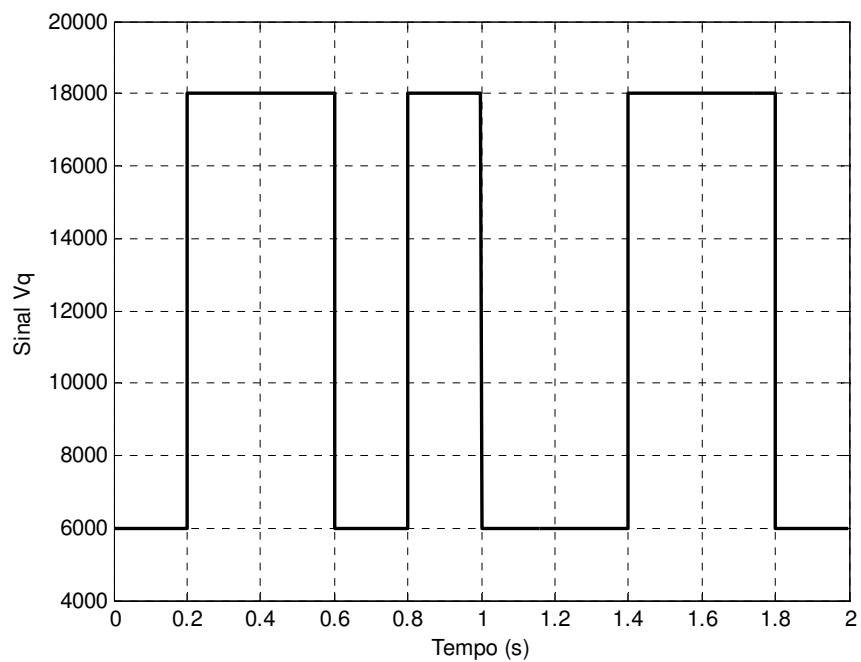


Fig. 2.5 – Aplicação do sinal de referência Vq.



A partir da aplicação desses sinais ao MSIP na bancada, são colhidas as informações necessárias ao processo de identificação obtendo-se os parâmetros pelas equações (2.27), (2.28) e (2.29) e assim é possível estruturar um modelo para simulação.

#### 2.4.1 Validação do Modelo

Após a construção deste modelo torna-se interessante realizar alguns testes, simulações e análises para determinar se esta estrutura e estes parâmetros identificados são realmente confiáveis e se aproximam do modelo real do conjunto motor e inversor utilizado na bancada. Este procedimento denomina-se de validação do modelo.

Neste processo os sinais de corrente e velocidade obtidos na bancada são comparados com os sinais obtidos das simulações. Isso é feito de duas formas: primeiro compara-se os sinais em malha aberta, e posteriormente verifica-se a resposta do sinal de velocidade com o sistema em malha fechada.

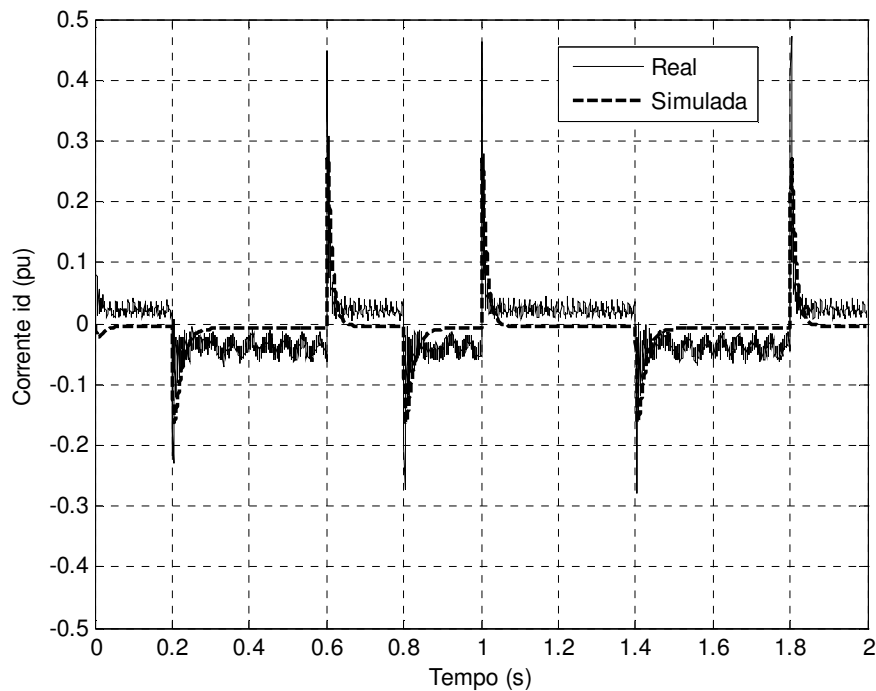


Fig. 2.6 – Sinal de corrente  $i_d$ .

A Fig. 2.6 mostra o comportamento da corrente de eixo direto ( $i_d$ ) simulada com o modelo resultante da identificação e a medida na bancada.

A Fig. 2.7 mostra o mesmo resultado para a corrente de quadratura ( $i_q$ ).

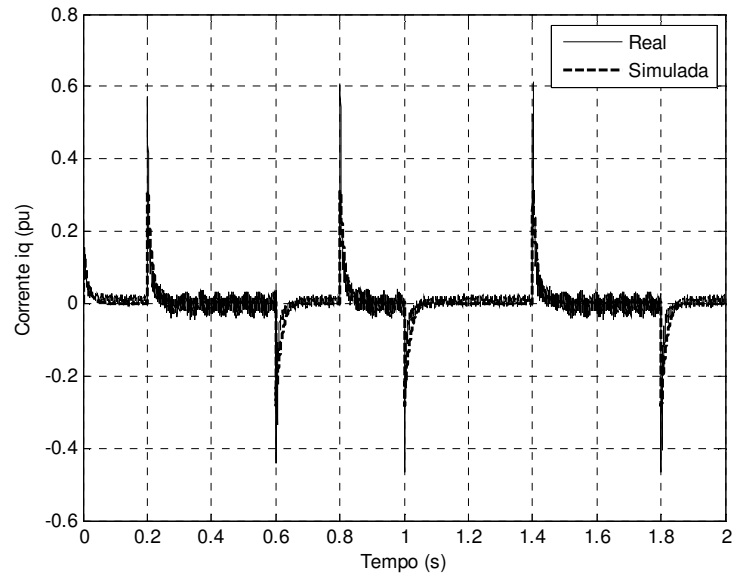


Fig. 2.7 – Sinal de corrente  $i_q$ .

Observa-se na Fig. 2.6 e Fig. 2.7 que os sinais de corrente  $i_d$ ,  $i_q$  simulado e medido apresentam um comportamento dinâmico muito próximo. A corrente  $i_d$  apresenta maiores desvios entre valores medidos e identificados, mas não foi tentado obter uma fidelidade melhor, pois sua influência na produção de torque é supostamente pequena e sua dinâmica não é representada no modelo simplificado que será utilizado mais adiante.

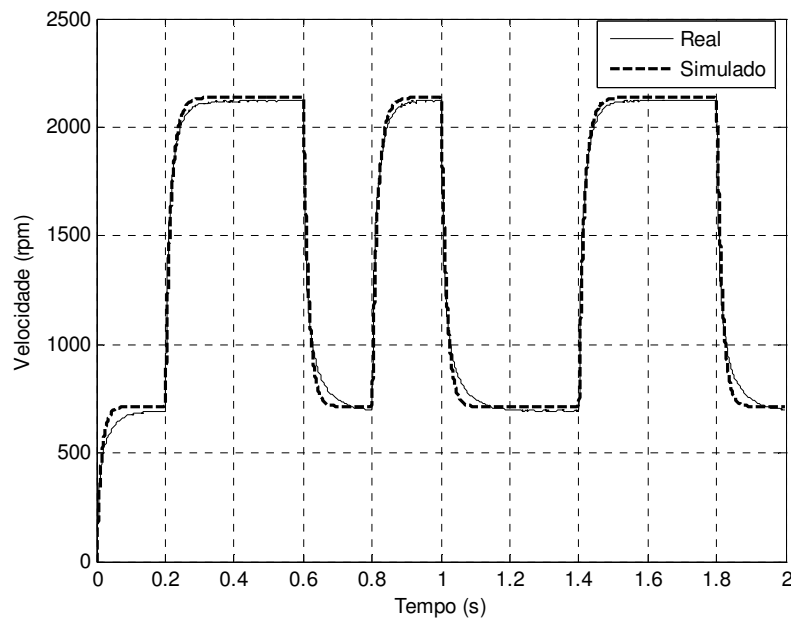


Fig. 2.8 – Resposta ao trem de pulso de  $V_q$ .

A Fig. 2.8 mostra que a saída do sistema, ou seja, a velocidade do motor, possui o seu valor real (medido na bancada) muito próximo ao seu valor simulado.

Uma outra forma de comparação é através da análise do sistema em malha fechada utilizando os controladores de corrente e velocidade.

A Fig. 2.9 mostra a resposta do sistema ao degrau de 1200 rpm obtida do sistema real e a obtida através de simulação com o sistema identificado. Pode-se verificar que estas respostas, apesar de não serem idênticas, possuem o tempo de resposta aproximadamente igual.

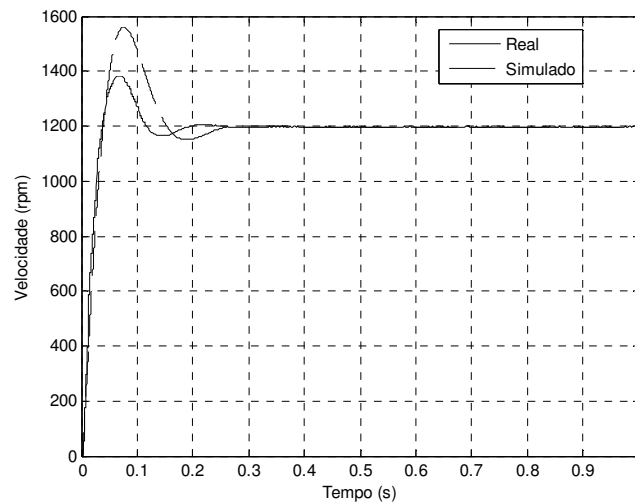


Fig. 2.9 – Comparação entre resposta do sistema real e a simulação utilizando parâmetros identificados.

Uma outra análise interessante de ser feita é a comparação entre o modelo identificado e o modelo baseado nos parâmetros calculados em [13]. Pode-se concluir da Fig. 2.10 que as respostas entre esses dois sistemas estão bem próximas. Realizando um ajuste empírico no momento de inércia dos valores calculados de  $200 \cdot 10^{-6} \text{ kg.m}^2$  para  $400 \cdot 10^{-6} \text{ kg.m}^2$  obtém-se uma resposta praticamente idêntica para os dois sistemas conforme ilustra a Fig. 2.11

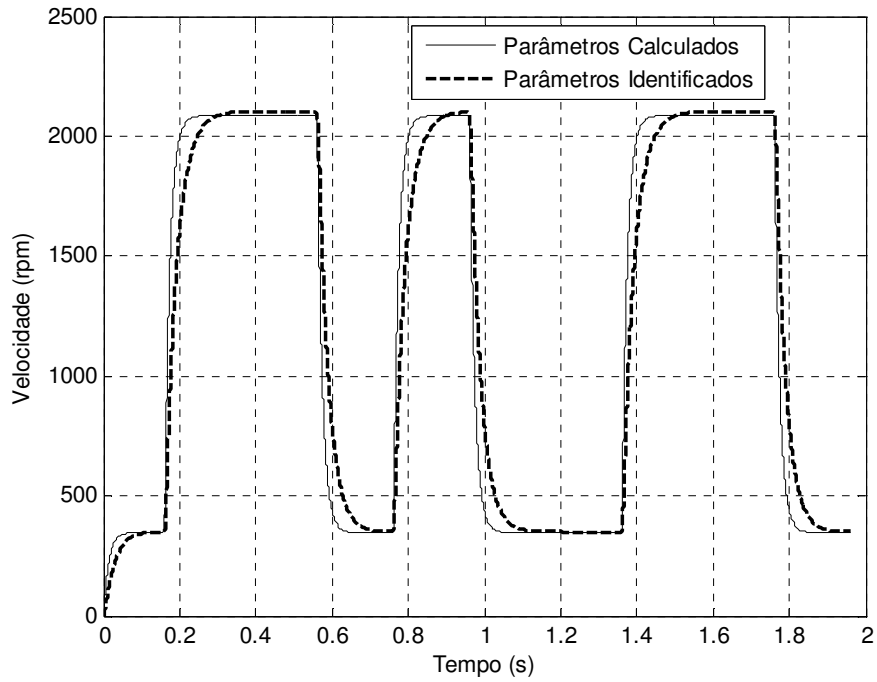


Fig. 2.10 – Comparação entre resposta do sistema real e a simulação utilizando parâmetros identificados em [13].

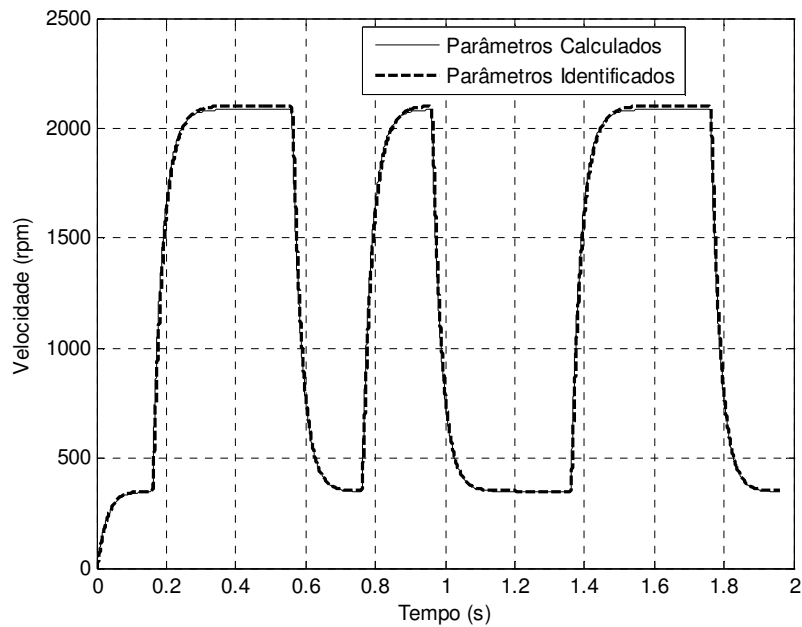


Fig. 2.11 – Comparação entre resposta do sistema com ajuste no momento de inércia.

O observador linear utiliza um modelo simplificado onde é desconsiderada a influência da dinâmica da corrente  $i_d$  sobre o processo de observação.

Com a finalidade de testar esta hipótese foi realizada uma simulação com o modelo simplificado abaixo:

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{\lambda_0 N \omega_m}{L_q} + \frac{1}{L_q}vq_q \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= N\lambda_0 i_q \end{aligned} \quad (2.30)$$

O resultado comparativo entre a velocidade real e a simulada com o modelo simplificado é apresentado na Fig. 2.12.

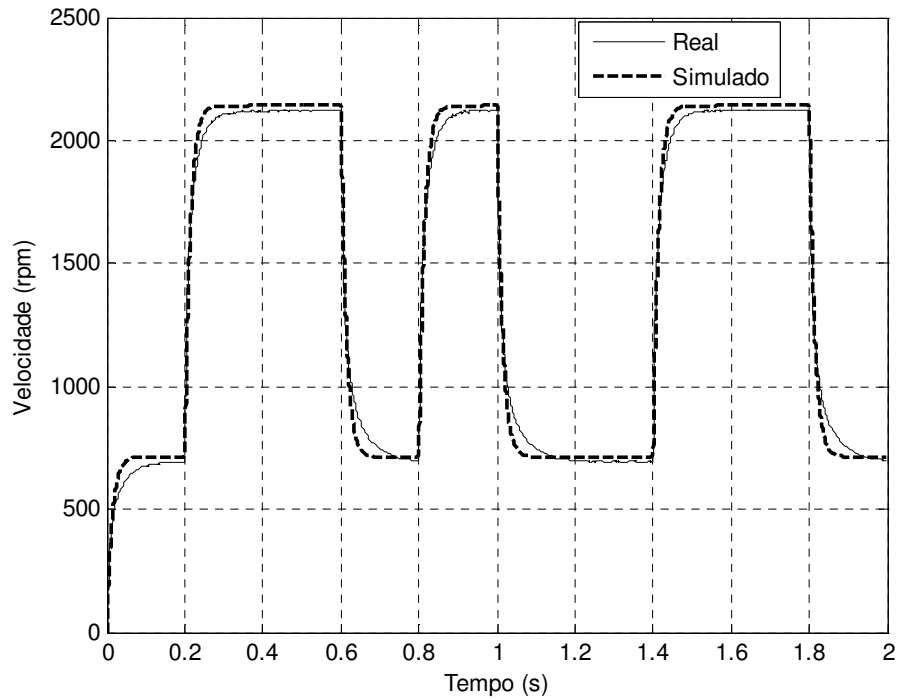


Fig. 2.12 – Respostas de velocidade com modelo simplificado.

A resposta do sistema em malha fechada também foi considerada. Assim pode-se observar o sinal  $i_q$  apresentado na Fig. 2.13 e a velocidade na Fig. 2.14.

Neste novo modelo simplificado as variáveis dinâmicas são somente  $i_q$  e  $\omega$ .

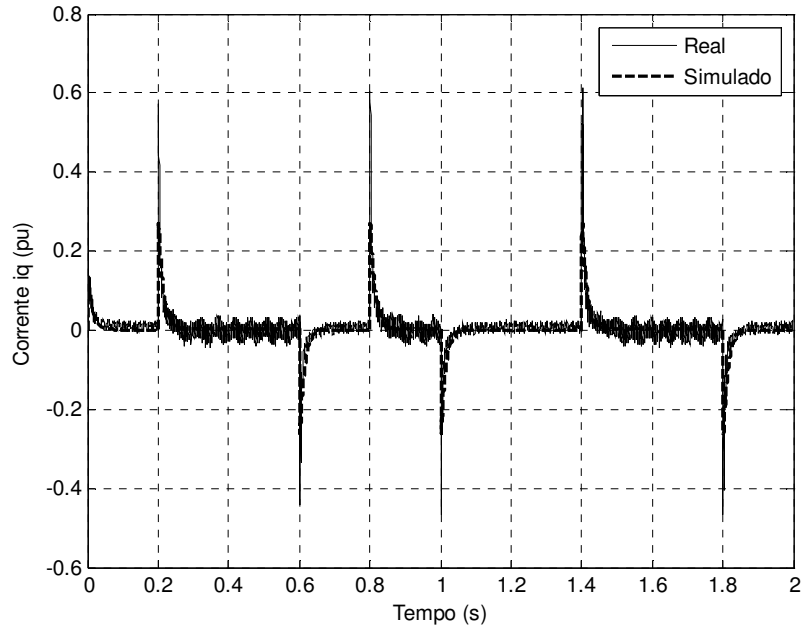


Fig. 2.13 – Resposta de Velocidade do modelo simplificado em malha fechada.

A Fig. 2.13 mostra a comparação para a corrente.

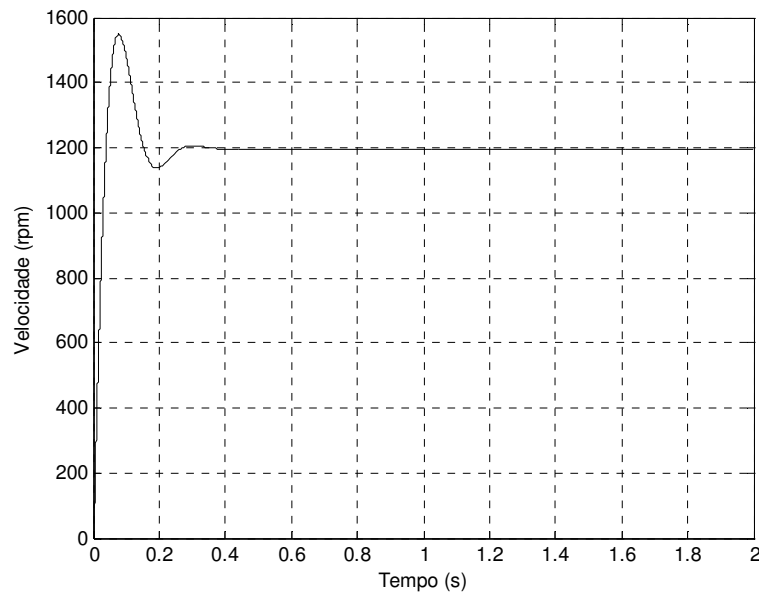


Fig. 2.14– Resposta de Velocidade do modelo simplificado em malha fechada.

A Fig. 2.14 mostra a resposta de velocidade para o sistema simplificado (2.30).

## 2.4.2 Considerações sobre o processo de Identificação

Alguns aspectos práticos influenciam no processo de identificação entre eles podemos citar: dinâmicas não modeladas, erros causados pelo uso da aritmética de

ponto fixo, transformação entre bases, erros de quantificação e aspectos construtivos do motor.

Um dos problemas da implementação do sistema de identificação foi o surgimento de comportamentos não previstos na resposta excitada do sistema. Este comportamento foi gerado devido ao efeito não-linear causado pelo processo de chaveamento da ponte de seis pulsos utilizada no inversor e ocorre devido ao tempo morto inserido entre o chaveamento de *IGBTs* de um mesmo braço da ponte inversora de alimentação do motor.

O comportamento caracterizado por esse efeito pode ser visto na Fig. 2.15 com um tempo morto de  $4.8\mu s$  inserido por software e  $4.0\mu s$  do inversor utilizado inicialmente. Com isso é possível visualizar a influência deste tempo na estimação dos parâmetros.

A fim de resolver esse problema foi utilizado o inversor, cujo esquema é apresentado no apêndice D com tempo morto de  $1.0\mu s$ .

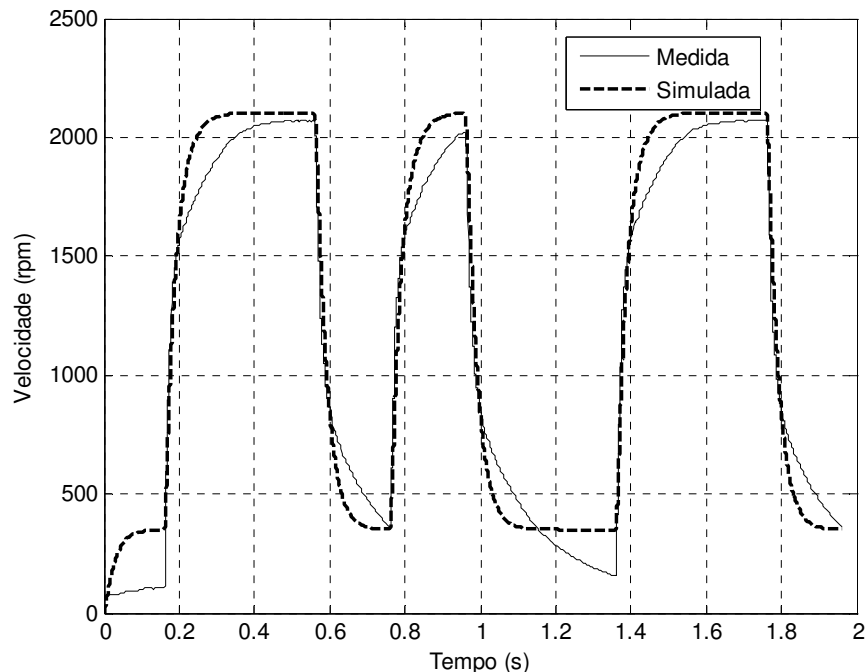


Fig. 2.15 – Resposta do sistema com um aumento do tempo morto.

### 3 ESTRUTURA DOS OBSERVADORES

#### 3.1 Introdução aos Observadores

Neste capítulo são discutidos aspectos teóricos dos dois observadores avaliados nesta dissertação. São ainda estudadas as características destes sistemas através de simulações, cujos resultados servem de subsídio para realizar ajustes dos ganhos de reguladores e outros parâmetros de controle.

Os métodos e técnicas utilizados nos sistemas de controle modernos são desenvolvidos com base na hipótese de que todos os estados da planta a ser controlada têm o seu valor instantâneo conhecido. Na prática, porém, somente algumas dessas variáveis estão acessíveis, ou por questões estruturais da planta, ou mesmo por questão de custo onde o sensor necessário para a medição onera de forma considerável o sistema de controle que está sendo projetado [31]-[32].

Uma alternativa é projetar observadores assintóticos. Os observadores são sistemas dinâmicos que são capazes de estimar os estados da planta a partir de algumas medições do sistema. Como exemplo é considerado o seguinte sistema linear invariante no tempo:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.1)$$

Assume-se que o vetor  $y$  pode ser medido e é a combinação linear dos componentes do vetor de espaço de estados

A maneira mais fácil de se implementar um observador é simular o sistema dinâmico como mostrado na Fig. 3.1. Como o sistema original e o estimador são alimentados com a mesma entrada os seus estados  $x(t)$  e  $\hat{x}(t)$  devem ser iguais para  $t > 0$ , se suas condições iniciais forem as mesmas. Este sistema é chamado de estimador de estados em malha aberta. Na prática não é possível utilizar este estimador, pois as condições iniciais nunca serão iguais devido aos distúrbios do sistema.

Utiliza-se então a saída  $y$  e o sinal  $C\hat{x}$ , onde o vetor de ganho é aplicado à diferença desses sinais fornecendo assim a realimentação para o estimador, conforme mostrado na Fig. 3.2



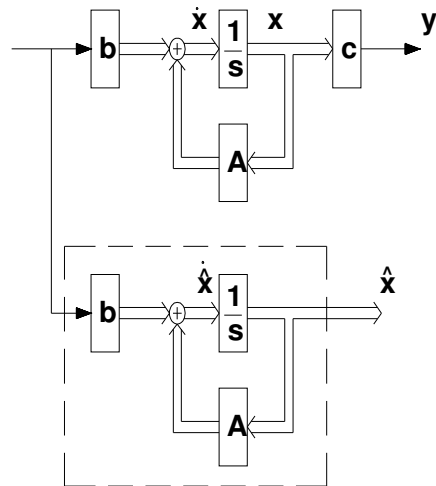


Fig. 3.1 – Estimador em malha aberta

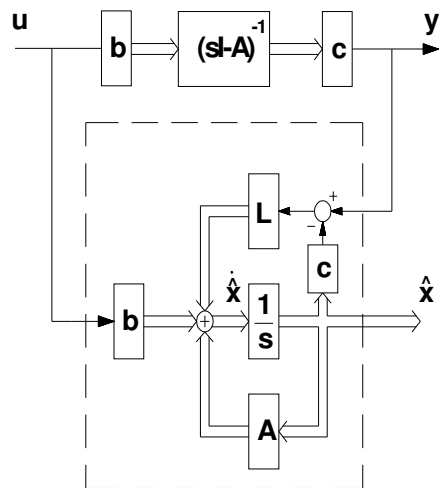


Fig. 3.2 – Estimador em malha fechada

Considerando-se que o par  $(C, A)$  é observável é possível projetar um observador linear da mesma forma que o sistema original (3.1). O erro do observador pode ser escrito conforme mostrado na literatura [32]:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(C\hat{x} - y) \quad (3.2)$$

onde  $\hat{x}$  é a estimativa do vetor de estados e  $L \in \mathfrak{R}^{n \times l}$  é a matriz de ganho. O vetor  $\hat{x}$  do observador é completamente disponível já que o observador é implementado junto com o controlador, em um processador digital. A equação dinâmica do erro  $\bar{x} = \hat{x} - x$  é conforme a expressão (3.3)

$$\dot{\bar{x}} = (A + LC)\bar{x}. \quad (3.3)$$

O estimador descrito acima possui dimensão  $n$  que coincide com a ordem do sistema por isso é chamado de estimador de ordem completa.

O comportamento do erro governado pela equação homogênea (3.3) é determinado pelos autovalores da matriz  $(A + LC)$ . Para um sistema observável os autovalores podem ser escolhidos de forma arbitrária pela escolha adequada da matriz  $L$ . Isso significa que qualquer taxa de convergência do erro para zero ou a estimativa  $\hat{x}(t)$  do vetor de estado  $x(t)$  pode ser ajustada [33].

### 3.2 Observador Linear com Ordem Reduzida

A ordem do observador pode ser reduzida devido ao fato de que o posto da matriz  $C$  é igual a  $l$  (numero de saídas) e o vetor observado pode ser representado como:

$$\begin{aligned} y &= C_1 x_1 + C_2 x_2, \\ x^T &= \begin{bmatrix} x_1^T & x_2^T \end{bmatrix} \\ x_1 &\in \mathfrak{R}^{n-l}, \quad x_2 \in \mathfrak{R}^l, \quad \det(C_2) \neq 0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Isto é suficiente para o projetar um observador [34] somente para o vetor  $x_1$ , assim a componente do vetor  $x_2$  é calculada como (3.5)

$$x_2 = C_2^{-1}(y - C_1 x_1) \quad (3.5)$$

Escrevendo a equação do sistema (3.1) no espaço  $(x_1, y)$  como:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A_{11}\hat{x}_1 + A_{12}\hat{y} + B_1 u \\ \dot{\hat{y}} &= A_{21}\hat{x}_1 + A_{22}\hat{y} + B_2 u \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde:

$$TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad TB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad T = \begin{bmatrix} I_{n-1} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

O projeto do observador de ordem reduzida é feito sobre a transformação de coordenadas:

$$x' = x_1 + L_1 y. \quad (3.8)$$

E o comportamento do sistema é considerado no espaço  $(x', y)$ . A transformação de coordenadas é não singular para qualquer  $L_1$ .

A equação com relação a  $x'$  é obtida de (3.5) e (3.8).

$$\begin{aligned} \dot{x}' &= (A_{11} + L_1 A_{21})x' + A'_{12}y + (B_1 + L_1 B_2)u \\ A'_{12} &= A_{12} + L_1 A_{22} - (A_{11} + L_1 A_{21})L_1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

O observador é projetado na forma do sistema dinâmico de ordem  $(n-l)$ :

$$\dot{\hat{x}}' = (A_{11} + L_1 A_{21})\hat{x}' + A'_{12}y + (B_1 + L_1 B_2)u \quad (3.10)$$

sendo  $\hat{x}'$  uma estimativa do vetor  $x'$ . O erro  $\bar{x}' = \hat{x}' - x'$  é governado por:

$$\dot{\bar{x}}' = (A_{11} + L_1 A_{21})\bar{x}' \quad (3.11)$$

Novamente neste caso, se o sistema original é observável, os autovalores da matriz  $A_{11} + L_1 A_{21}$  podem ser escolhidos de forma arbitrária. Isto significa que  $\bar{x}'$  tende para zero e  $\hat{x}'$  tende para  $x'$  a qualquer taxa desejada. As componentes do vetor  $x_1$  e  $x_2$  são encontradas por (3.5) e (3.8).

### 3.2.1 Observador Linear Para o MSIP

Nesta seção é apresentado um esquema de controle sem sensor para o MSIP baseado em um observador de ordem reduzida utilizando novas entradas de controle para os eixo d e q. A partir do modelo descrito no capítulo 2 é realizado um procedimento para o desacoplamento dos termos não-lineares em (2.12) através da introdução de novos termos [3] conforme mostrado a seguir:

$$u_d = v_d + N \cdot \omega \cdot L_q \cdot i_q. \quad (3.12)$$

$$u_q = v_q - N \cdot \omega \cdot L_d \cdot i_d. \quad (3.13)$$

As expressões (3.12) e (3.13) são as novas variáveis de entrada do sistema.

Substituindo estas expressões nas equações (2.12) do modelo matemático do motor obtém-se as equações elétricas simplificadas do motor.

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} + \frac{1}{L_d} u_d \quad (3.14)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} - \frac{N\lambda}{L_q} \omega_m + \frac{1}{L_q} u_q \quad (3.15)$$

Impondo a corrente  $id$  como sendo nula obtemos um modelo simplificado mostrado abaixo.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{N\lambda}{L_q} \\ \frac{3}{2} \frac{N\lambda}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_q \quad (3.16)$$

Em (3.16) são considerados dois estados nesse novo modelo: corrente  $i_q$  e velocidade. Assumindo que o torque externo é nulo para efeito de simplificação pode-se construir um observador de ordem reduzida usando a teoria de Luenberger para observadores, as equações elétricas linearizadas e a expressão da velocidade (3.16). Temos assim, o seguinte modelo de forma genérica:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= A_0 \xi + B_0 u_q + K_0 i_q \\ \hat{\omega} &= D_0 \xi + H_0 i_q \end{aligned} \quad (3.17)$$

onde  $\hat{\omega}$  denota o valor estimado de  $\omega$ . Os coeficientes de (3.17) são mostrados nas expressões que se seguem [3].

$$A_0 = p_0 + \frac{B}{J} \quad (3.18)$$

$$B_0 = -p_0 \cdot \frac{1}{N \cdot \lambda} \quad (3.19)$$

$$K_0 = p_0^2 \cdot \frac{L_q}{N \cdot \lambda_0} + p_0 \cdot \left( \frac{R}{N \cdot \lambda_0} - \frac{B \cdot L_q}{J \cdot N \cdot \lambda_0} \right) + \frac{3}{2} \cdot \frac{N \cdot \lambda_0}{J} \quad (3.20)$$

$$D_0 = 1 \quad (3.21)$$

$$H_0 = p_0 \cdot \frac{L_q}{N \cdot \lambda} \quad (3.22)$$

O valor de  $A_0$  na expressão (3.18) é selecionado de forma que o autovalor  $p_0$  esteja à esquerda dos pólos do modelo do motor.

O diagrama completo da implementação do sistema de controle com o observador linear pode ser visto na Fig. 3.3.

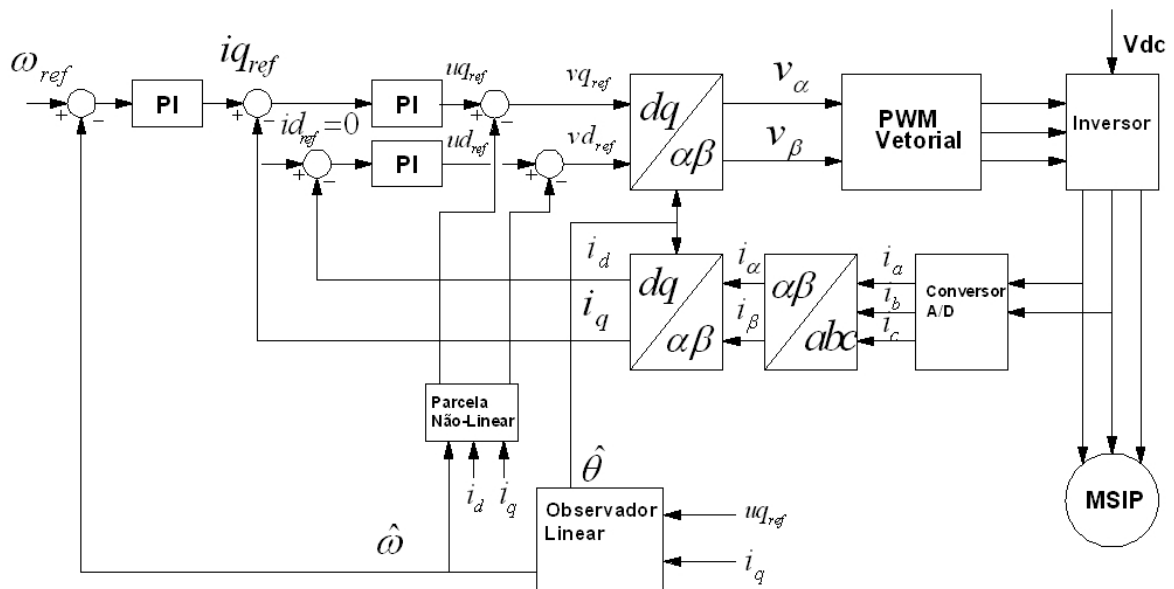


Fig. 3.3 – Diagrama de blocos do controle com o estimador linear com ordem reduzida.

A simulação das equações do MSIP e do observador foi realizada utilizando o software Matlab/Simulink.

As simulações mostram as respostas de velocidade e posição angular com realimentação de velocidade e posição estimadas. A Fig. 3.4 mostra a resposta para um degrau de velocidade, e a Fig. 3.5 o ângulo obtido.

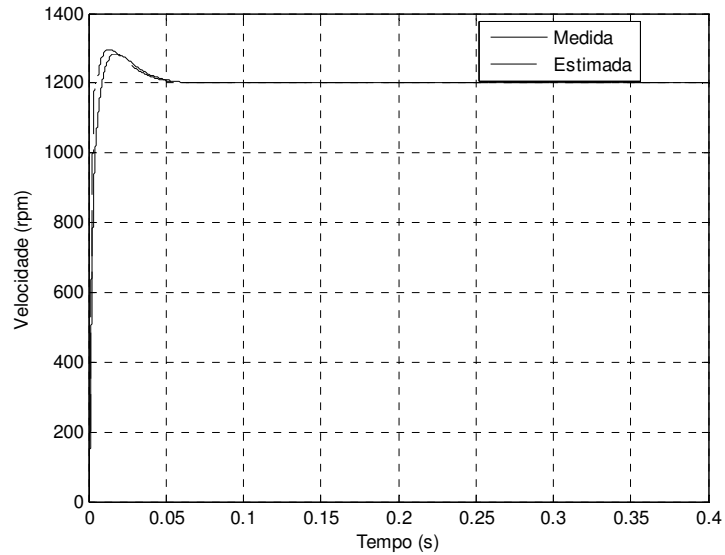


Fig. 3.4 – Resposta de velocidade obtidas por simulação com referência de 1200 rpm.

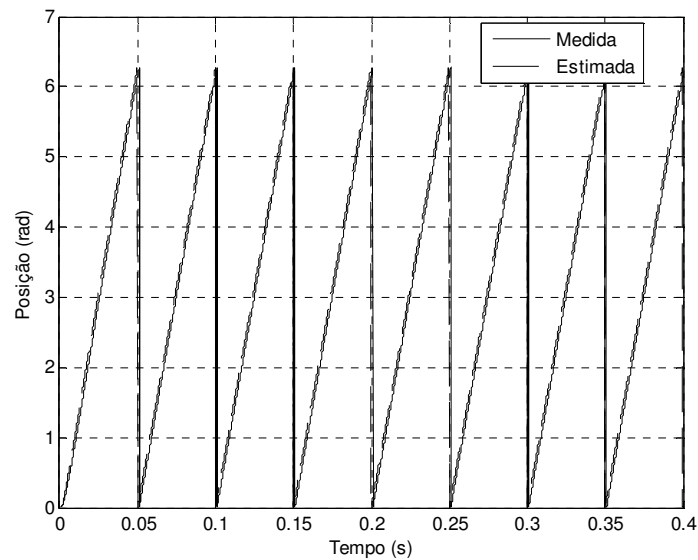


Fig. 3.5 – Posição angular obtida por simulação para referência de 1200 rpm.

A Fig. 3.6 mostra a resposta de velocidade quando submetida a uma referência senoidal e seu respectivo ângulo Fig. 3.7.

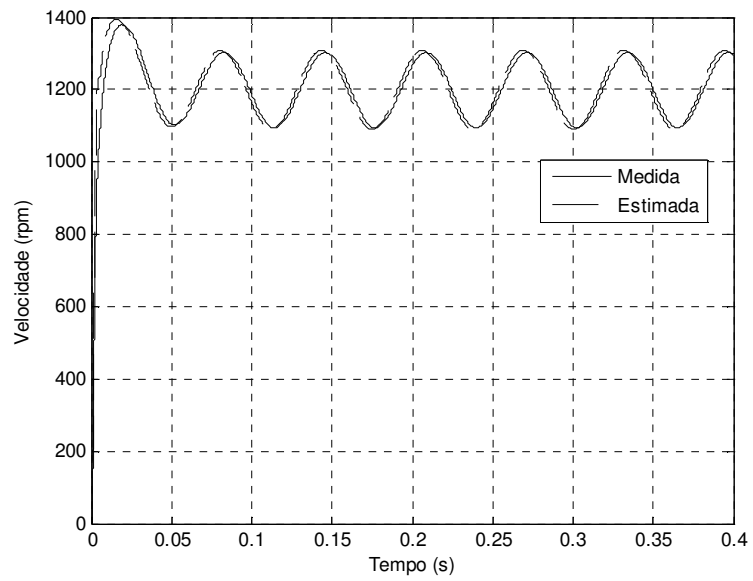


Fig. 3.6 – Velocidade com referencia senoidal

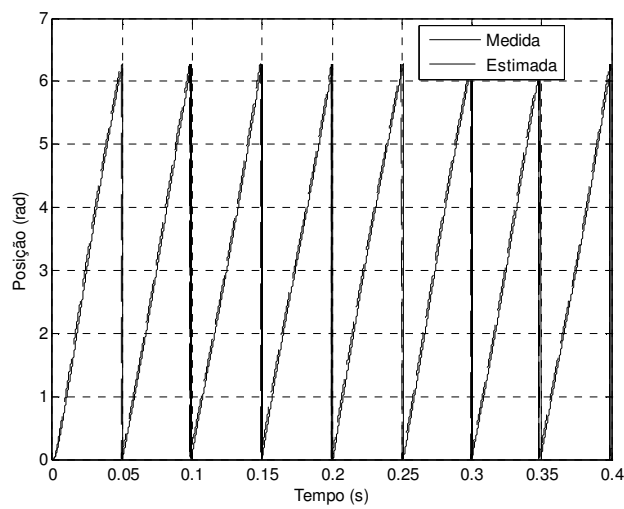


Fig. 3.7 – Posição com referênci senoidal.

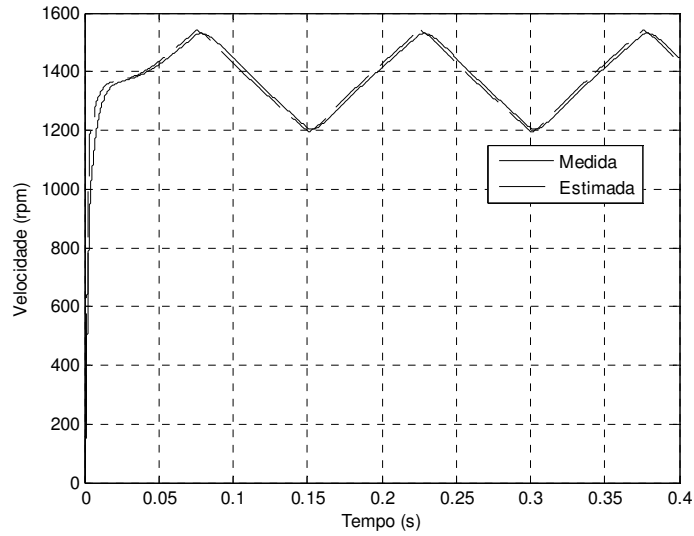


Fig. 3.8 – Velocidade com referência triangular

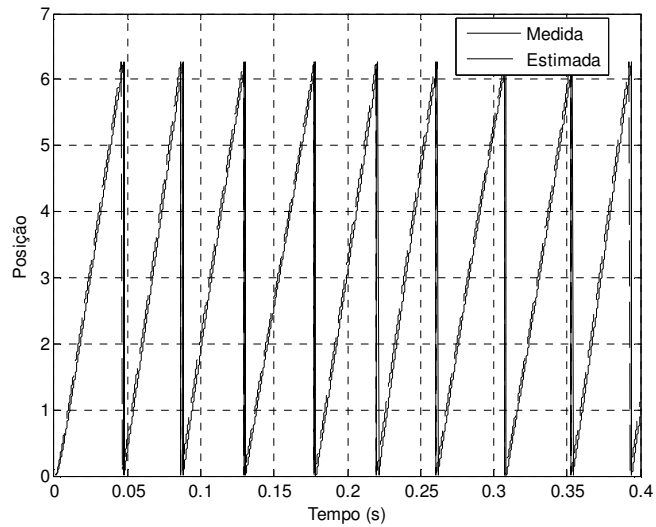


Fig. 3.9 – Posição com referência triangular

### 3.3 Observadores por Modos Deslizantes

A técnica de controle por modos deslizantes surgiu na Rússia, do trabalho pioneiro de Emelyanov e Barbashin no começo dos anos 60. Essas idéias não foram utilizadas fora da Rússia até meados dos anos 70. Desde então ela vem sendo



empregada em diversos sistemas lineares e não lineares, sistemas com múltiplas saídas e sistemas de controle discretos, entre outros. Adicionalmente a teoria de controle por modos deslizantes vem sendo aplicada à observação de estados [34]

A técnica de controle por modos deslizantes é classificada como um sistema de estrutura variável e, como o nome sugere, é uma classe de sistemas onde a lei de controle é mudada deliberadamente durante o processo de controle de acordo com algumas regras, que dependem dos estados do sistema. Modos deslizantes aparecem como um fenômeno em diversos processos dentro da engenharia elétrica e mecânica, governados por equações diferenciais com descontinuidades como parcela de entrada do sistema [35]-[36]. Maiores detalhes das propriedades e características desses sistemas são apresentados no apêndice B.

Considere inicialmente o sistema linear descrito em (3.1). É possível aplicar uma transformação de estado de forma que as saídas apareçam como uma componente do estado. O sistema transformado pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= A_{11}x_1 + A_{12}y + B_1u \\ \dot{y} &= A_{21}x_1 + A_{22}y + B_2u\end{aligned}\tag{3.23}$$

O observador proposto em [37] tem a forma da expressão abaixo.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= A_{11}\hat{x}_1 + A_{12}\hat{y} + B_1u + L_1v \\ \dot{\hat{y}} &= A_{21}\hat{x}_1 + A_{22}\hat{y} + B_2u - v\end{aligned}\tag{3.24}$$

Em (3.24) tem-se  $\hat{x}_1$  e  $\hat{y}$ , que são as estimativas dos estados do sistema,  $v = M \cdot \text{sign}(\hat{y} - y)$  sendo  $M \in \mathbb{R}$  uma constante positiva. O vetor  $\hat{y}$  é medido, assim  $\hat{y} - y$  é disponível.

O vetor com as funções descontínuas  $v \in \mathbb{R}^l$  é escolhido de tal forma que o modo deslizante é forçado pelo plano  $\bar{y} = \hat{y} - y = 0$  e o erro entre o vetor de saída  $y$  e sua estimativa  $\hat{y}$  é reduzido a zero. A matriz  $L_1$  deve ser encontrada de tal forma que o erro  $\bar{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1$  entre  $x_1$  e sua estimativa  $\hat{x}_1$  decaia a uma taxa desejada.

As equações do erro são obtidas e mostradas abaixo.

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{x}} &= A_{11}\bar{x}_1 + A_{12}\bar{y} + L_1v \\
\dot{\bar{y}} &= A_{21}\bar{x}_1 + A_{22}\bar{y} - v \\
v &= M \cdot \text{sign}(\bar{y})
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Como mostrado no apêndice C, o regime de deslizamento é forçado no plano  $\bar{y} = 0$  se a matriz que multiplica  $v$  na segunda equação em (3.25) é negativa definida e  $M$  possui um valor alto porém finito. Este é o caso do sistema mostrado, pois  $v$  é multiplicado por uma matriz identidade negativa. Assim para uma condição inicial limitada, o deslizamento pode ser forçado no plano  $\bar{y} = 0$ . Do método de controle equivalente temos que a solução  $v_{eq}$  para a equação  $\dot{\bar{y}} = 0$  deve ser substituída na primeira equação em (3.25) com  $\bar{y} = 0$ , para derivar as equações do modo deslizante.

$$\begin{aligned}
v_{eq} &= A_{21}\bar{x}_1 \\
\dot{\bar{x}} &= (A_{11} + L_1A_{21})\bar{x}_1
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Nota-se que (3.26) coincide com (3.11). Assim a taxa de convergência de  $\bar{x}_1$  para zero e a convergência de  $\hat{x}_1$  para  $x_1$  pode ser ajustada pela escolha adequada da matriz  $L_1$  e então  $x_2$  é encontrado a partir de (3.5)

O observador com entradas como função descontínua do erro (3.14) em regime de modo deslizante é equivalente ao observador de ordem reduzida (3.10). Entretanto, se os estados medidos afetados por ruído, o observador não linear apresenta melhor desempenho devido a suas características de filtragem, que são semelhantes às do filtro de Kalman [37].

### 3.3.1 Observador por modos deslizantes aplicado ao MSIP.

O efeito de acoplamento existente nas equações dinâmicas do motor implica que o controle sem sensor no MSIP é mais difícil de ser realizado do que o controle no motor CC. O controle *sensorless* pressupõe que alguns estados do motor estão disponíveis para medição, porém a saída é desconhecida, e neste caso espera-se estimá-la sem a utilização de sensor mecânico (*encoder*). No caso do MSIP são medidas as correntes de fase enquanto a velocidade  $\omega$  e a posição  $\theta$  são desconhecidas e deverão ser estimadas pois são elas as principais variáveis de controle do sistema.

No projeto de estimadores não é recomendável a utilização do modelo do motor em sistemas de coordenadas de campo, isto é, sistemas de coordenadas (d, q). Isso

ocorre porque as variáveis de estado neste sistema de coordenadas são transformada do sistema fixo, isto é,  $(a,b,c)$  através do sistema  $(\alpha,\beta)$ . Para tal é essencial conhecer instantaneamente a posição do rotor( $\theta$ ), portanto uma imprecisão na informação do ângulo compromete a validade do modelo nas coordenadas de campo  $(d,q)$ .

O observador não linear por modos deslizantes adotado neste trabalho possui a estrutura mostrada na Fig. 3.10. Ele é composto basicamente por um observador de corrente projetado de maneira a estimar as componentes da força contra-eletromotriz, um filtro passa-baixas e o estimador da posição e velocidade [37].

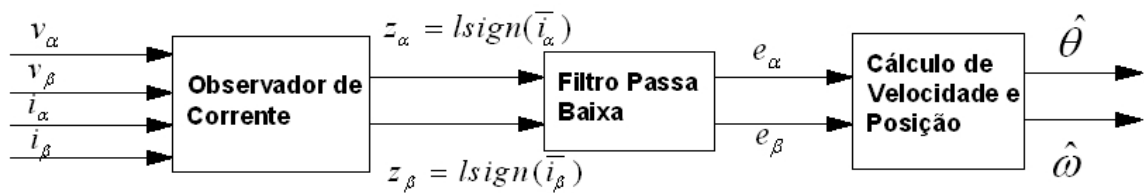


Fig. 3.10 - Diagrama de blocos da estrutura do observador

A estrutura do observador de corrente apresentada na Fig. 3.10, consiste em um estimador baseado nas equações do modelo de corrente realimentado por um controlador do tipo *bang-bang* (também conhecido como função relé) alimentado pelo erro composto pela diferença entre a corrente estimada do motor e a corrente real em coordenadas  $(\alpha,\beta)$ .

Os sinais  $z_\alpha$  e  $z_\beta$  de saída do observador são chaveados em alta frequência. Por isso é necessário o filtro passa-baixas para extrair os sinais  $e_\alpha$  e  $e_\beta$  que correspondem às componentes de baixa frequência contidas em  $z_\alpha$  e  $z_\beta$ . Os atrasos introduzidos por esse filtro são fatores que limitam o desempenho desse observador conforme será discutido posteriormente.

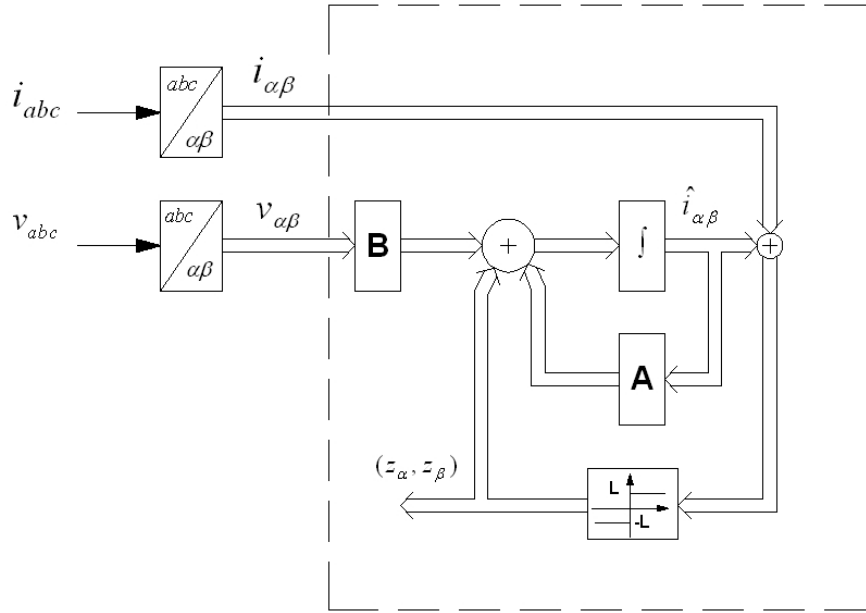


Fig. 3.11 – Estrutura do observador de corrente

O objetivo deste observador é estimar as componentes da força contra-eletromotriz da máquina ( $e_\alpha, e_\beta$ ), através da anulação do erro da diferença entre as correntes.

As equações dinâmicas do motor no sistema de coordenadas  $(\alpha, \beta)$ , são reescritas como:

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}e_\beta + \frac{1}{L}u_\beta \end{aligned} \quad (3.27)$$

sendo que a equação que representa o modelo das componentes da *fcem* é escrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\lambda_0 \omega_e \sin \theta \\ e_\beta &= -\lambda_0 \omega_e \cos \theta \end{aligned} \quad (3.28)$$

Assumindo que a velocidade do motor muda suavemente, i.e. a derivada da velocidade é aproximadamente igual a zero ( $\dot{\omega}_e \approx 0$ ), o modelo das componentes da *fcem* pode ser escrito conforme a equação (3.29):

$$\begin{aligned}\dot{e}_\alpha &= \omega_e^2 e_\beta \\ \dot{e}_\beta &= -\omega_e^2 e_\alpha\end{aligned}\quad (3.29)$$

Abordagens convencionais no projeto de controle sem sensor do MSIP seguem na maioria das vezes dois passos: Primeiro a *f<sub>cem</sub>* é estimada, então é possível, a partir das equações, obter-se a posição e a velocidade em um segundo passo. Porém na abordagem apresentada neste trabalho a equação de movimento mecânico não é usada no processo de estimação. Esse modelo contém parâmetros mecânicos imprecisos como o momento de inércia, atrito e principalmente o torque de carga que é desconhecido. Desta forma é proposto neste trabalho uma técnica de projeto utilizando somente as equações elétricas no algoritmo de estimação.

O conjunto de equações (3.30) apresentado a seguir representa um observador para o modelo da equação (3.27), onde o *l* é o ganho constante do observador.

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{l}{L}\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{l}{L}\text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)\end{aligned}\quad (3.30)$$

Considera-se que os parâmetros do motor são conhecidos exatamente sendo idênticos ao utilizados no modelo do observador. Subtraem-se as equações do observador (3.30) do modelo do MSIP (3.27) obtendo-se a dinâmica do erro, conforme conjunto de equações:

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}\bar{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{l}{L}\text{sign}(\bar{i}_\alpha) \\ \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}\bar{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{l}{L}\text{sign}(\bar{i}_\beta)\end{aligned}\quad (3.31)$$

onde  $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$  e  $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$  são os erros de observação entre a corrente real do motor e as correntes estimadas no observador. As dinâmicas dos erros são perturbadas pelas componentes da força eletromotriz induzida. Entretanto, como as componentes da fem são limitadas, elas podem ser suprimidas pela entrada descontínua com uma escolha apropriada do ganho *l*, conforme(3.32):

$$l > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (3.32)$$

De modo geral o esquema da Fig. 3.12 apresenta, em diagramas de bloco, o controle e o observador simulado e implementado.

Considerando que a *f<sub>cem</sub>* estimada é obtida pela saída do filtro passa-baixas conforme mostrado na Fig. 3.10 tem-se que o cálculo da posição pode ser feito através da expressão abaixo [39]:

$$\hat{\theta} = -\text{atan}\left(\frac{e_{\alpha}}{e_{\beta}}\right) \quad (3.33)$$

e o cálculo da velocidade pode ser feito conforme a seguinte equação:

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\lambda_0} \sqrt{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \quad (3.34)$$

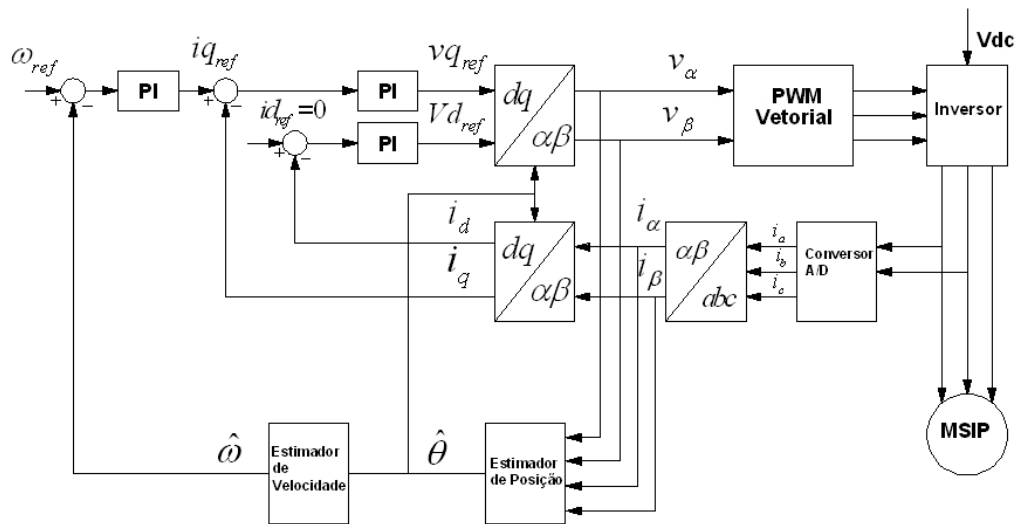


Fig. 3.12 – Controle com observador por modos deslizantes

Inicialmente são apresentados os resultados de simulações do sistema sendo realimentado pelas variáveis de saída do motor, juntamente com a saída do estimador não-linear operando em malha aberta.

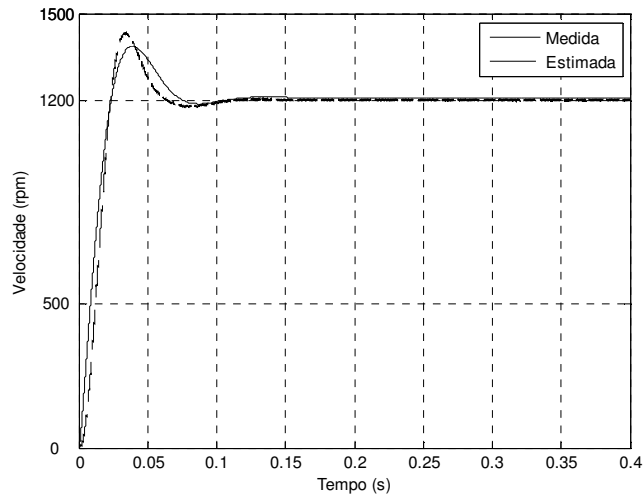


Fig. 3.13 – Velocidade obtida por simulação (1200 rpm)

A Fig. 3.13 apresenta a velocidade medida e estimada do sistema e a Fig. 3.14 mostra a posição.

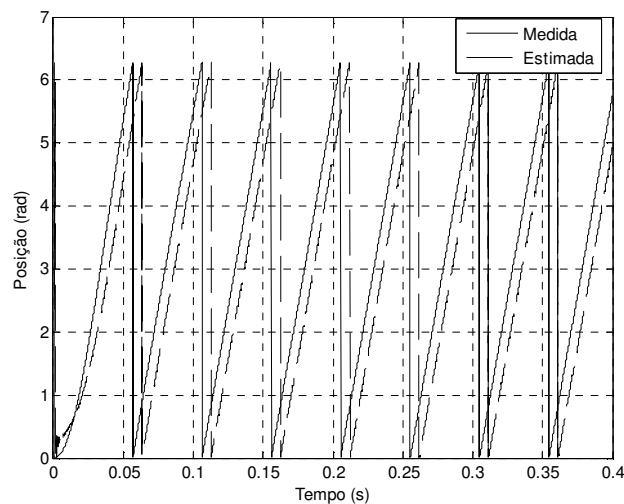


Fig. 3.14 – Posições obtidas por simulação (1200 rpm)

Na Fig. 3.14 é possível observar o atraso entre a posição medida e estimada. Esta defasagem é causada pela atuação do filtro passa-baixas e varia em relação à frequência de corte escolhida e à frequência do sinal de entrada do filtro.

A diferença de fase citada acima constitui basicamente dois problemas para o acionamento. Primeiramente dificulta o sincronismo do campo rotórico com o campo do estator e em segundo lugar dificulta o rastreamento, sendo necessária a utilização de tabela para a correção de ângulo.

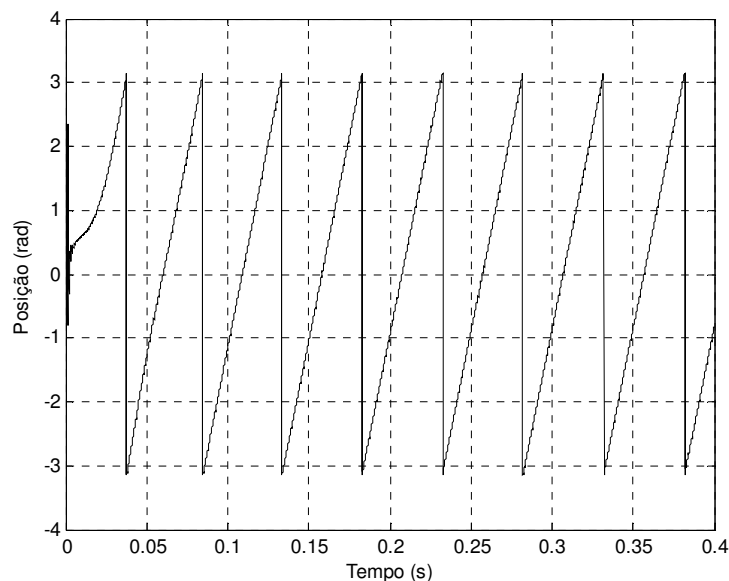


Fig. 3.15 – Posição e obtidas por simulação

Na Fig. 3.15 é possível observar que na partida ocorre um efeito de degradação do valor estimado de posição. Isto ocorre, pois a informação contida na  $f_{cem}$  não é suficiente para uma boa estimativa. Este fato constitui outra fragilidade no sistema de acionamento na medida em que impossibilita a partida do motor.

### 3.3.2 Obtenção da Velocidade e Posição com PLL

A técnica de projeto de observadores descrita na seção anterior apresentou bons resultados. Porém algumas desvantagens foram observadas nesta configuração, dentre as quais podemos citar: a defasagem gerada pelo filtro, a dificuldade de partida da máquina de forma convencional, problemas com rastreamento de velocidade e dificuldade na implementação das equações (3.33) e (3.34) referentes ao cálculo de posição e velocidade do rotor.

Com a finalidade de implementar melhorias no sistema apresentado e aumentar o desempenho do observador por modos deslizantes, propõe-se a implementação de um algoritmo de sincronismo para obtenção da posição e da velocidade através da saída do observador de corrente. Este algoritmo se baseia no circuito *PLL (Phase Locked Loop)*, que é descrito em detalhes no apêndice C.

Poucos trabalhos têm utilizado este tipo de sistema no auxílio de projetos em controle de máquinas sem sensor. Em [40] foi proposto um método de estimativa do



fluxo para controle de motor de indução sem sensor. Um circuito *PLL* sincronizado com o vetor de tensão é utilizado para estimar a frequência do estator.

Em [41] um método é aplicado onde é feita a integração do terceiro harmônico da *f<sub>cem</sub>* utilizando um algoritmo *PLL* e em [42] esse sistema é utilizado com o objetivo de extrair as informações de velocidade e posição a partir da energia reativa harmônica.

A Fig. 3.16 mostra o diagrama de bloco, substituindo o cálculo convencional de velocidade pelo circuito de sintonia proposto.

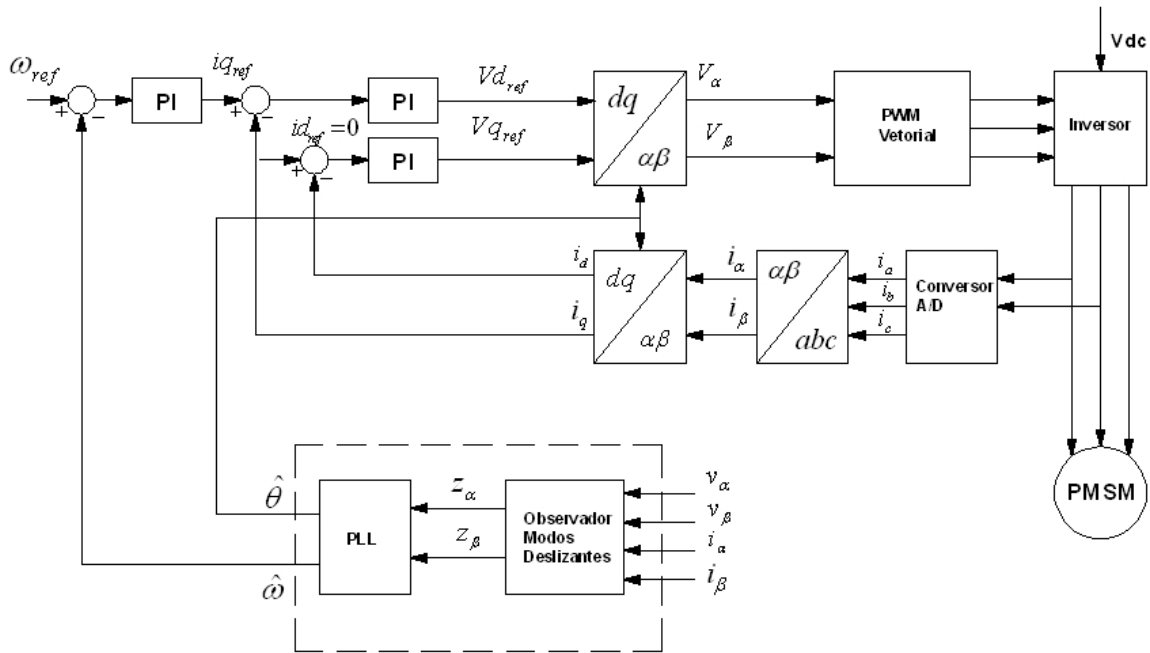


Fig. 3.16 – Diagrama do sistema completo com PLL

Os resultados de simulação apresentados a seguir mostram o desempenho do conjunto observador e *PLL*. Deve-se notar que a realimentação de posição e velocidade são feitas com as variáveis medidas, pois se deseja verificar o comportamento dinâmico do estimador sem a influência de eventuais efeitos de degradação causados pelas variáveis estimadas quando inseridas no sistema.

A Fig. 3.17 apresenta a resposta em degrau comparando a velocidade medida e a obtida pelo processo de estimação.

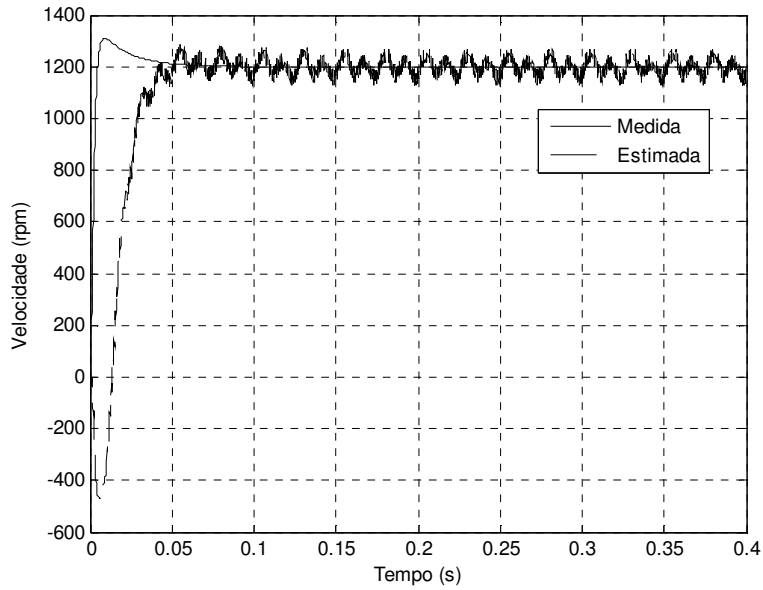


Fig. 3.17 – Velocidade obtida com PLL (1200 rpm)

Na Fig. 3.18 são apresentadas as posições medida e estimada referentes ao degrau de 1200 rotações por minuto. Nota-se a existência de defasagem entre as posições medida e estimada. Ocorre porém que esta diferença de fase é fixa, e possui o valor  $\pi/2$ .

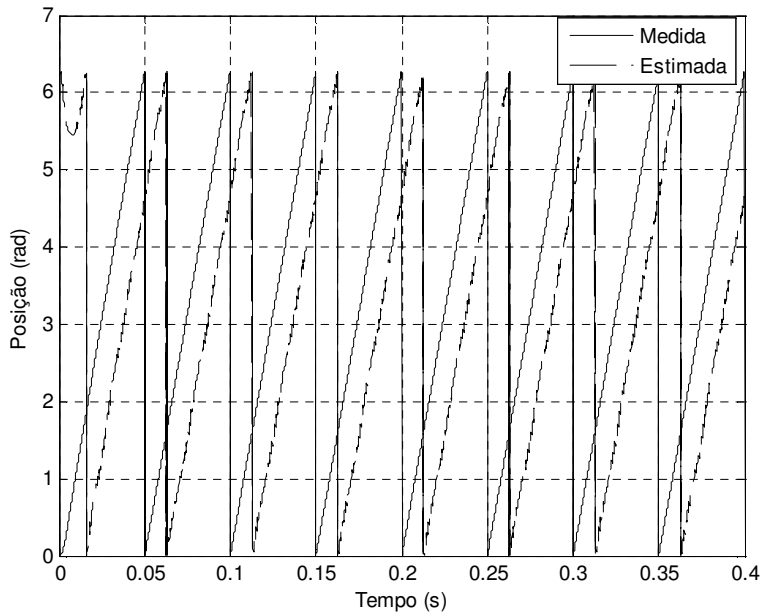


Fig. 3.18 – Posições medida e estimada com com diferença de fase.

Corrigindo a diferença obtém-se o novo valor da posição apresentada na Fig.

3.19

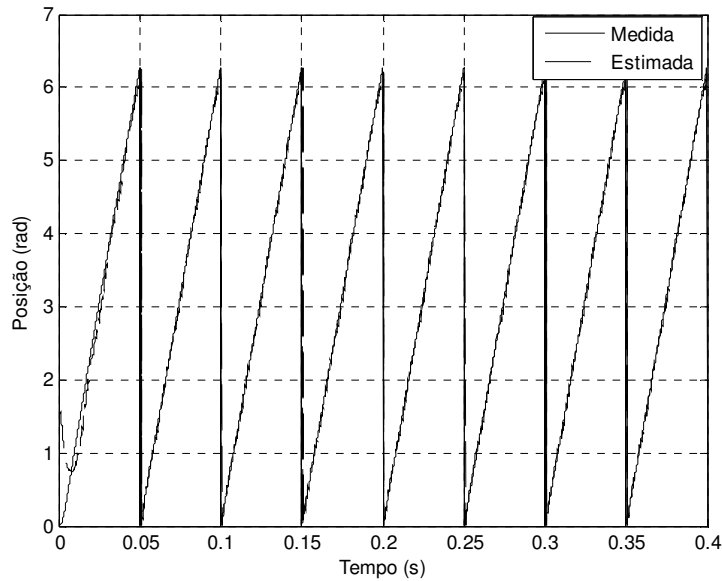


Fig. 3.19 – Posições medida e estimada com correção de fase.

O sistema apresenta mesmo desempenho quando submetido a um degrau de velocidade negativa, conforme observado na Fig. 3.20.

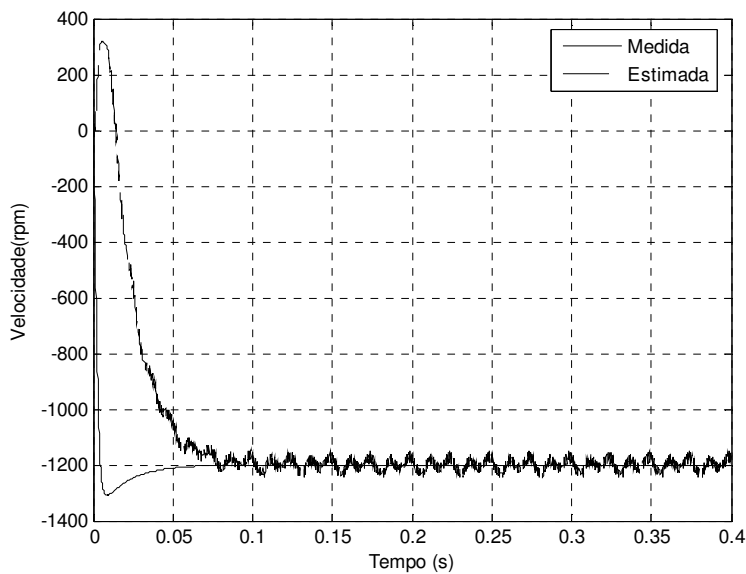


Fig. 3.20 – Resposta com referência negativa .

A resposta dinâmica da posição para esta entrada é idêntica ao caso de referência positiva, porém o valor de correção do ângulo é  $-\pi/2$ , conforme mostrado na Fig. 3.21.

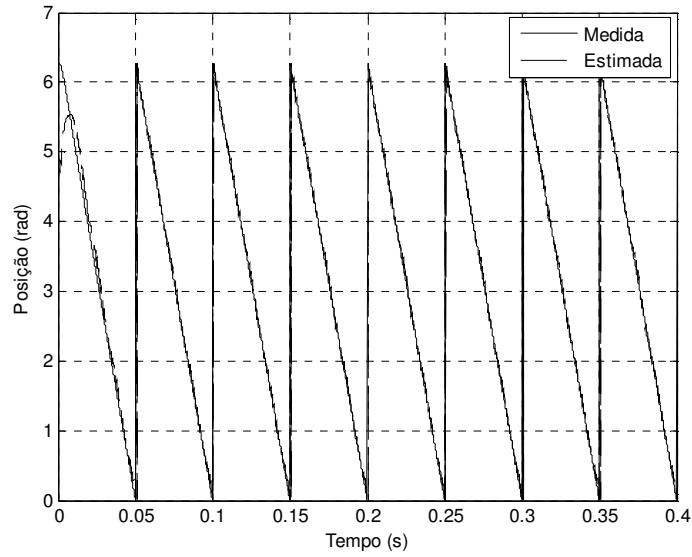


Fig. 3.21 – Posições com referência negativa.

Visando investigar a capacidade de rastreamento do sistema são apresentados alguns resultados com diferentes tipos de referência.

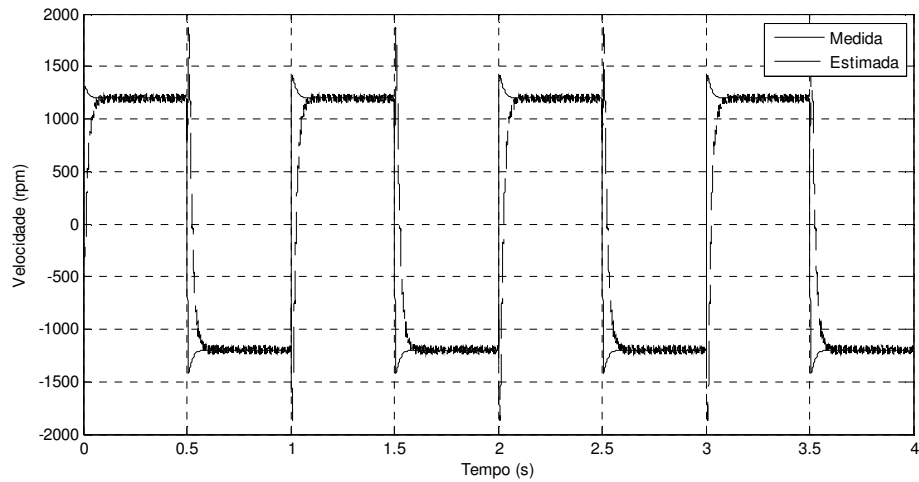


Fig. 3.22 – Rastreamento de velocidade com inversão.

A Fig. 3.23 apresenta a resposta do estimador a referência senoidal.

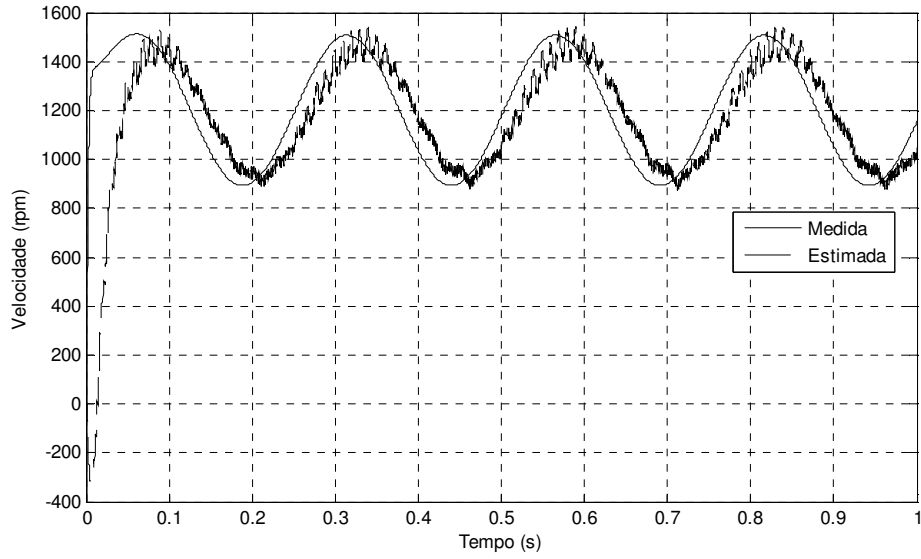


Fig. 3.23 – Rastreamento com referência senoidal.

Apesar do resultado do rastreamento apresentar atraso, nota-se que a posição estimada, mostrada na Fig. 3.24, não perdeu o sincronismo com a posição medida.

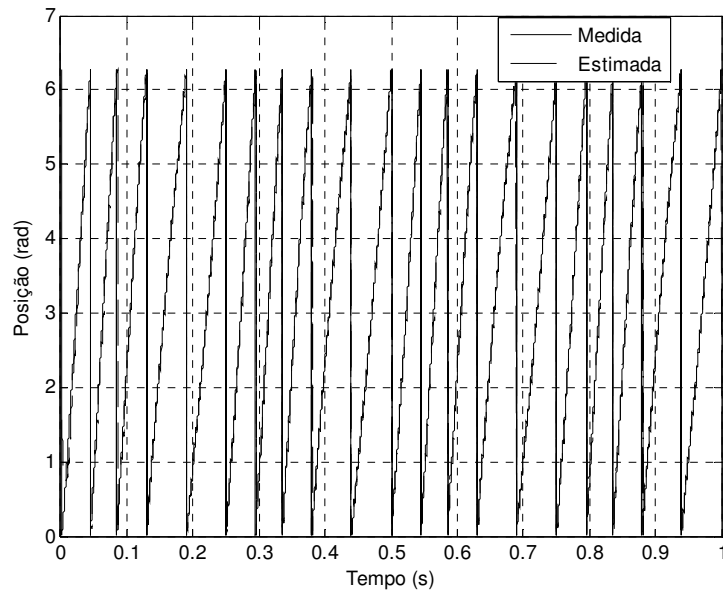


Fig. 3.24 – Posição com referência senoidal.

A Fig. 3.25 apresenta a resposta para referência triangular.

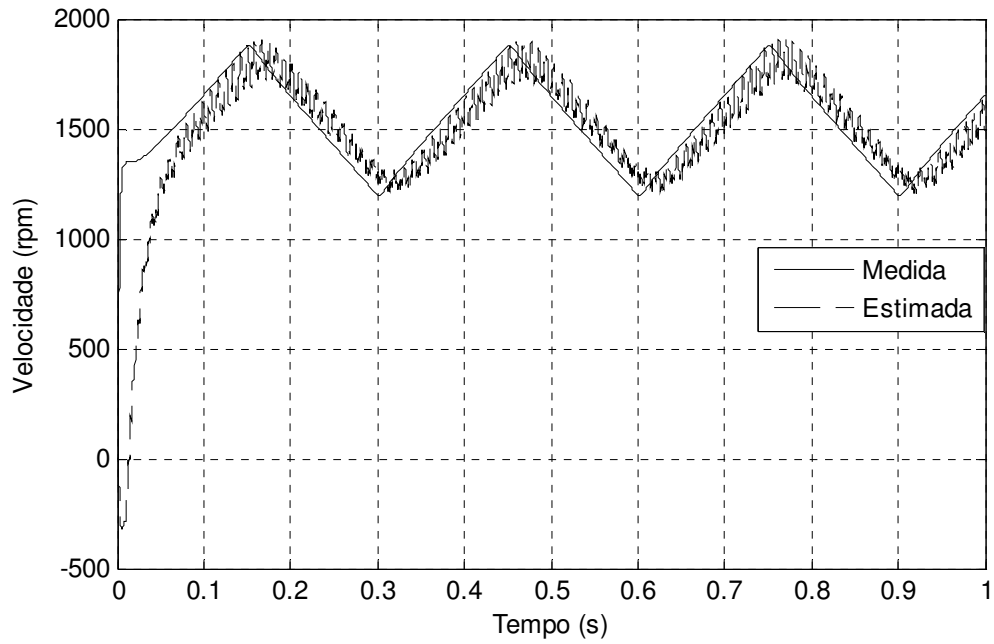


Fig. 3.25 – Rastreamento com referência triangular.

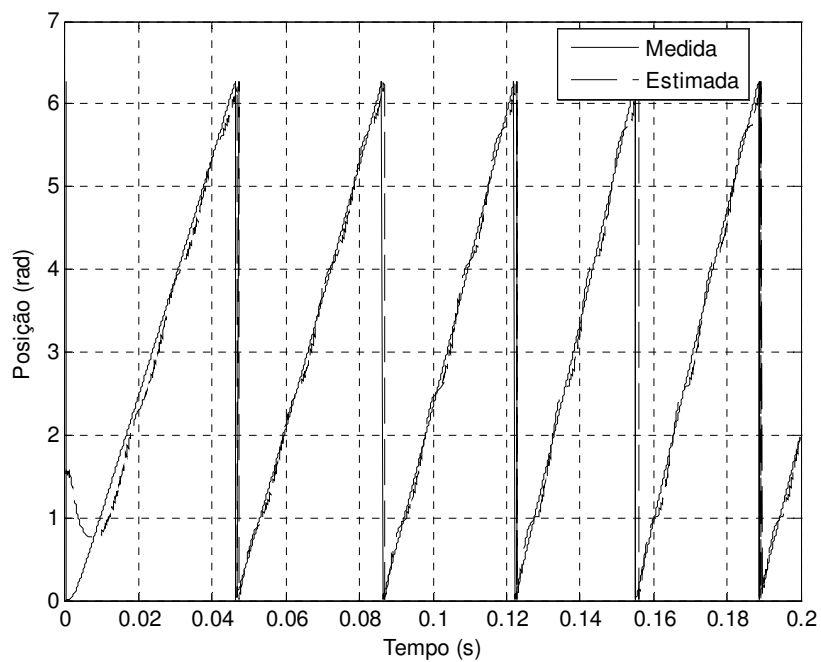


Fig. 3.26 – Detalhe da posição com referência triangular.

Apresenta-se ainda, na Fig. 3.27 e Fig. 3.28 a velocidade e a posição respectivamente, considerando a possibilidade de utilização de dois blocos *PLL* em

casata. Com isso é possível melhorar a resposta de velocidade, reduzindo o seu nível de ruído e ao mesmo tempo eliminar a diferença de fase na posição.

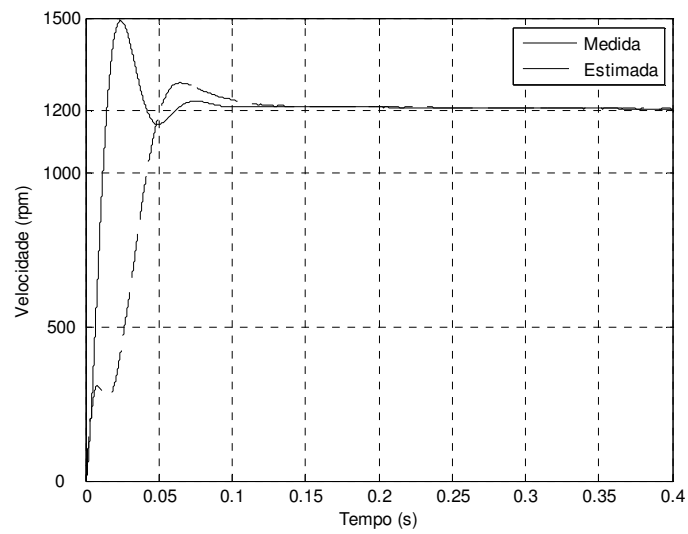


Fig. 3.27 – Velocidade obtidas por simulação com dois PLL em cascata

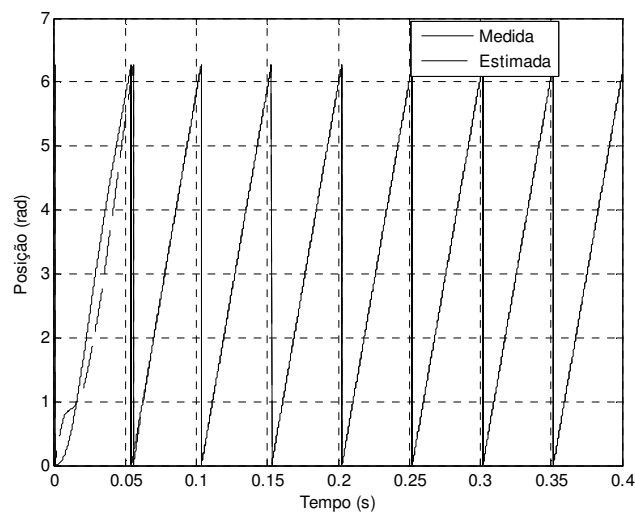


Fig. 3.28 – Posições obtidas por simulação com dois PLL em cascata

### 3.4 Comparação dos Observadores com variação de parâmetros.

A operação de uma máquina na indústria muitas vezes é feita em condições adversas causando assim variação nos seus parâmetros. A fim de demonstrar a eficiência dos observadores é apresentada nesta seção uma comparação entre os dois tipos de observadores no caso de haver variação de parâmetros da máquina.

Primeiramente é aplicada uma variação de 100% na resistência do estator, para o observador linear e posteriormente para o observador por modos deslizantes.

A Fig. 3.29 mostra que sob variação da resistência, no regime transitório o sinal de velocidade apresentou um valor de *overshoot* acima do dobro da referência.

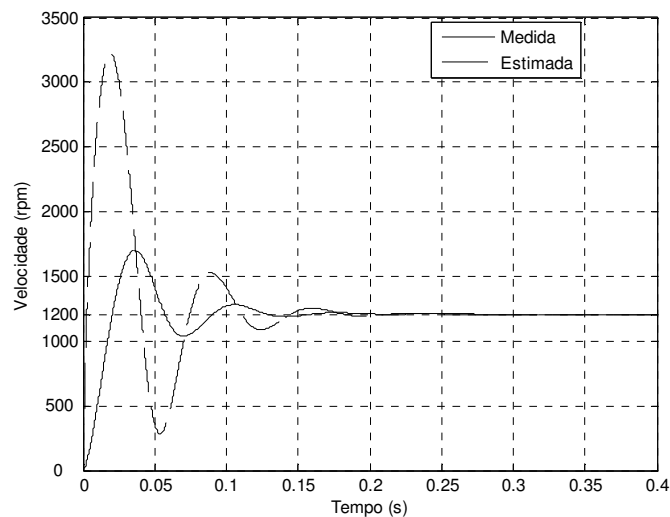


Fig. 3.29 – Velocidades com variação de parâmetros.

A Fig. 3.30 mostra a posição do rotor.



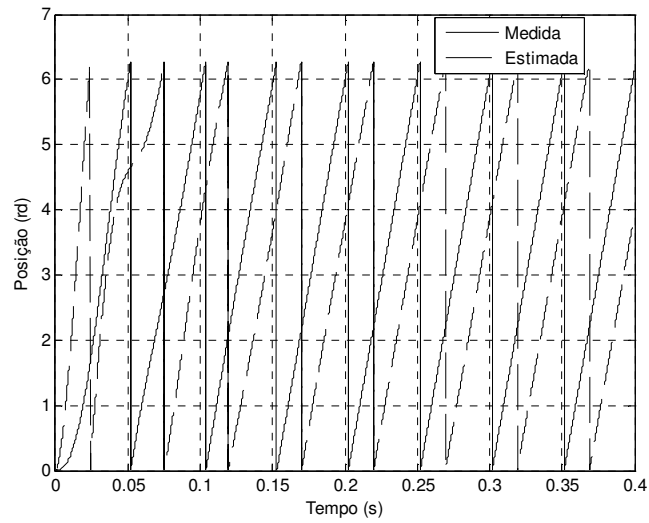


Fig. 3.30 – Perda de sincronismo sob variação de parâmetro.

Nota-se que a informação estimada da posição apresentou uma degradação que certamente causará perda do sincronismo.

Com relação ao observador por modos deslizantes são apresentados os seguintes resultados sob as mesmas condições apresentadas acima.

A Fig. 3.31 mostra que ocorreu um acréscimo no tempo de assentamento do sinal de velocidade.

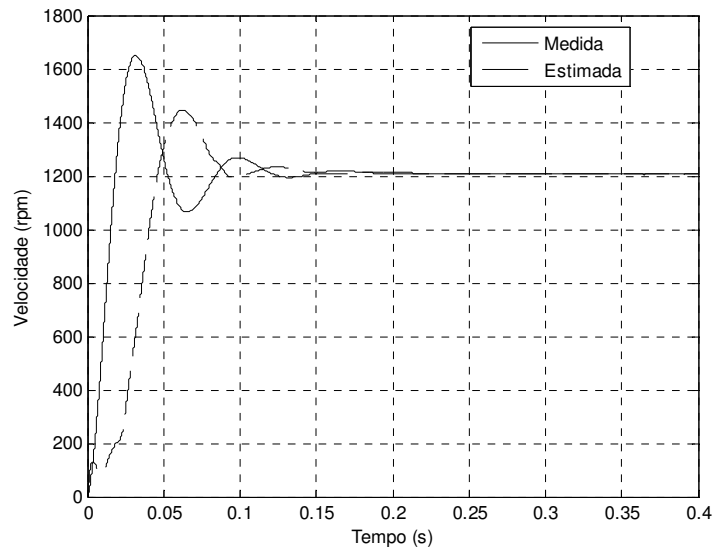


Fig. 3.31 – Resposta do observador por modos deslizantes com variação de parâmetros.

A Fig. 3.32 mostra que o ângulo medido foi rastreado de forma satisfatória.

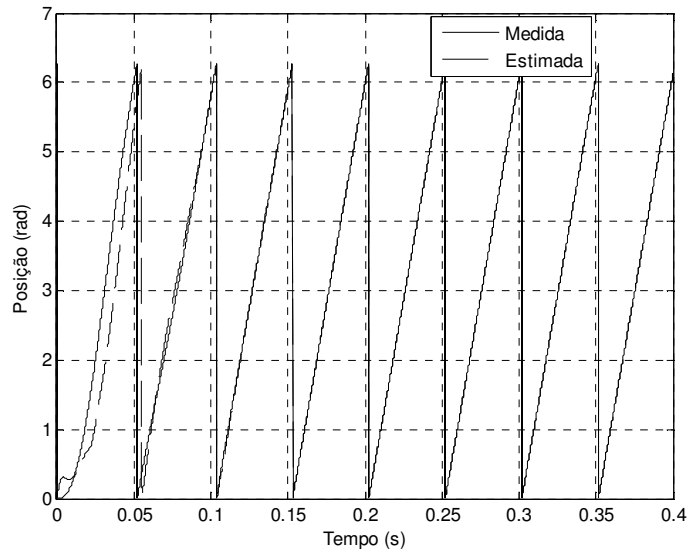


Fig. 3.32 – Posições com variação de parâmetros.

A seguir são apresentados os resultados quando o observador por modos deslizantes é submetido a uma variação da resistência em cinco vezes o seu valor nominal.

A Fig. 3.33 mostra que houve uma degradação na velocidade estimada.

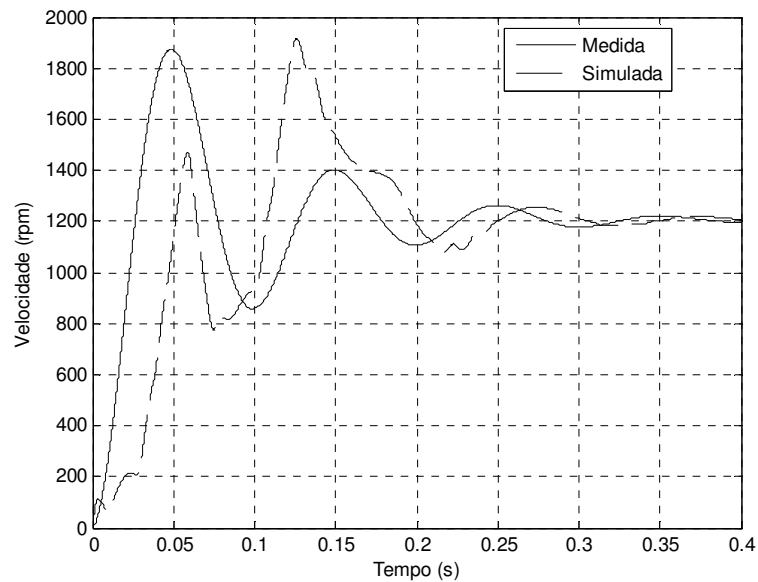


Fig. 3.33 – Resposta de velocidade com variação de parâmetros.

A Fig. 3.34 mostra que a capacidade do observador em estimar de forma correta a posição é mantida.

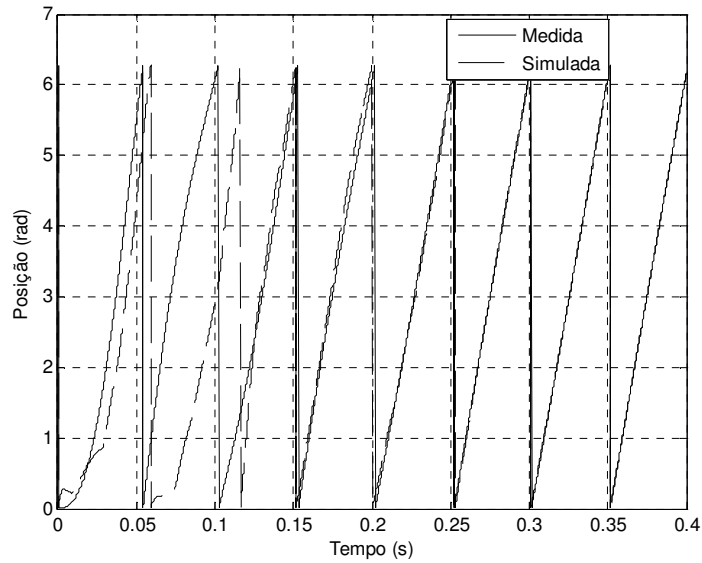


Fig. 3.34 – Respostas de velocidade com variação de parâmetros.

### 3.5 Considerações Sobre o Resultado das Simulações

As simulações permitem analisar os sistemas dinâmicos prevendo como esses sistemas irão se comportar na prática. Neste capítulo foram realizadas diversas simulações justamente com o objetivo de avaliar o desempenho dos observadores e identificar os seus pontos fortes e suas deficiências quando inseridos no contexto do acionamento.

De forma geral pode-se concluir que o observador linear de ordem reduzida possui algumas vantagens como: simplicidade no projeto, boa estabilidade apenas com alocação dos pólos de forma correta. O seu desempenho, porém, fica comprometido quando submetido a variação de parâmetros.

O observador em modos deslizantes, na forma como apresentado inicialmente apresentou um bom desempenho mesmo quando submetido a variação de parâmetros. Este observador apresenta, também, algumas desvantagens mostradas a seguir.

- Na partida a  $f_{cem}$  é inexistente e as variáveis estimadas não podem ser utilizadas para realimentação, assim é necessário um sistema auxiliar para realizar a partida da máquina em malha aberta;

- A presença de oscilações, devido à natureza do observador, causa uma deterioração no desempenho do sistema quando este é submetido aos sinais observados na malha de realimentação;
- O atraso gerado pelo filtro passa-baixas dificulta o rastreamento de velocidade, sendo necessária uma tabela para corrigir diferentes valores.

O algoritmo *PLL* foi adicionado para melhorar o desempenho do observador por modos deslizantes. Uma melhoria observada por esse sistema é a capacidade de rastrear o ângulo com uma diferença de fase fixa.

No capítulo seguinte serão apresentadas implementações experimentais dos observadores estudados neste capítulo, com o objetivo de validar os resultados obtidos das simulações.

## 4 IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE COMPARATIVA

### 4.1 Introdução

Visando cumprir os objetivos traçados inicialmente no presente trabalho foram implementados em bancada, os algoritmos dos observadores propostos no capítulo 3. Desta forma, tornou-se possível obter uma massa de dados a fim de verificar o desempenho de cada uma das técnicas, comparar estes resultados e obter-se assim, algumas conclusões importantes. Deseja-se ainda verificar o desempenho de cada observador em relação a diferentes valores de velocidade de referência, e pesquisar a capacidade do sistema em manter o desempenho sob variação de parâmetros.

### 4.2 Implementação do Observador Linear de Ordem Reduzida

A seguir são mostrados alguns resultados comparando as respostas obtidas do *encoder* com a saída do observador quando o sistema é realimentado com as variáveis medidas do *encoder*.

A Fig. 4.1 e a Fig. 4.2 apresentam o desempenho do observador com velocidade de 1200 e 1800 rotações por minutos respectivamente.

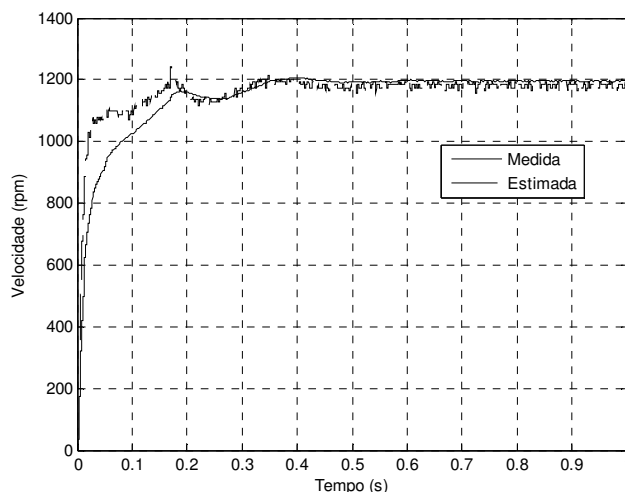


Fig. 4.1 – Respostas ao degrau de velocidade (1200 rpm).

Nota-se que existe uma melhora no desempenho do observador na medida em que a velocidade é incrementada.

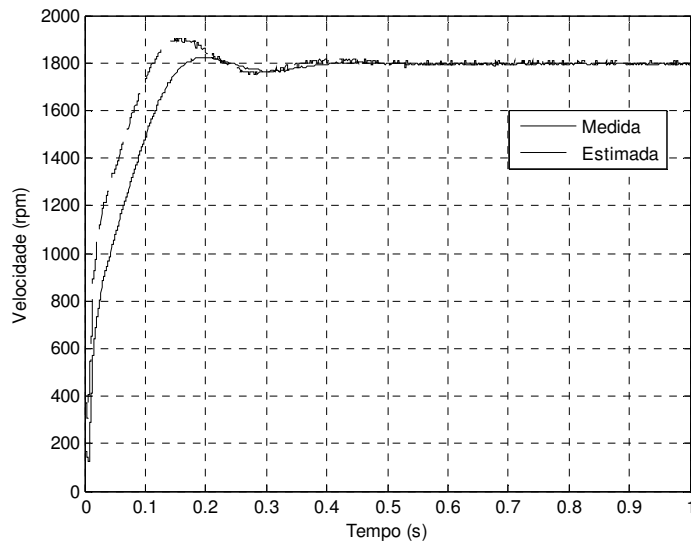


Fig. 4.2 – Respostas ao degrau de velocidade (1800 rpm)

A seguir são apresentados os resultados quando o sistema é submetido às variáveis estimadas (velocidade e posição).

A Fig. 4.3 apresenta a resposta de velocidade do sistema quando submetido ao degrau de 1000 rpm, apresentando um erro de regime de 2.5%.

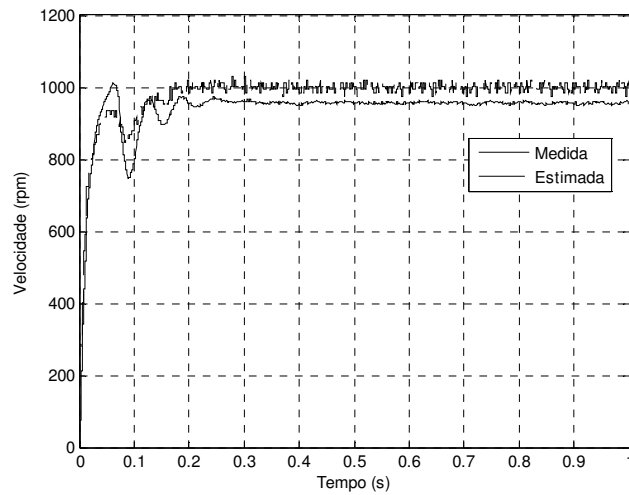


Fig. 4.3 – Resposta de velocidade com realimentação pelo observador (1000 rpm).

A Fig. 4.4 apresenta a informação utilizada na realimentação (estimada) e a posição medida no *encoder*.

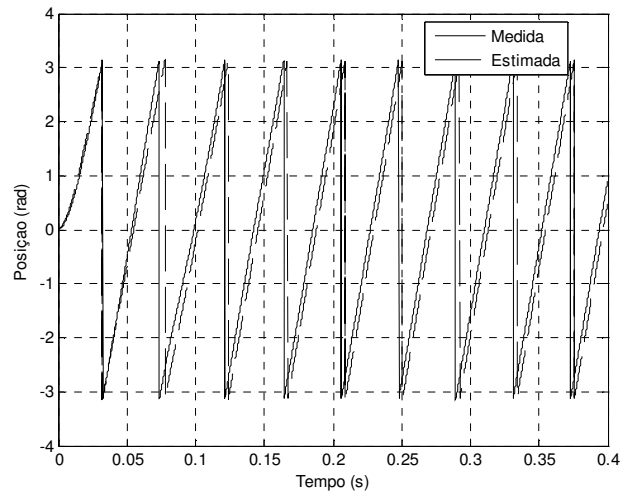


Fig. 4.4 – Posições medida e estimada.

A Fig. 4.5 apresenta a resposta para uma degrau de velocidade de 1200 rpm com erro de regime de 2%.

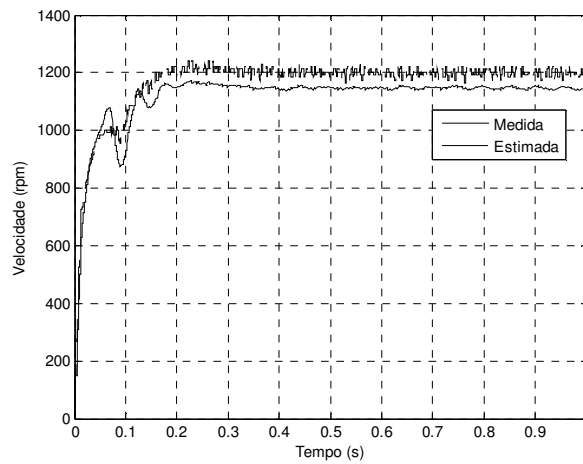


Fig. 4.5 – Resposta ao degrau de 1200 rpm

A Fig. 4.6 apresenta a posição medida e estimada para um degrau de 1200 rpm.

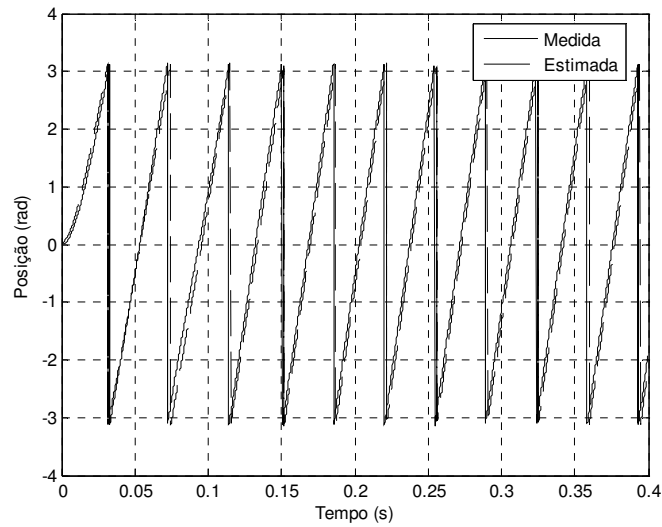


Fig. 4.6 – Posições medida e estimada.

Para obtenção dos resultados apresentados acima foram empregados os termos de desacoplamento (3.12) e (3.13). Aparentemente, a inclusão desses termos causou desvios no comportamento dinâmico do sistema, com relação às respostas dinâmicas esperadas com base nas simulações. Numa primeira análise não foram identificadas as causas deste comportamento inconsistente, sendo recomendadas investigações mais aprofundadas.

### 4.3 Implementação do Observador Por Modos Deslizantes

São apresentados nesta seção os resultados obtidos com o observador em modos deslizantes operando em malha aberta, sendo as variáveis utilizadas na realimentação obtidas do encoder.

A Fig. 4.7 mostra as posições medida e estimada para o degrau de 800 rpm.



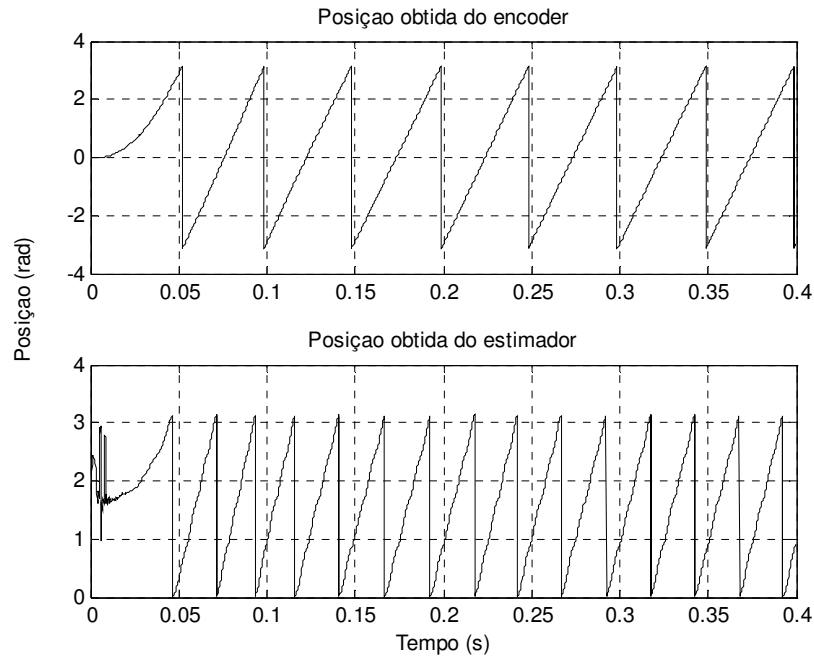


Fig. 4.7 – Posições para 800 rpm.

Nota-se que o sinal de posição estimada parece possuir uma diferença no seu valor de frequência, quando comparado com o valor medido do *encoder*. Isto ocorre pois cada ciclo do sinal medido representa duas voltas ou dois ciclos completos de rotação elétrica da máquina, em concordância com as definições da biblioteca de funções utilizada na implementação do sistema de coordenadas d-q em software. Porém ambos os sinais têm o mesmo efeito para fins de realimentação.

O filtro utilizado para extrair as componentes da *fcem* conforme apresentado no diagrama da Fig. 3.10, insere em sua saída, uma defasagem com relação ao sinal chaveado aplicado em sua entrada. Esta diferença de fase se reflete no sinal de posição mostrado na Fig. 4.7. Existe, portanto a necessidade de uma correção dinâmica da diferença de fase com a utilização de uma tabela, sendo que para diferentes valores aplicados como referência cabe uma correção equivalente.

Nos resultados foi realizada uma correção de forma empírica para que o motor fosse operado em malha fechada, constatando-se ainda que esta correção é linear para diferentes valores de velocidade.

A Fig. 4.8 apresenta a resposta para um degrau de 1200 rpm.

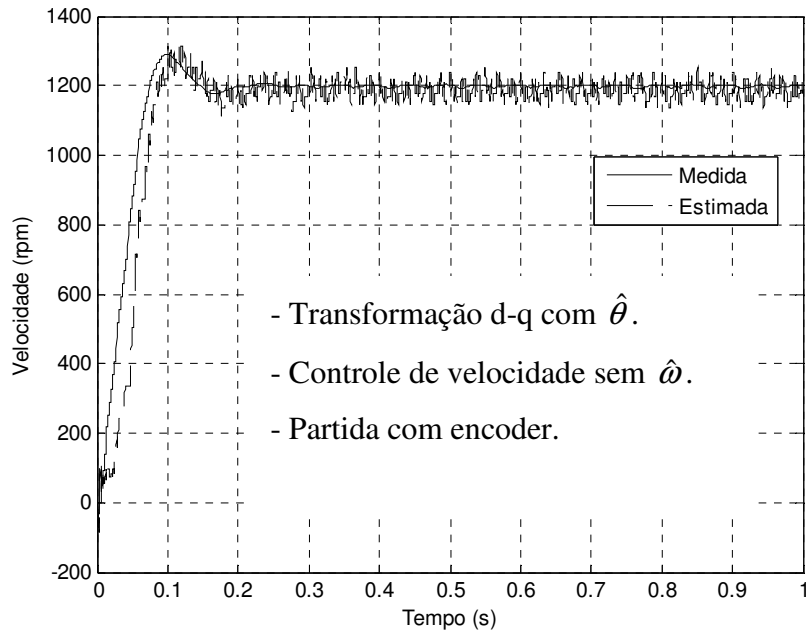


Fig. 4.8 – Resposta de velocidade medida e estimada para 1200 rpm

A Fig. 4.9 apresenta as posições medidas e estimadas para 1200 rpm.

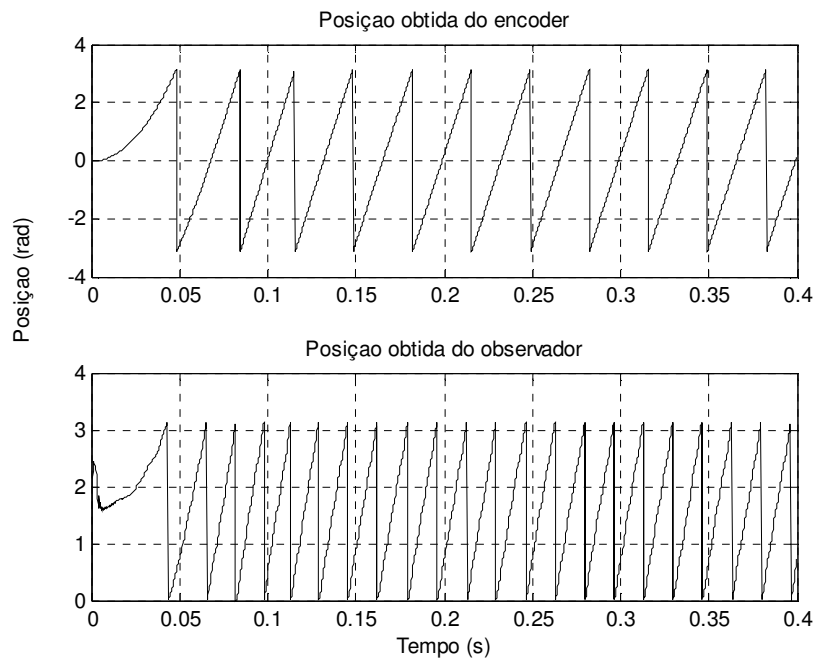


Fig. 4.9 – Posições medida e estimada (1200 rpm)

### 4.3.1 Partida com Observador

O observador em modos deslizantes apresenta uma desvantagem comum a todos os sistemas que dependem da  $f_{cem}$  para estimação de posição e velocidade, que é a degradação das variáveis estimadas no momento da partida. Assim sendo foi necessário implementar um método de partida que é descrito a seguir.

A relação entre a aceleração do motor e a corrente  $i_q$  é dada pela equação dinâmica do motor conforme mostrado na expressão abaixo.

$$a_p = \dot{\omega}_p = \frac{k_\tau}{J} i_q \quad (4.1)$$

Através da aceleração é possível calcular a velocidade e a posição, conforme mostrado no diagrama da Fig. 4.10 onde as variáveis  $a_p$ ,  $\omega_p$  e  $\theta_p$  são as variáveis utilizadas no sistema de partida da máquina.

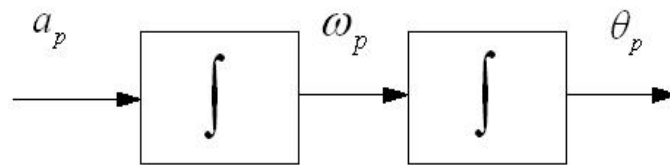


Fig. 4.10 – Partida do Motor

A partida é feita da seguinte maneira: primeiro é aplicado um valor de corrente  $i_q$  constante para garantir um torque constante durante a partida; o valor de  $\theta_p$  é obtido por dupla integração e utilizado na realimentação da posição.

A Fig. 4.11 mostra a rampa de velocidade real obtida do encoder e a rampa obtida na primeira integração.

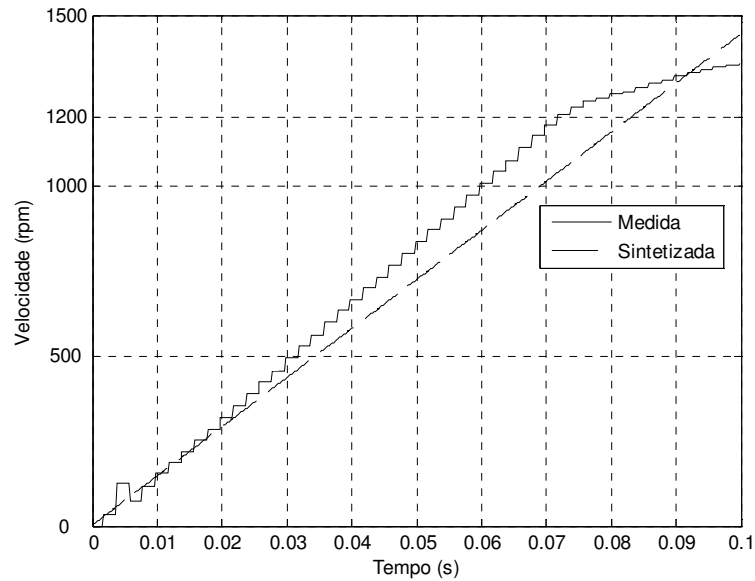


Fig. 4.11 – Rampa de velocidade

Depois de transcorrido um tempo suficiente para a convergência do observador, a posição observada passa a ser utilizada no lugar dos valores obtidos com a rampa de aceleração. A partir desse momento passa a atuar também o laço de controle de velocidade, substituindo o valor fixo de  $i_q$  utilizado durante a partida.

A Fig. 4.12 apresenta uma comparação entre as posições medida do encoder e a saída da integral  $\theta_p$ . Pode-se notar a boa concordância entre ambos os sinais durante os dois primeiros ciclos, que constituem um intervalo de tempo suficiente para que o estimador entre em regime. Após esse intervalo, pode-se comutar a rampa de aceleração para a posição estimada.

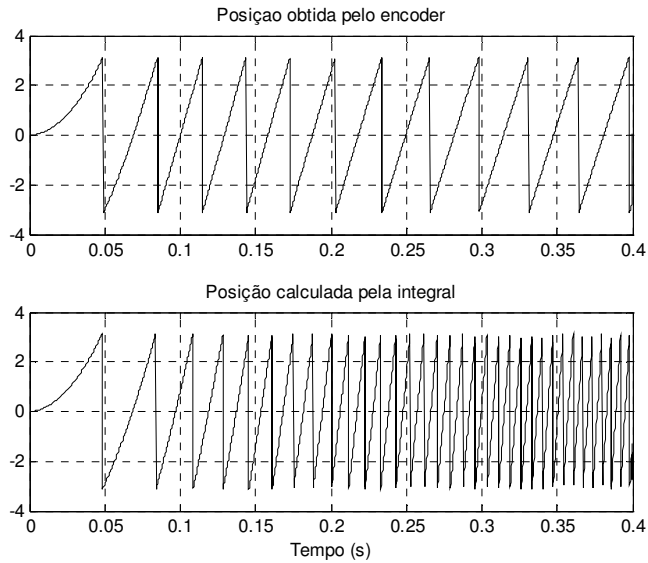


Fig. 4.12 – Posição utilizada na partida do motor

Aplicando esse método na partida da máquina é possível que ela seja operada normalmente sem a utilização do encoder.

A Fig. 4.13 mostra a resposta a um degrau de 1200 rpm

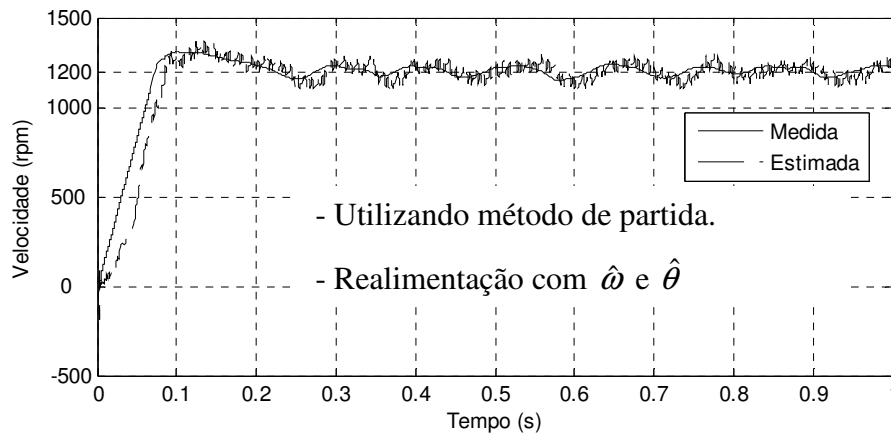


Fig. 4.13 – Resposta de velocidade com variáveis estimadas malha de realimentação.

Ficou constatado tanto nas simulações apresentadas no capítulo 3 bem como nos experimentos realizados em bancada que existe uma tendência de mudança do comportamento dinâmico quando o sistema é submetido às variáveis estimadas. O comportamento oscilatório apresentado na resposta de velocidade da Fig. 4.13 mostra este efeito. Existe, portanto a necessidade de que os ganhos dos controladores sejam reajustados para que o sistema apresente um melhor desempenho.

A Fig. 4.14 mostra as posições medida e estimada para referência de 1200 rpm..

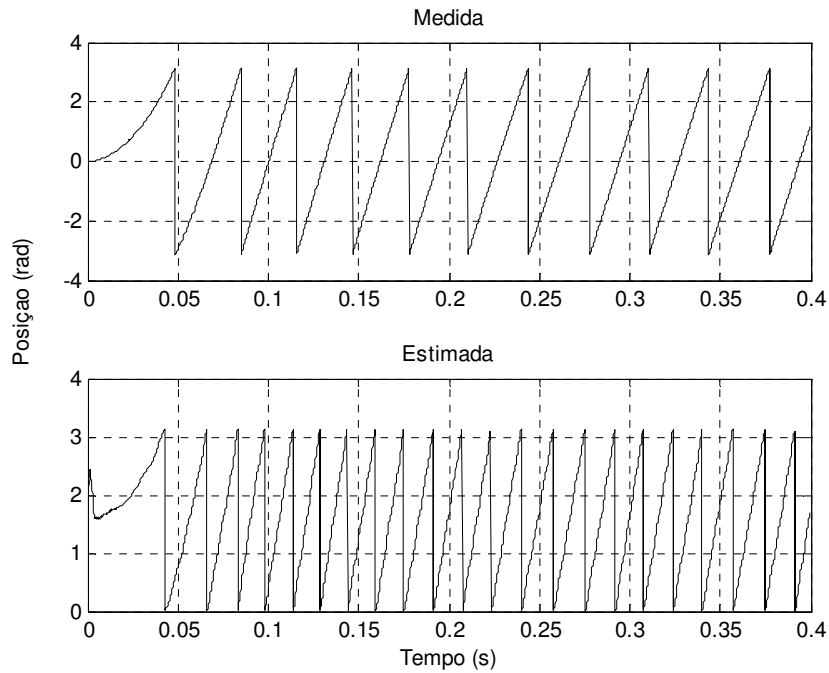


Fig. 4.14 – Posições medida e estimada com as variáveis estimadas na malha de realimentação.

### 4.3.2 Implementação do PLL

O algoritmo do *PLL* foi implementado junto com o programa de controle e com o observador. A resposta de velocidade medida e obtida pelo *PLL* pode ser vista na Fig. 4.15, sendo o sistema realimentado com as variáveis obtidas do encoder. Pode-se constatar o bom desempenho do estimador associado ao *PLL*, quando operando em malha aberta, observando-se que a posição estimada rapidamente converge para o valor medido pelo encoder, ainda durante a primeira rotação do rotor. O sinal de velocidade estimado apresenta um nível considerável de ruído, mas isto pode não causar problemas, caso o controlador de velocidade e o próprio *PLL* tenham uma banda passante suficientemente estreita.

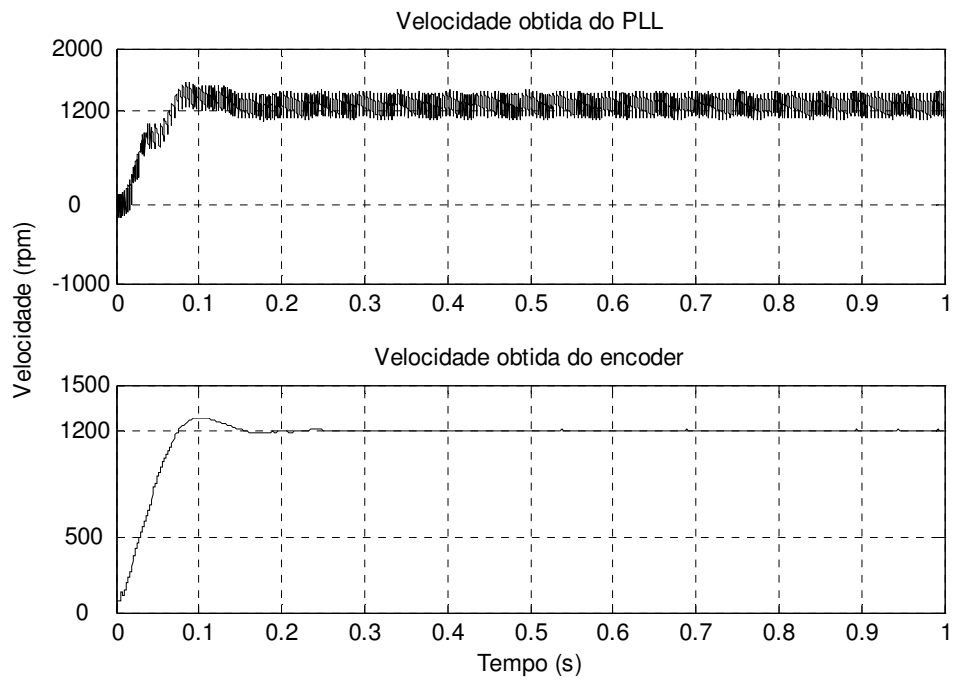


Fig. 4.15 – Velocidade obtida pelo PLL e medida em malha aberta.

Na Fig. 4.16 são mostrados os resultados para posição.

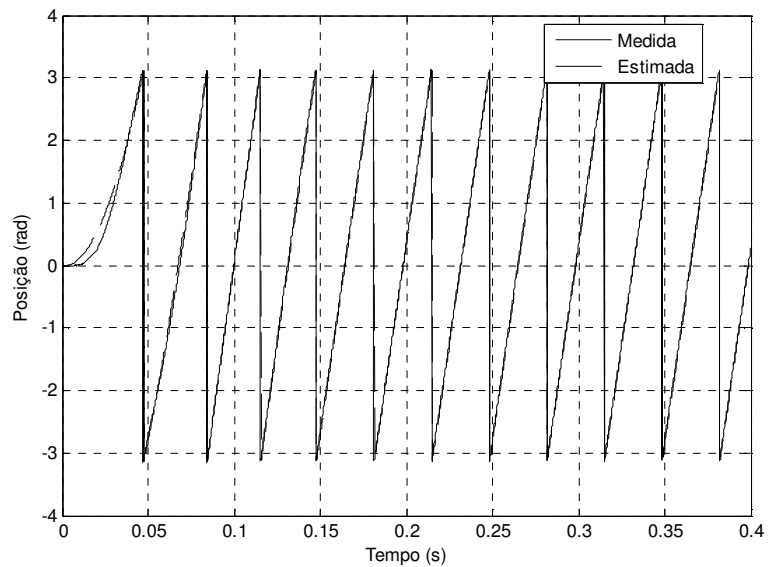


Fig. 4.16 – Posições Medida e obtida pelo PLL.

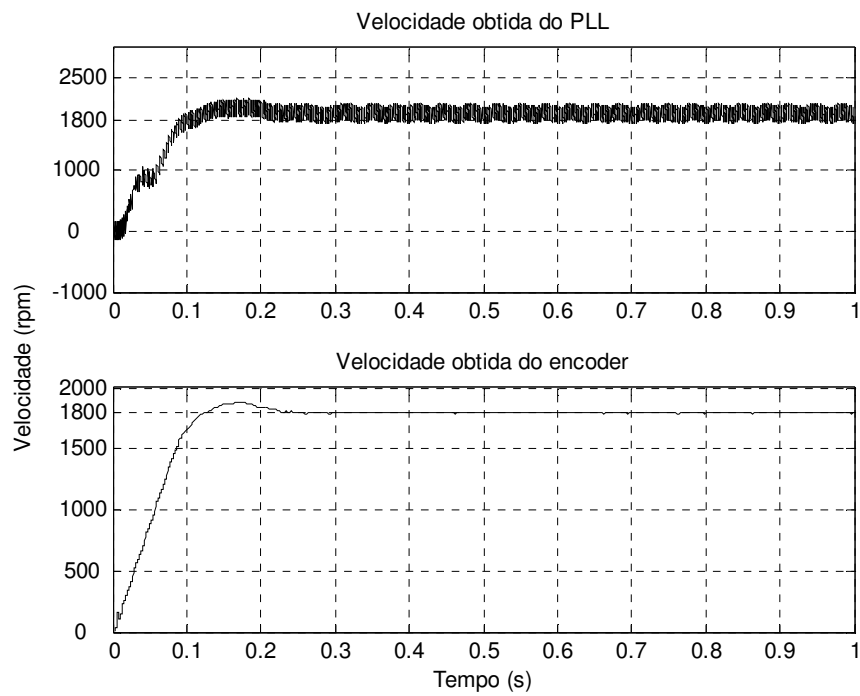


Fig. 4.17 – Resposta ao degrau de 1800 rpm.

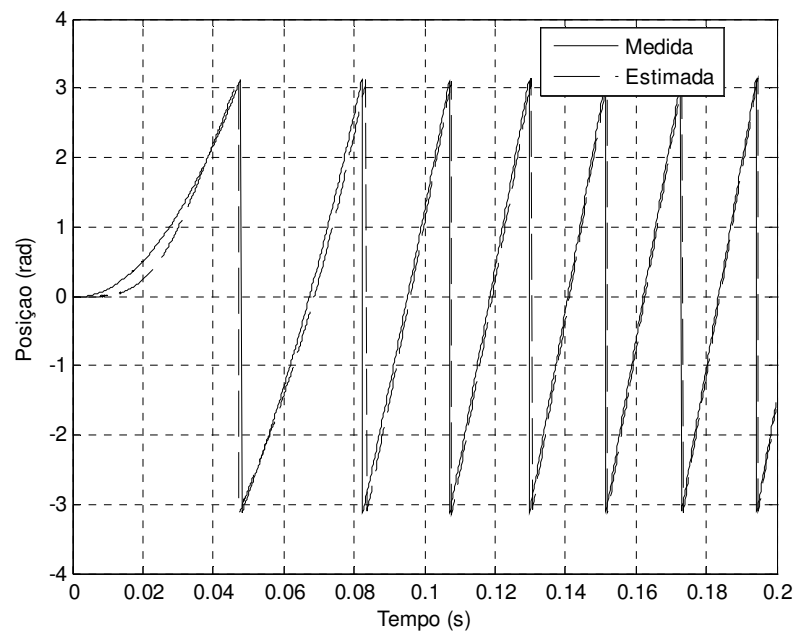


Fig. 4.18 – Posições medida e obtida do PLL (1800 rpm)

É importante notar também que o PLL praticamente elimina a instabilidade da posição estimada pelo observador de modos deslizantes nos primeiros momentos da



partida. Esta constatação serviu de motivação para tentar operar o sistema de acionamento diretamente a partir da saída do PLL, sem usar o artifício de partida em malha aberta. A seguir são apresentados resultados obtidos quando o sistema de controle é realimentado com as variáveis estimadas diretamente do *PLL* sem utilização do sistema de partida auxiliar.

A Fig. 4.19 mostra a resposta de velocidade para uma referência de 1200 rpm.

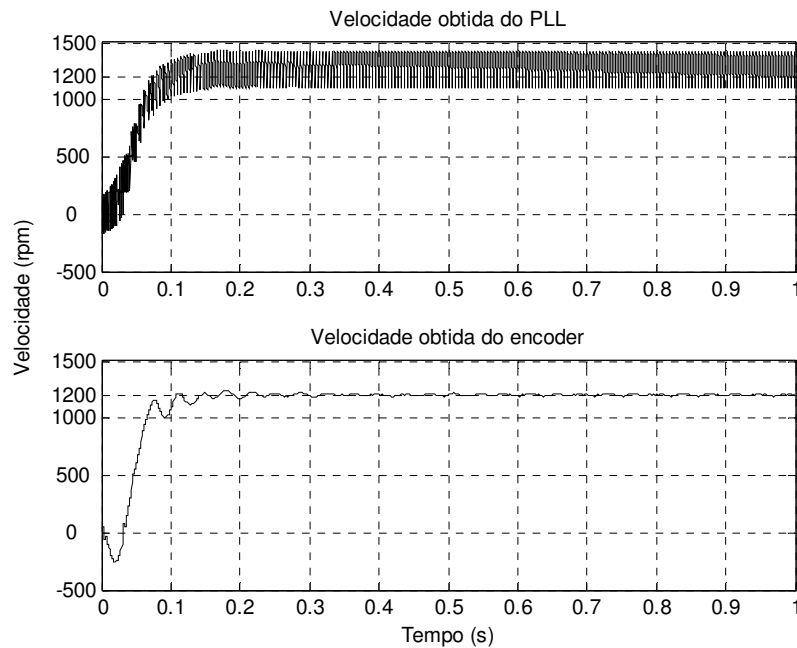


Fig. 4.19 – Resposta ao degrau de 1200 rpm em malha fechada.

A Fig. 4.20 mostra a posição estimada e medida do encoder.

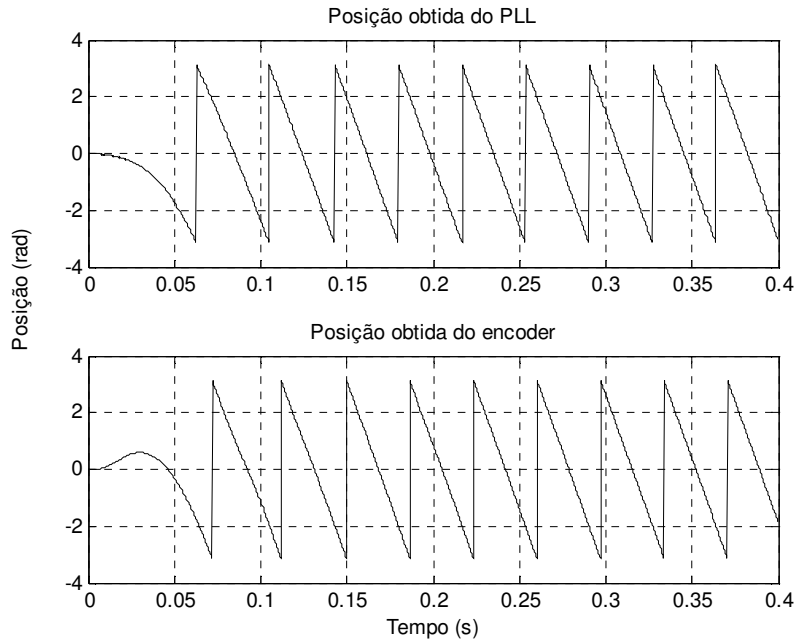


Fig. 4.20 – Posições medida e obtida do PLL (1200 rpm)

Conforme esperado, o uso do sinal estimado de velocidade contendo ruídos não causou grande degradação no desempenho do sistema realimentado, devido a sua baixa frequência de corte. Contudo, apesar de ter sido atingida a velocidade de referência com um tempo de assentamento comparável ao obtido com os sinais do encoder, foi observado um comportamento inesperado na partida. Inicialmente o rotor girou em sentido contrário ao da referência, para depois movimentar-se no sentido correto. As razões deste comportamento anômalo são ainda desconhecidas e precisam ser investigadas mais a fundo, para que possam ser propostos possíveis métodos de correção.

#### 4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados da implementação dos observadores na bancada permitindo que alguns comentários conclusivos sejam feitos a respeito desses sistemas.

O observador linear apresenta desvantagens, em sua implementação que podem comprometer seu funcionamento conforme relacionadas a seguir.

- O fato da informação de posição ser obtida através da integração da velocidade se constitui em um ponto fraco nesse tipo de observador devido ao erro gerado no processo de integração numérica.
- A variação dos parâmetros na máquina também se constitui um problema devido à grande sensibilidade desse tipo de observador.

O observador por modos deslizantes apresenta várias características desejáveis conforme citadas no capítulo 3: pouca sensibilidade aos distúrbios e a variação de parâmetros e rápida convergência. Esse sistema, porém, apresenta algumas limitações:

- A  $f_{cem}$  em baixas velocidades é muito pequena. Nessa situação o desempenho do algoritmo não é satisfatório devido a maior sensibilidade aos efeitos de ruído.
- Na partida do motor a  $f_{cem}$  não existe, portanto devem ser utilizados outros métodos para partida do motor.
- Diferença de fase entre as posições medida e estimada sendo necessária uma tabela de correção.

O  $PLL$  apresentou bons resultados como uma opção na obtenção da posição e velocidade e implementou melhorias no sistema de observação: com ele, foi possível tornar fixa a diferença de fase do valor medido, permitindo que esta diferença fosse até mesmo eliminada com pequenas alterações em sua implementação.

Devido as boas características exibidas pelo  $PLL$ , foi possível utilizar seus sinais de saída diretamente desde o início do acionamento, dispensando o emprego de um algoritmo auxiliar para partida em malha aberta.

## 5 CONCLUSÃO GERAL E PROPOSTAS FUTURAS

O acionamento de máquinas elétricas sem a utilização do sensor mecânico tem sido um grande desafio diante das limitações impostas aos sistemas de controle pelos métodos tradicionais. A necessidade de se conhecer com precisão o valor da velocidade, que é a principal variável de controle, e o valor do ângulo para as conversões entre os modelos impõe padrões segundo os quais esses sistemas devem ser projetados, de forma a atender alguns requisitos para que o acionamento apresente bom desempenho. A estabilidade é a primeira característica que deve ser analisada através de métodos analíticos e simulações. Outra característica importante que deve ser perseguida no projeto de observadores é a imunidade com relação a variação de parâmetros (incertezas paramétricas) e distúrbios externos.

Neste trabalho a aplicação de um sistema de identificação em uma máquina trifásica permitiu que o modelo desse motor fosse conhecido tornando possível sua simulação no software Matlab, sendo também possível a comparação desse modelo com aquele adquirido através de ensaios tradicionais. A comparação entre as respostas obtidas do modelo identificado e as obtidas do sistema real, mostraram o bom desempenho do procedimento de identificação pela proximidade entre elas sendo esta conclusão obtida através de análise gráfica. Um melhor desempenho neste sistema foi limitado pela característica não linear do inversor de seis pulsos.

O observador linear utilizado neste trabalho com base na teoria de Luenberger foi simplificado através do uso de variáveis de desacoplamento. Essas variáveis adicionaram uma nova parcela ao sinal de controle permitindo que técnicas de análise linear fossem aplicadas em seu projeto. As simulações desse sistema mostraram sua capacidade em estimar de forma adequada a velocidade e a posição da máquina e apresentaram boa estabilidade desde que os ganhos fossem escolhidos de forma correta. Porém este observador não foi capaz de atender ao requisito de robustez, ou seja, quando submetido à variação de parâmetros, teve seu desempenho deteriorado na tarefa de estimação.

O observador por modos deslizantes mostrou um bom desempenho mesmo quando submetido a variação de parâmetros e a distúrbios externos. Porém esse sistema mostra algumas fragilidades, sendo a principal o fato de que as informações de

velocidade e posição devem ser obtidas a partir de um sinal com alto conteúdo harmônico.

Foi constatado de uma maneira geral que quando o sistema é submetido às variáveis estimadas em sua malha de realimentação ocorre uma degradação no sistema de controle, sendo necessário que os ganhos dos controladores sejam reajustados de forma a melhorar o desempenho do sistema de acionamento.

A utilização do circuito PLL para rastreamento da velocidade e posição constitui um avanço para o sistema de acionamento. Nesse sistema a defasagem da posição estimada com relação à posição real é fixa, o que torna mais simples a sua correção e permite obter melhor desempenho. A comprovação da capacidade de rastreamento desse sistema deve ser alvo em investigação futura, bem como da sua capacidade de rejeitar perturbações de torque de carga.

As características que foram evidenciadas nesta dissertação apontam para a continuidade de trabalhos utilizando técnicas com estrutura variável, bem como a busca por novas técnicas de controle sem sensor e a necessidade de melhorias na implementação das mesmas devem permear a realização de novos trabalhos nesta. Metodologias que envolvem sistemas adaptativos e técnicas capazes de realizar a identificação em tempo real são igualmente importantes, pois podem ser capazes de evitar as distorções do sistema de estimação causadas pelas variações de parâmetros.

A aplicação de sistemas *PLL* mostrou-se promissora em sistemas de acionamentos de máquinas elétricas, e poucos trabalhos têm sido apresentados neste sentido.

## Referências Bibliográficas

- [1] BOSE, B. M., *Power Electronics and Variable Frequency Drives – Technology and Applications*, IEEE Press, Piscataway N. J., 1996.
- [2] LUENBERGER, R. D. “An Introduction to Observers”, *IEEE Trans. On Autom. Control*, vol. AC-16, no 6, pp. 596-602 Dec. 1971.
- [3] TATEMATSU, K., HAMADA, D., UCHIDA, K., WAKAO, S., ONUKI, T., "Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Reduced Order Observer," in *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 75-80, 1998.
- [4] CERNAT, M., COMNAC, V., CERNAT, R. M., COTOROGEA, M., “Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Using a Kalman Filter” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, v. 2, pp. 401-406, Dec. 2000.
- [5] VAS, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Inc, New York, 1 ed, 1998.
- [6] QINGDING G., RUIFU L., LIMEI W. “Neural Network Adaptive Observer Based Position and Velocity Sensorless Control of PMSM”, *International Workshop on Advanced Motion Control*. V. 1. pp. 41-46. March 1996.
- [7] QINGDING G., RUIFU, L., LIMEI, W., “A Shaft Sensorless Control for PMSM Using Direct Neural Network Adaptive Observer” *IEEE International Conference on Industrial Electronics*. v. 3, pp. 1729-1734, Aug. 1996.
- [8] GUO, HAI-JIAO, SAGAWA, S., WATANABE, T., ICHINOKURA, O., “Sensorless Driving Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Neural Networks”, *IEEE Transactions on magnetics*, v. 39, n. 5, Sept. 2003.
- [9] PIIPPO, A., HINKKANEN, M., LUOMI, J., “Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of PMSM Drives”, In: *Industrial Electronics Society: 32<sup>nd</sup> Annual Conference of IEEE*, pp. 6, Nov. 2005.
- [10] LIU, T., ELBULUK, M., HUSAIN, I., “Sensorless Adaptive Neural Network Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”, *Electric Machines and Drives*, 1999. *International Conference IEMD* pp. 287-289, May. 1999.

- [11] SENJYU, T., URASAKI, N., UEZATO, K., "Sensorless Vector Control of Brushless dc Motors Based on Instantaneous Power", *IEEE International Power Electronics Congress*, pp. 235-240, Oct. 1996
- [12] PEIXOTO, Z., SÁ, f., SEIXAS, P., MENEZES, B., "Position and Speed Control of Permanent Magnet Motors Using Sliding Mode Observers for Induced EMF., Position and Speed Estimation", *21st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society-IECON'95*, Orlando, 1995.
- [13] IMBUZEIRO, RAFAEL S. SANTOS, *Controle De Um Motor Síncrono De Ímãs Permanentes Sem Sensor De Posição Utilizando Um DSP*, Tese M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de janeiro, RJ, Brasil, 2001.
- [14] BEZERRA, L. B., *Implementação De Uma Bancada Para Controle Eletrônico De Motores Síncronos De Ímã Permanente Utilizando Um DSP*, Tese M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2004.
- [15] CHAPMAN, S. J., *Electric Machinery Fundamentals*. 3 ed. New York, McGraw-Hill, 1998.
- [16] CHIASSON, J. N., *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*, New York, Wiley, 2005.
- [17] UTKIN, V., GULDNER, J., SHI, J., *Sliding mode control in electromechanical systems*, 1 ed. Taylor & Francis, 1999.
- [18] NOVOTNY, D. W., LIPO, T. A., *Vector Control and Dynamics of AC Drivers*, Oxford University Press, New York, 1996.
- [19] Vas, P., *Vector Control of AC Machines*. Oxford University Press, New York, USA, 1990.
- [20] PALMA, JOÃO C. P., *Acionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*. Edição da Fundação Calouste Gulbenkian, Lisboa, 1999.
- [21] LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J, 1987.
- [22] SUN, L, LI, H., XU, B., "Precise Determination of Permanent Magnet Synchronous Motor Parameters Based on Parameter Identification Technique", *International Conference on Electrical Machines and Systems*, v. 1, pp 34-36, Nov. 2003.
- [23] IKONEN, E., NAJIM, K., *Advanced Process Identification and Control*. New York, Marcel Dekker, 2002.

- [24] BASILIO, J. C., MOREIRA, M. V. State-space parameter identification in a second control laboratory. *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, Estados Unidos, v. 47, p. 204-210, 2004
- [25] B., N MOBARRAKEH, “On-line Identification of PMSM Electrical Parameters Based on Decoupling Control”, IEEE Industry applications Conference, v.1 pp 266-273, Oct. 2001.
- [26] SENJYU, T., KINJO, K., NAOMITSU, U., UEZATO, K., “Parameter Measurement for PMSM Using Adaptive Identification” Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium, v. 3 pp. 711-716, May. 2002
- [27] COSTA BRANCO, P. J., ESTEVES, J., DENTE, J. A., “On-Line Fuzzy Relational Identification of a Permanent-Magnet Drive System”, Power Electronics Specialists Conference pp. 1165-1171, June, 1993.
- [28] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., WORKMAN M., *Digital Control of Dynamics Systems*, Addison-Wesley, 1998.
- [29] ASTROM, K. J., WITTENMARK, B., *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, 2 ed. Prentice-Hall, 1997.
- [30] STRANG, G., *Linear Algebra and Its applications*. 3 ed. International Thomson Publishing, 1988.
- [31] CHEN, C. T., *Linear System Theory and Design*, 3 ed, New. York, 1984
- [32] OGATA, K., *Engenharia de Controle Moderno*, 3 ed. Prentice-Hall do Brasil, 1997.
- [33] DORF, R. C., *Modern Control Systems*, 6 ed. Reading, MA: Addison-Wesley, 1992.
- [34] EDWARDS, C., SPURGEON, S. K., *Sliding Mode Control Theory and Application*. Taylor & Francis, 1998.
- [35] YOUNG, K. D., UTKIN, V. I., OZGUNER, U., “A Control Engineer’s Guide to Sliding Mode Control”, IEEE Transaction on Control Systems Tecnology, v. 7, May 1999.
- [36] UTKIN, V. I., “Sliding Mode Control in Dynamic Systems”, Proceedings of the 32<sup>nd</sup> Conference on Decision and Control. Dec, 1993.
- [37] UTKIN, V., GULDNER, J. SHI, J., *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor & Francis., 1999.
- [38] AITKEN, V. C., SCHWARTZ, H. M., “Towards Robust Discrete Time Sliding Mode Observers”, *Proceedings of the American Control Conference*, June 1995.



- [39] PEIXOTO, Z. M. A., *Desenvolvimento de Observadores em Modos Deslizantes aplicados à Estimação de Posição, Velocidade e Força Contra Eletromotriz em Máquinas Síncronas a Ímas Permanentes*. Tese M.Sc., UFMG, Belo Horizonte, MG, Brasil, 1994.
- [40] COMANESCU, M., XU, L., “A Improved Flux Observer Based on PLL Frequency Estimator for Sensorless Vector Control of Induction Motor”, *IEEE Transactions in Industrial Electronics*, v.53, Feb. 2006.
- [41] SHEN, J. X., IWASAKI, S., “Sensorless Control of Ultrahigh-Speed PM Brushless Motor Using PLL and Third Harmonic Back EMF”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 53, April 2006.
- [42] NOGUCHI, T., TAKEHANA, K., KONDO, S., “Mechanical-Sensorless Robust Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Phase Information of harmonic Reactive Power”, *IEEE Transaction on Industry Application*, v. 37, Dec. 2001.
- [43] CLARKE, E., *Circuit Analysis of A-C Power System*, vol I – Symmetrical and Related, New York, John Wiley and Sons, Inc., 1943.
- [44] LEONARD, W., *Control of Electrical Drives*. 2 ed. N.Y, Springer-Verlag, 1997.
- [45] LIMA, R. S. S., *Sistema Antibloqueio de Para Freios Eletromecânicos Utilizando Controle por Modos Deslizantes*, Tese de M. Sc, Coppe/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Ago. 2005.
- [46] UTKIN, V. I., *Sliding Mode and Their Application in Variable Structure*, MIR Publishers, Moscow, 1978.
- [47] UTKIN, V. I., *Sliding mode in control and optimization*, Springer-Verlag, 1992.
- [48] KAWAMURA, A., "Chattering Reduction of Disturbance Observer Based Sliding Mode Control"; *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol.30, no.2, pp.456-461, 1994.
- [49] ROLIM, L. G. B., AREDES, M., DA COSTA JUNIOR, D. R.,. “Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit”. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2003.
- [50] AKAGI, H., KANAZAWA, Y., NABAE, A., “Generalizes Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits”, *International Power Electronics Conference*, pp. 1375–1386, 1983.

## APÊNDICES

## A Transformações de Coordenadas no Motor

As máquinas trifásicas podem ter o modelo apresentado em diferentes sistemas de coordenadas. A manipulação e transformação entre os três sistemas de coordenadas são mostradas nesse apêndice.

A tensão do estator  $[u_\alpha \ u_\beta]^T$  e a corrente no estator  $[i_\alpha \ i_\beta]^T$  são definidos como (A.1):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T &= A_{\alpha,\beta}^{a,b,c} \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix}^T &= A_{\alpha,\beta}^{a,b,c} \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad \text{A.1)}$$

A matriz de transformação é definida conforme (A.2):

$$A_{\alpha,\beta}^{a,b,c} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{A.2)}$$

A transformação inversa é dada por:

$$\left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c}\right)^+ = \left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c}\right)^T \left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c} \left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c}\right)^T\right)^{-1} = \frac{3}{2} \left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c}\right)^T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^T \quad \text{A.3)}$$

Como resultado da transformação obtém-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T &= \left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c}\right)^+ \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \end{bmatrix}^T &= \left(A_{\alpha,\beta}^{a,b,c}\right)^+ \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad \text{A.4)}$$

Estas transformações são conhecidas como transformada de Clark [43]

O vetor de corrente  $[i_d \ i_q]^T$  e o vetor de tensão  $[u_d \ u_q]^T$  podem ser transformados do sistema de coordenadas  $(\alpha, \beta)$  de acordo com (A.5).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T &= A_{d,q}^{\alpha,\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^T &= A_{d,q}^{\alpha,\beta} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad \text{A.5)}$$

Sendo a matriz  $A_{d,q}^{\alpha,\beta}$  definida como (A.6):

$$A_{d,q}^{\alpha,\beta} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad \text{A.6)}$$

A transformação inversa pode ser escrita conforme (A.7)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T &= (A_{d,q}^{\alpha,\beta})^T \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix}^T &= (A_{d,q}^{\alpha,\beta})^T \begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad \text{A.7)}$$

Essas transformações são definidas como transformadas de Park [44].

## B Conceitos de Sistemas por Modos Deslizantes

### B.1 Introdução

Os sistemas de estruturas variáveis possuem características importantes e desejáveis no controle de processos e conseqüentemente na observação de estados.

Considera-se um sistema descrito por equações de estado na qual uma das parcelas da entrada é descontínua através de uma hiper-superfície no espaço de estados.

A metodologia se baseia no fato de que, se esta lei de controle for projetada de tal forma que todas as trajetórias do sistema converjam para esta superfície, todas as trajetórias que se iniciam dentro da mesma permanecerão ali indefinidamente. Neste caso, as trajetórias permanecem “escorregando” pela superfície, que é então chamada de superfície de escorregamento (*sliding surface*). Evidentemente, a superfície de escorregamento deve ser definida convenientemente de forma que as trajetórias dentro da mesma se dirijam assintoticamente para os valores desejados (*set-points*). Nesta fase do movimento (dentro da superfície de escorregamento) diz-se que o sistema está em regime (modo) de escorregamento [45].

A Fig. B.1 ilustra as trajetórias de um sistema com 3 estados.

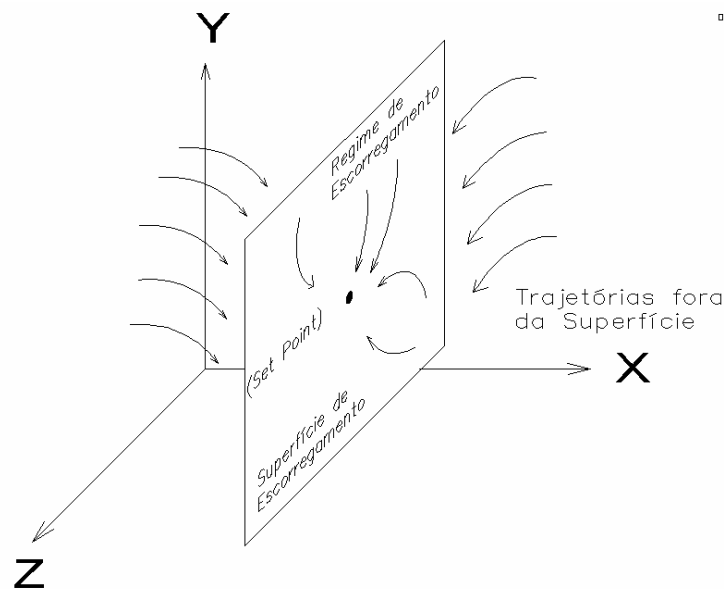


Fig. B.1 – Superfície de deslizamento

A principal característica desses controladores é a invariância, ou seja, uma vez que o modo deslizante tenha sido alcançado, o desempenho do sistema torna-se

insensível a incertezas devido à variações dos parâmetros da planta, quanto a perturbações externas [46].

Como exemplo desse tipo de controle, considere o sistema de equações abaixo.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -a_2 x_2 - a_1 x_1 + u\end{aligned}\tag{B.1}$$

sendo  $a_1$  e  $a_2$  constantes e a lei de controle descrita por:

$$u = -\psi x_1,\tag{B.2}$$

Assuma que existem duas estruturas lineares para este sistema, associadas aos valores de  $-\alpha$  e  $\alpha$  ( $\alpha$  constante) do coeficiente  $\psi$  descrito como:

$$\psi = \begin{cases} \alpha & \text{se } x_1 s > 0 \\ -\alpha & \text{se } x_1 s < 0 \end{cases}\tag{B.3}$$

Assume-se também  $a_2$  negativo em (B.1) e que  $\alpha$  seja selecionado de maneira que o sistema (B.1) e (B.2) tenha pólos complexos para  $\psi = \alpha$  e pólos reais para  $\psi = -\alpha$ . Para ambos os casos, o sistema é instável, e representado pelos planos de fase apresentados a seguir.

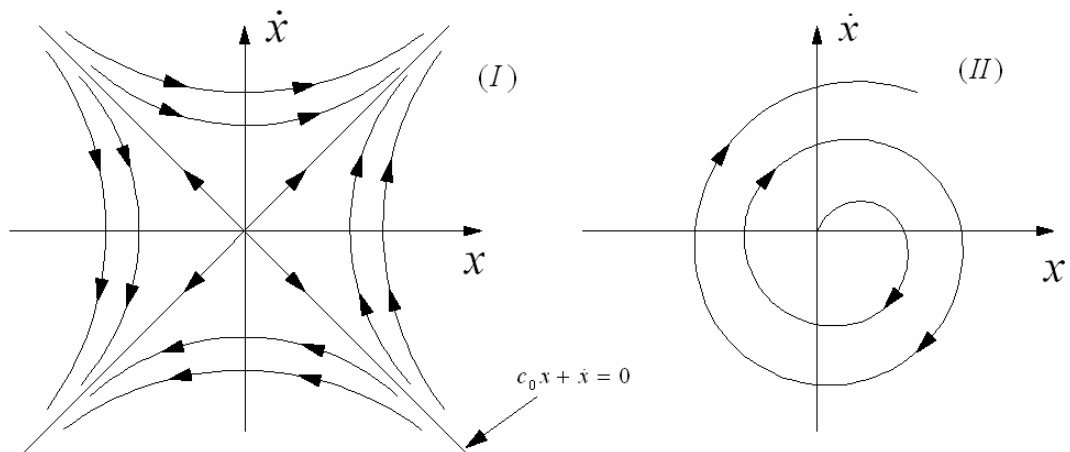


Fig. B.2 – Subsistemas lineares instáveis.

O sistema é representado por um foco instável e um ponto de sela, respectivamente, pois para a matriz característica  $A$  do sistema (B.1):

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ (-a_1 - \psi) & -a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

a equação característica dada por  $\det(sI - A) = s^2 + a_2s + (a_1 + \psi) = 0$  leva às raízes:

$$s = \frac{-a_2 \pm \sqrt{a_2^2 - 4(a_1 + \psi)}}{2} \quad (\text{B.5})$$

e portanto, os pólos do sistema em malha fechada sempre terão parte real positiva, pois  $a_2 < 0$ . Pela equação (B.5), note que as raízes para  $\psi = \alpha > (a_2^2 - 4a_1)/4$  e  $\psi = -\alpha < (a_2^2 - 4a_1)/4$  serão, respectivamente, complexas conjugadas e reais.

Verifica-se, agora, que a estabilidade assintótica pode ser alcançada pela mudança das estruturas nas superfícies  $x_1 = 0$  e  $s = cx_1 + x_2 = 0$ , ( $c$  constante). O coeficiente  $c$  é selecionado de maneira que a superfície  $s = 0$  esteja entre o eixo  $x_1$  e a assíntota das trajetórias hiperbólicas associadas com a estrutura  $\psi = -\alpha$ .

A Fig. B.3 representa o plano de fase do sistema (B.1), para a lei de controle (B.3), mostrando que a trajetória de estado alcança a superfície de chaveamento  $s = 0$  para toda condição inicial. Nas vizinhanças da superfície de chaveamento, as trajetórias de ambas as estruturas estão direcionadas a ela, ocorrendo assim, um modo deslizante.

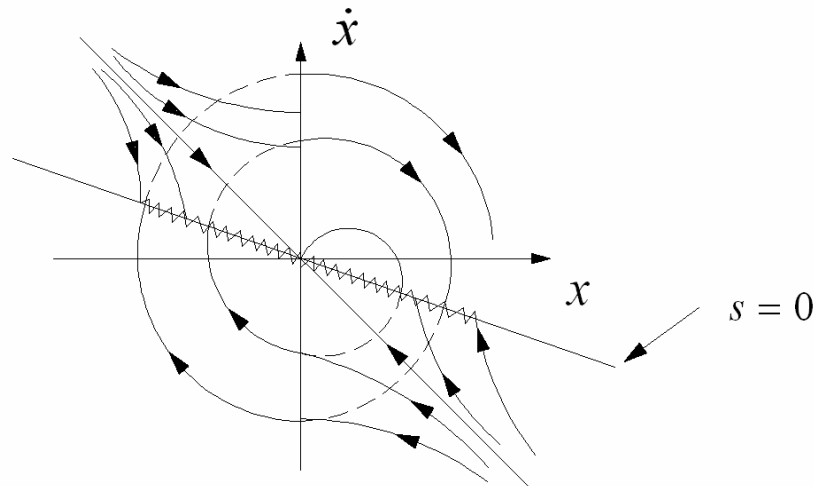


Fig. B.3 – Estabilidade assintótica.

A descrição matemática de modos deslizantes não é de fácil obtenção devido a natureza descontínua do sistema, porém do ponto de vista metodológico é conveniente desenvolver um procedimento para obter as equações do modo deslizante.

Alguns métodos foram desenvolvidos na busca de descrever de maneira formal o movimento dos estados durante o chaveamento dentre os quais destacamos o método do controle equivalente [39].

## B.2 Método do Controle Equivalente.

Dado o sistema:

$$\dot{x} = Ax + B(x)u \quad (\text{B.6})$$

onde o vetor de estados  $X \in \mathfrak{R}^n$ ,  $A^{n \times n}$ ,  $B^{n \times m}$ , sendo  $u \in \mathfrak{R}^m$  o controle associado com a função de chaveamento  $s(x, t)$ , constituindo portanto, um sistema de estrutura variável.

O método de controle equivalente requer, inicialmente, a determinação de uma entrada  $u_e(x)$  de tal forma que a trajetória dos estados permaneça sobre a superfície  $s(x, t) = 0$ . Uma vez determinada a entrada do controle equivalente, a dinâmica em modos deslizantes pode ser descrita tornando  $u = u_e(x)$  em (B.6).

O controle equivalente consiste no reconhecimento de que é necessário  $\dot{s}(x, t) = 0$  para que os estados permaneçam sobre a superfície de chaveamento  $s(x, t) = 0$ .

Diferenciando-se  $s(x, t) = 0$  com relação ao tempo, obtem-se:

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s(x)}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{B.7})$$

A partir de  $\dot{s}(x) = 0$ , tem-se que:

$$\frac{\partial s}{\partial x} Ax + \frac{\partial s}{\partial x} B(x)u = 0 \quad (\text{B.8})$$

Resolvendo a equação (5.7) para  $u$ , obtém-se o controle equivalente:

$$u_{eq}(x) = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} B(x)\right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} Ax \quad (\text{B.9})$$



que é a equação base do controle no regime de modos deslizantes, sendo que a existência da matriz inversa  $\left(\frac{\partial s}{\partial x}B(x)\right)^{-1}$  é uma condição necessária à utilização do método

### B.3 Robustez

Para um sistema linear ou não-linear, a dinâmica dos modos deslizantes pode ser inteiramente independente dos e feitos devidos aos erros de modelagem ou distúrbios externos. Neste caso, diz-se que o modo deslizante invariante às incertezas paramétricas e distúrbios externos, sendo necessário para tal que certas condições sejam asseguradas.

Consideremos um sistema linear da forma:

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + Bu + \xi(t) \quad (\text{B.10})$$

onde  $\Delta A$  e  $\xi(t)$  representam, respectivamente, os erros de modelagem e a presença de distúrbios externos. Se existe  $\tilde{\Delta A}$  e  $\tilde{\xi}(t)$  que satisfaçam as seguintes condições:

$$\Delta A = B\tilde{\Delta A} \text{ e } \xi(t) = B\tilde{\xi}(t) \quad (\text{B.11})$$

Então o modo deslizante é invariante.

As condições descritas acima significam que todas as incertezas na modelagem e distúrbios externos podem ser compensados através das entradas de controle desde que sejam feitas escolhas adequadas dos ganhos associados aos termos de chaveamento[41].

### B.4 Chattering e Discretização

Durante o processo de deslizamento um ruído é gerado no sistema em decorrência do chaveamento, este fenômeno é conhecido como *chattering*. e duas causas identificadas como principais geradoras desse fenômeno. Primeiro observa-se que dinâmicas rápidas não modeladas são excitadas pelo chaveamento do modo

deslizante e em segundo lugar, implementações em processadores digitais levam a oscilações de discretização.

O termo *chattering* se refere especificamente ao fenômeno de oscilações de frequência e amplitude finita que são causadas por dinâmicas não modeladas que são excitadas em malha fechada. Essas dinâmicas se referem a aos sensores e atuadores que são negligenciadas no processo de modelagem do sistema. Como o modo deslizante ideal possui chaveamento infinito todas as dinâmicas deverão ser consideradas. Observa-se que a ação de chaveamento não é por si só considerada oscilação de *chattering*, tendo em vista que o chaveamento em alta frequência é desejável.

Todo o desenvolvimento do projeto aborda a teoria de modos deslizantes para sistemas em tempo contínuo. Porém como na maioria das aplicações práticas a implementação do sistema de controle é feita em um dispositivo microprocessado que no caso deste trabalho é um DSP (Digital Signal Processing).

Um sistema de controle descontínuo projetado em tempo discreto apresentará problemas de *chatter* quando implementado sem modificações em um sistema discreto com frequência de amostragem finita. Esta oscilação devido a discretização é diferente do *chattering* causada por dinâmicas não modeladas como mostrada na seção anterior. O *chatter* de discretização é devido ao fato que a frequência de chaveamento é limitado pela taxa de amostragem, porém a correta implementação de controle por modos deslizantes requer chaveamento em frequência infinita.

## C. Análise e Sintonia do Circuito PLL

O circuito PLL (*Phase-Locked-Loop*) é o sistema responsável pela determinação da frequência e ângulo de fase da componente fundamental de seqüência positiva de um sinal qualquer mesmo sobre forte presença de harmônicas. A implementação desse circuito é feita por software junto com o sistema de controle e com o observador não-linear.

Nesse trabalho a saída do observador por modos deslizantes contém as informações de velocidade e posição, porém essas informações estão moduladas em um sinal carregado de componentes harmônicas devido à atuação do sinal de chaveamento que é próprio de sistemas com modos deslizantes. Apesar disso, o algoritmo utilizado foi capaz de rastrear o sinal de velocidade e posição, com um baixo custo computacional de forma satisfatória.

### C.1 Sintonia do PLL

A estrutura do circuito PLL descrito em [49] pode ser descrita pelo diagrama de blocos mostrado na Fig. C.1. Sua estrutura é composta por um detector de fase, filtro e um oscilador controlado por tensão (VCO) que podem ser implementados de diversas formas.

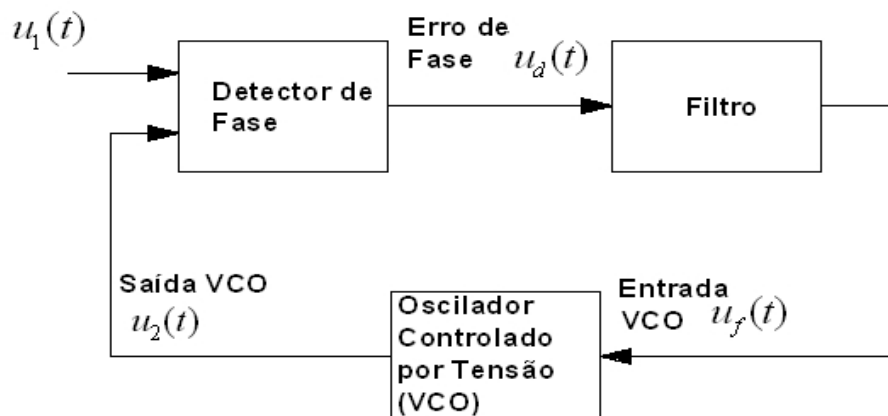


Fig. C.1 – Estrutura do PLL

Considere a referência de entrada e o sinal de saída do VCO dados pelas equações abaixo respectivamente.

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_1 e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} \\ u_2(t) &= U_2 e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} \end{aligned} \quad (\text{C.1})$$

No sistema de coordenadas fixo  $(\alpha - \beta)$  estes sinais podem ser descritos conforme a equação abaixo.

$$u(t) = u_\alpha + j u_\beta \quad (\text{C.2})$$

onde as componentes  $\alpha$  e  $\beta$  são descritas por:

$$\begin{aligned} u_\alpha(t) &= U \cos(\omega t + \phi) \\ u_\beta(t) &= U \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (\text{C.3})$$

A frequência angular  $\omega_2$  da saída do VCO é relacionada com sua entrada  $u_f(t)$  pela seguinte equação:

$$\omega_2 = \omega_0 + u_f(t) \quad (\text{C.4})$$

onde  $\omega_0$  é a frequência central.

A detecção de fase é feita através do produto dos vetores  $u_1(t)$  e  $u_2(t)$  obtido pelo operação descrita na equação a seguir:

$$u_d(t) = u_1(t) \cdot u_2(t)^* = U_1 U_2 e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} e^{j(\phi_1 - \phi_2)}. \quad (\text{C.5})$$

E também pode ser expresso na forma retangular como:

$$u_d(t) = (u_{1\alpha} u_{2\alpha} + u_{1\beta} u_{2\beta}) + j(u_{1\beta} u_{2\alpha} - u_{1\alpha} u_{2\beta}) \quad (\text{C.6})$$

As componentes real e imaginário de  $u_d(t)$  possuem respectivamente a mesma forma da componentes  $p$  e  $q$  da teoria de potência instantânea [50].

Considerando que  $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ , (sintonia do PLL perto da frequência central) então o erro de fase em (C.5) pode ser simplificado para na seguinte expressão:

$$u_d(t) = \text{Im}\{U_1 U_2 e^{j(\phi_1 - \phi_2)}\} \quad (\text{C.7})$$

que é equivalente a:

$$u_d(t) = U_1 U_2 \cdot \sin(\phi_1 - \phi_2) \quad (\text{C.8})$$

Para pequenas variações esta relação pode ser aproximada de forma linear para:

$$u_d(t) \cong K_d \phi_e(t) \quad (\text{C.9})$$

sendo  $K_d = U_1 U_2$  e  $\phi_e(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t)$ .

O PLL linearizado pode ser representado pelo diagrama da Fig. C.2

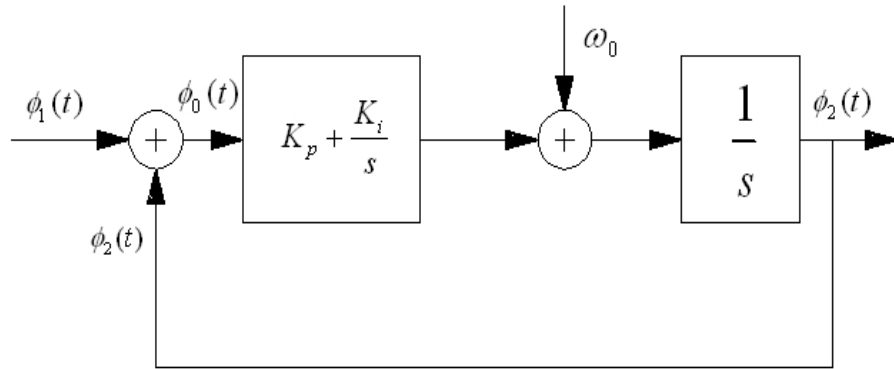


Fig. C.2 – Circuito PLL linearizado.

A função de transferência entre  $\phi_1(t)$  e  $\phi_2(t)$  é dada pela função de transferência:

$$H(s) = \frac{\Phi_2(s)}{\Phi_1(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (\text{C.10})$$

ou:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{C.11})$$

onde a frequência e o coeficiente de amortecimento podem ser calculados para que o sistema atinja um desempenho desejado como em um sistema linear, conforme as expressões mostradas abaixo.

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{K_i} \\ \xi &= \frac{K_p}{2\sqrt{K_i}} \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

## C.2 Implementação do PLL.

A implementação do *PLL* é feita por software juntamente com o sistema de controle e com as equações do observador utilizando aritmética de ponto fixo. De forma geral o circuito implementado consiste no diagrama mostrado na Fig. C.3.

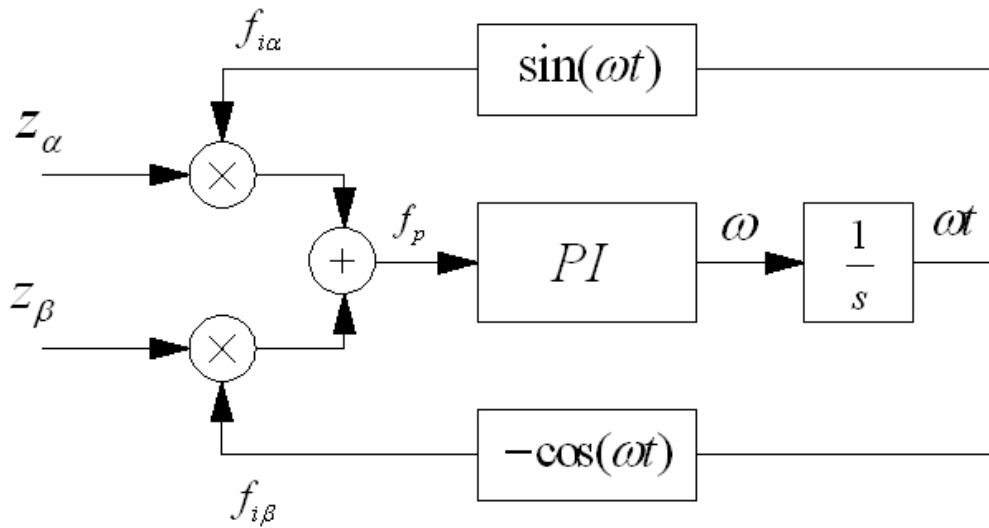


Fig. C.3 – Circuito PLL

Algumas simulações foram feitas a fim de testar o desempenho do *PLL* quando submetido a sinais com alto conteúdo harmônico. Os sinais de entrada do *PLL* podem ser vistos na Fig. C.4 e Fig. C.5 que correspondem as saídas do observador de corrente.

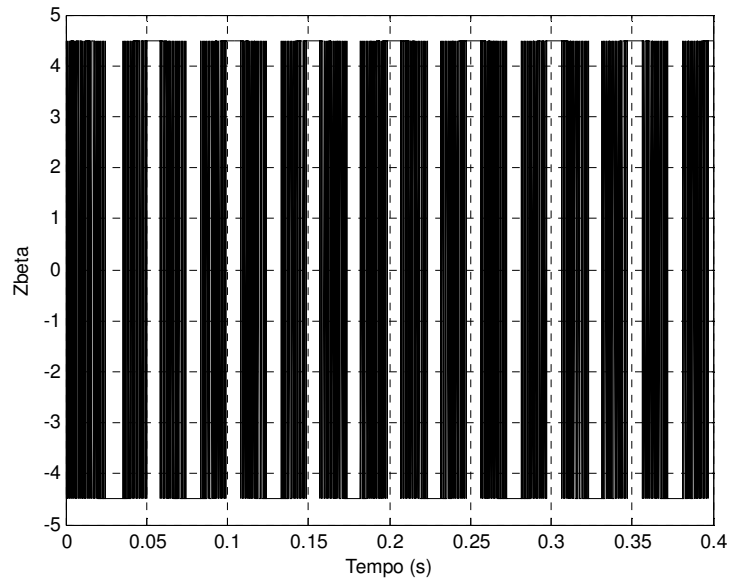


Fig. C.4 – Componente beta de entrada do PLL.

Na Fig. C.4 é mostrado a componente beta.

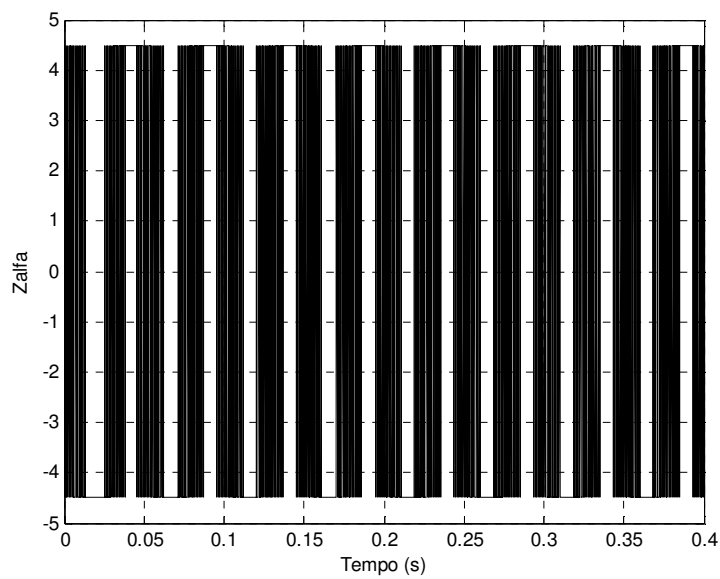


Fig. C.5 – Componente alfa de entrada do PLL.

Na Fig. C.5 é mostrado a componente alfa.

Os sinais  $f_{i\alpha}$  e  $f_{i\beta}$ , podem ser observadas na Fig. C.6 e Fig. C.7 respectivamente.

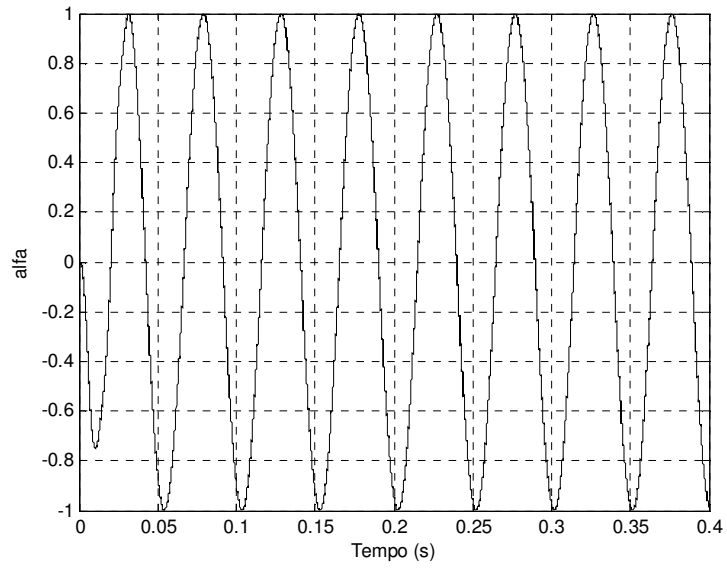


Fig. C.6 – Componente alfa sintonizada pelo PLL.

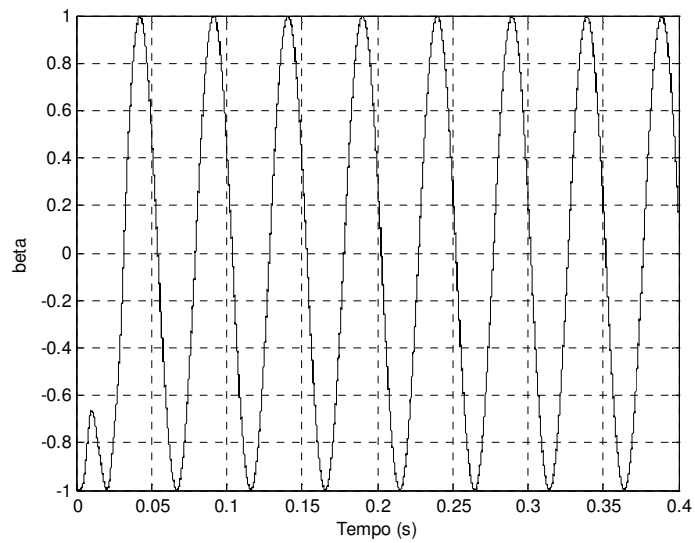


Fig. C.7 – Componente beta sintonizada pelo PLL.

A posição pode ser vista na Fig. D.8 e corresponde ao posicionamento do rotor.



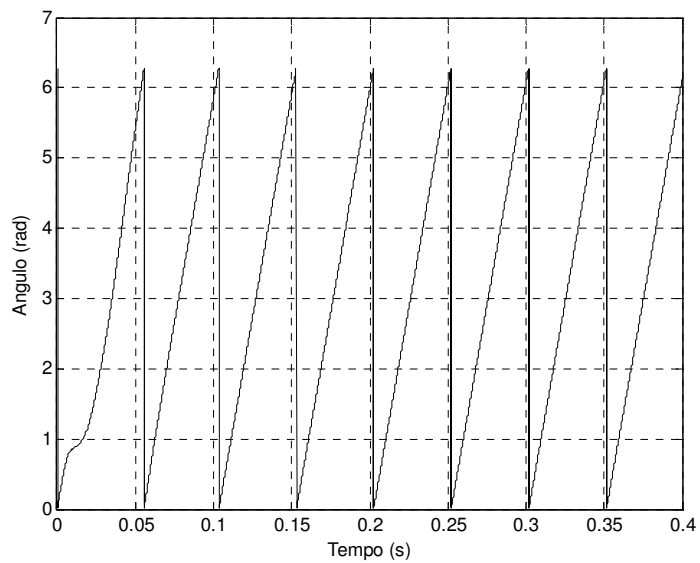


Fig. C.8 – Posição sintonizada pelo circuito PLL.

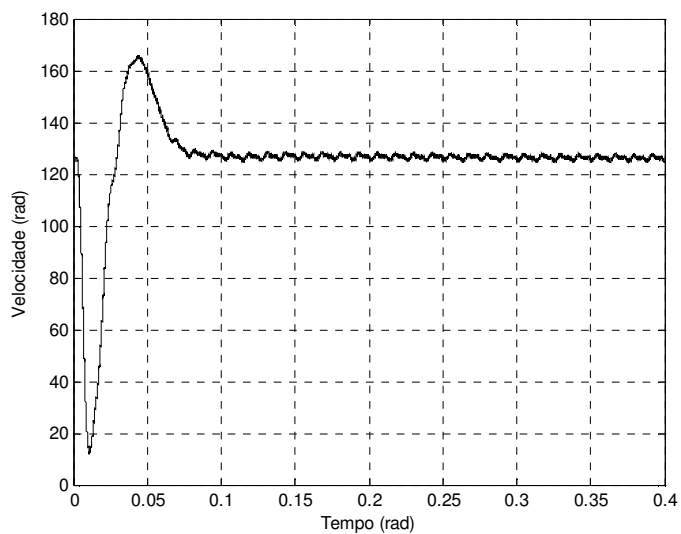


Fig. C.9 – Velocidade sintonizada pelo PLL.

Aplicando-se um filtro de primeira ordem ao sinal da Fig. C.9 obtemos a velocidade que pode ser utilizado para realimentação e controle do motor.

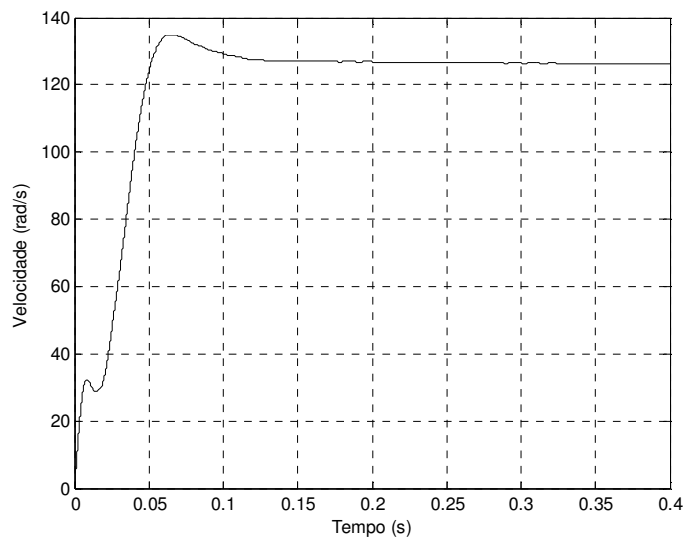


Fig. C.10 – Velocidade após o filtro.

O erro do PLL apresentado na entrada do PI é anulado conforme mostra a Fig. C.11 indicando que a sintonia foi feita de forma correta.

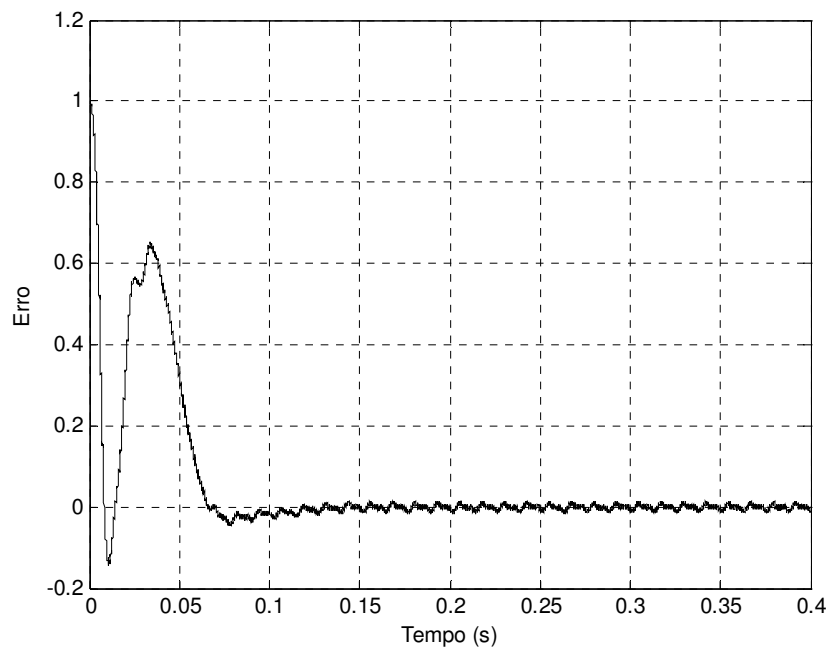


Fig. C.11 – Entrada do controlador PI no circuito PLL.

## D. Diagrama esquemático do inversor.

