

**SISTEMA DE APONTAMENTO DE ANTENA  
PARA ESTAÇÃO DE COMUNICAÇÃO  
COM SATÉLITES**

**ANDRÉ LUIZ GAMA DE SOUZA**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FACULDADE DE TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA DE APONTAMENTO DE ANTENA  
PARA ESTAÇÃO DE COMUNICAÇÃO  
COM SATÉLITES**

**ANDRÉ LUIZ GAMA DE SOUZA**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.**

**APROVADA POR:**

---

**Prof. Dr. Geovany Araújo Borges, ENE/UnB  
(Orientador)**

---

**Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Aline Souza de Paula, ENM/UnB  
Examinadora Externa**

---

**Prof. Dr. Thyrso Villela Neto, DAS/INPE  
Examinador Externo**

**BRASÍLIA, 22 DE ABRIL DE 2013.**

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

SOUZA, ANDRÉ LUIZ GAMA

SISTEMA DE APONTAMENTO DE ANTENA PARA ESTAÇÃO DE COMUNICAÇÃO COM SATÉLITES [Distrito Federal] 2013.

xi, 77p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2013).

Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1. Controle de apontamento

2. Conscan

3. Comunicação com satélites

4. Estação de solo

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

SOUZA, A.L.G. (2013). SISTEMA DE APONTAMENTO DE ANTENA PARA ESTAÇÃO DE COMUNICAÇÃO COM SATÉLITES, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PGEA.DM-527/13, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 77p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

AUTOR: André Luiz Gama de Souza

TÍTULO: SISTEMA DE APONTAMENTO DE ANTENA PARA ESTAÇÃO DE COMUNICAÇÃO COM SATÉLITES.

GRAU: Mestre

ANO: 2013

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

---

André Luiz Gama de Souza

Departamento de Eng. Elétrica (ENE) - FT

Universidade de Brasília (UnB)

Campus Darcy Ribeiro

CEP 70919-970 - Brasília - DF - Brasil

*Aos meus pais, Álvaro e Júlia, e à minha namorada, Débora.*

## AGRADECIMENTOS

*Agradeço inicialmente aos meus pais, à minha namorada e aos meus familiares pelo apoio e compreensão durante o mestrado. Eles sempre foram compreensivos quando estava estressado por que minhas simulações não se comportavam como o esperado. O incentivo deles foi importante durante o curso. Agradeço aos meus amigos, que dificilmente recusaram uma ida ao bar, sem estes momentos de relaxamento meus pais e namorada teriam que se mostrar muito mais compreensivos do que já foram.*

*As longas conversas no laboratório sempre foram positivas, mostrando que o ambiente de trabalho com gente qualificada faz diferença. O grupo de professores que acompanhou o trabalho foi de muita ajuda para o término do trabalho. Enfatizo aqui a importância do meu orientador, Prof. Geovany Borges, que, mesmo na distância de meu intercâmbio e de seu pós-doutorado, confiou no meu trabalho e deu orientações importantíssimas. O meu co-orientador brasileiro, Prof. João Ishihara, pelo tempo investido, me ajudando com algebrismos, lemas e teoremas de sistemas lineares.*

*O intercâmbio para a Ucrânia foi parte essencial desse programa de mestrado. Este intercâmbio não aconteceria se não fosse o esforço de vários grupos isolados, dentre eles agradeço aos professores envolvidos no projeto, em especial aos Professores Geovany Borges e Carlos Gurgel pelo empenho para que isso ocorresse. Do lado ucraniano, houve a recepção pela Yuzhnoye SDO e pela Universidade Nacional de Dnepropetrovsk, que receberam muito bem os alunos da UnB. Sem a ajuda destes ucranianos e de dois brasileiros já residentes na Ucrânia, é bem possível que estivéssemos perdidos no aeroporto de Kiev até o presente momento. A orientação dos Professores Anatoliy Kulabukhov, Vladimir Belikov e Vladimir Larin ultrapassaram a barreira acadêmica em longas conversas sobre a vida, sempre variando em três idiomas. A amizade entre os alunos participantes foi importante para superar as dificuldades de um intercâmbio para um lugar tão diferente. Dentro deste grupo, destaco a importância dos meus companheiros de moradia Gabriel, Rodrigo e Felipe, dos companheiros de cerveja, Pedro e Fábio Oliveira, e dos companheiros de suco de laranja, Jefferson e Fábio Ganância. Um dos pontos cruciais para que esse intercâmbio ocorresse foi o financiamento do estudo e a ajuda de custo provida pela Agência Espacial Brasileira (AEB), sem este, não teríamos essa oportunidade. Por fim, agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo bolsa para que eu pudesse me dedicar ao mestrado de forma integral.*



## **RESUMO**

### **SISTEMA DE APONTAMENTO DE ANTENA PARA ESTAÇÃO DE COMUNICAÇÃO COM SATÉLITES**

**Autor: André Luiz Gama de Souza**

**Orientador: Prof. Geovany Araújo Borges, ENE/UNB**

**Co-Orientadores: Prof. João Yoshiyuki Ishihara, ENE/UNB**

**Prof. Anatoliy Mikhailovich Kulabukhov, Prof. Vladimir Alekseyevich Larin, Prof. Vladimir Viktorovich Belikov, Dept. of Automatic Control Systems/Dnepropetrovsk National University**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, 22 de abril de 2013**

O presente trabalho propõe uma arquitetura de sistema de controle de uma estação de solo para comunicação com satélites. A comunicação por satélite é de extrema importância. O uso de frequências mais altas é cada vez mais necessário devido à sua maior disponibilidade. A comunicação em alta frequência requer um desvio menor entre a direção de apontamento da antena e a direção real do satélite. Assim, o sistema de controle tem um papel importante no projeto de uma estação de solo. Os principais temas de estudo são: (i) técnicas para estimar o desvio de apontamento, (ii) técnicas de controle de apontamento da antena, e (iii) modelagem da estrutura, atuadores e sensores. Como principais resultados, duas propostas foram feitas. O primeiro é a aplicação do filtro de Kalman, juntamente com uma técnica de rastreamento para estimar desvio de apontamento. Esta proposta mostrou uma melhoria significativa nos resultados quando comparada com outras técnicas de rastreamento. A segunda proposta é uma lei de controle preditivo baseado em modelo. As principais vantagens da técnica proposta são o baixo custo computacional quando comparado com outras técnicas de controle preditivo baseado em modelo, e um projeto simples em comparação com as técnicas tradicionais de controle. As propostas foram testadas avaliada por simulações.



## **ABSTRACT**

### **ANTENNA POINTING SYSTEM FOR GROUND STATION COMMUNICATION WITH SATELLITES**

**Author: André Luiz Gama de Souza**

**Advisor: Prof. Geovany Araújo Borges, ENE/UNB**

**Co-Advisors: Prof. João Yoshiyuki Ishihara, ENE/UNB**

**Prof. Anatoliy Mikhailovich Kulabukhov, Prof. Vladimir Alekseyevich Larin, Prof. Vladimir Viktorovich Belikov, Dept. of Automatic Control/Depropetrovsk National University**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, 22th April 2013**

The present work proposes a control system architecture of a ground station for communication with satellite. Satellite communication is of utmost importance. The usage of higher frequencies becomes increasingly necessary given their greater availability. Communication in high frequency requires a smaller deviation between the direction of the antenna pointing and the real direction of the satellite. Thus, the control system takes an important role in the design of a ground station. The main topics of study are (i) techniques to estimate the pointing deviation, (ii) antenna pointing control techniques, and (iii) modeling of the structure, actuators and sensors. As main results, two proposals are made. The first is the application of the Kalman filter along with a scanning technique to estimate pointing deviation. This proposal showed a significant improvement in the results when compared with other scanning techniques. The second proposal is a control law based on predictive model. The main advantages of the proposed technique is the low computational cost when compared with other model predictive control techniques, and a simple design compared with traditional control techniques. The proposals were tested evaluated in simulations.

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	CONTEXTO .....	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	1
1.3	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO .....	5
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO.....	7
<b>2</b>	<b>CONHECIMENTOS PRELIMINARES .....</b>	<b>8</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	8
2.2	CANAL DE COMUNICAÇÃO ENTRE SATÉLITE E ESTAÇÃO DE SOLO .....	8
2.2.1	CÁLCULO DO LINK DE COMUNICAÇÃO .....	10
2.2.2	RELAÇÃO DE SHANNON.....	12
2.3	ÓRBITA DE SATÉLITES.....	12
2.3.1	SISTEMAS DE COORDENADAS .....	13
2.3.2	MODELO DE EVOLUÇÃO .....	20
2.4	O FILTRO DE KALMAN .....	21
<b>3</b>	<b>ESTIMAÇÃO DO DESVIO DE APONTAMENTO .....</b>	<b>23</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	23
3.2	TÉCNICAS BASEADAS EM MONOPULSO.....	23
3.3	TÉCNICAS BASEADAS EM VARREDURA CÔNICA .....	26
3.3.1	VARREDURA CÔNICA UTILIZANDO O MMQ.....	29
3.3.2	VARREDURA CÔNICA UTILIZANDO O FK1 .....	30
3.4	PROPOSTA DE VARREDURA CÔNICA UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN ....	31
3.5	COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS .....	33
<b>4</b>	<b>CONTROLE DE APONTAMENTO.....</b>	<b>39</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	39
4.2	MODELO DO MOTOR.....	40
4.3	CONTROLE PREDITIVO POR MODELO .....	42
4.4	CONTROLE PREDITIVO POR MODELO REDUZIDO .....	45
4.5	TESTES NUMÉRICOS .....	51
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÃO DE ARQUITETURA PROPOSTA .....</b>	<b>55</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	55
5.2	ESTIMAÇÃO DE ESTADO DO MOTOR .....	57
5.3	COMPENSAÇÃO UTILIZANDO A VARREDURA CÔNICA .....	58

5.4 LEI DE CONTROLE .....	61
5.5 COMUNICAÇÃO COM O SATÉLITE .....	62
<b>6 CONCLUSÃO.....</b>	<b>65</b>
6.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	65
6.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	66
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>68</b>

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Exemplos de diferentes antenas que necessitam de controle.....	2
1.2	Ilustração do satélite YMC-1. ....	3
1.3	Previsão da zona de visibilidade da estação de solo.....	3
1.4	Exemplificação de possível desvio. ....	4
2.1	Diagrama de blocos do segmento de solo. ....	9
2.2	Ilustração de comunicação entre satélite e estação de solo. ....	9
2.3	Representação de direcionalidade de antena parabólica.....	11
2.4	Representação do sistema de referência inercial centrado na Terra, adaptado de [1].....	13
2.5	Representação gráfica dos parâmetros orbitais, adaptado de [1]. ....	14
2.6	Representação do sistema de coordenadas perifocal, adaptado de [1]. ....	16
2.7	Representação do tempo sideral, adaptado de [1]. ....	18
2.8	Representação do sistema de coordenadas topocêntrico de horizonte, adaptado de [1].....	19
3.1	Comparação entre movimentos de varredura, imagens adaptadas de [2]. ....	24
3.2	Representação do equipamento de técnicas de monopulso. ....	25
3.3	Representação do movimento de varredura. ....	26
3.4	Sistema de referência de apontamento. ....	27
3.5	Relação entre desvio nos eixos e potência recebida. ....	28
3.6	Erros de estimação para o teste A utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).....	34
3.7	Erros de estimação para o teste B utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).....	35
3.8	Erros de estimação para o teste C utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).....	35
3.9	Erros de estimação para o teste D utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).....	36
3.10	Erros de estimação para o teste E utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).....	36
3.11	Erros de estimação para o teste F utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).....	37
4.1	Representação de controle preditivo por modelo. ....	40
4.2	Ilustração simplificada do circuito do motor DC.....	41

4.3	Ilustração do modelo tridimensional da antena.....	42
4.4	Ilustração de minimização do MPC.....	44
4.5	Ilustração de minimização do ReMPC.....	46
4.6	Resultado do controlador para diferentes tamanhos de horizontes .....	52
4.7	Atuação do controlador para diferentes tamanhos de horizontes .....	52
4.8	Resultado comparativo entre MPC e ReMPC com $N = 3$ . .....	53
4.9	Resultado comparativo entre MPC e ReMPC com $N = 30$ .....	54
4.10	Resultado comparativo entre MPC e ReMPC com $N = 300$ . .....	54
5.1	Diagrama do sistema de controle. ....	56
5.2	Referência de posição e velocidade angular.....	56
5.3	Resultado para estimação do vetor de estados. Erro de estimação (linha contínua) e intervalo de incerteza $3\sigma$ (linha tracejada).....	58
5.4	Resultado para estimação da perturbação externa e da polarização do codificador óptico. Erro de estimação (linha contínua) e intervalo de incerteza $3\sigma$ (linha tracejada).....	59
5.5	Resultados de estimação de desvio de apontamento. Erro de estimação (linha contínua) e intervalo de segurança (linha tracejada). ....	60
5.6	Resultados da estimação de $\Delta$ e de $p_0$ . Valores reais (linhas azuis) e valores estimados (linhas vermelhas). ....	61
5.7	Comparação de erro de apontamento entre sistema compensado e não compensado.....	63
5.8	Comparação entre potência recebida por sistema compensado e sistema não compensado.....	64
5.9	Potência recebida pela estação de solo. ....	64

## LISTA DE TABELAS

2.1	Designação da banda de frequência por letras, retirada de [3].....	10
3.1	Resultado comparativo entre técnicas de estimação de desvio de apontamento, resultados em mili grau.....	38
4.1	Análise de tempo de execução.....	50
4.2	Pólos dos sistemas testados .....	51
5.1	Erro de estimação de parâmetros, polarização e perturbação externa do motor.	58

SÍMBOLOS

Capítulo 2

$d$	Distância entre um emissor e um receptor
$D$	Diâmetro da antena
$e$	Parâmetro orbital - excentricidade da órbita
$f$	Frequência da portadora
$g_a$	Ganho de uma antena parabólica
$g_r$	Ganho de potência de um receptor
$g_t$	Ganho de potência de um transmissor
$h$	Parâmetro orbital - momento angular
$i$	Parâmetro orbital - inclinação da órbita
$p_r$	Potência recebida por um receptor
$p_t$	Potência emitida por um transmissor
$\mathbf{r}$	Vetor de posição com norma $r$
$\mathbf{v}$	Vetor de velocidade com norma $v$
$\eta$	Eficiência da antena
$\lambda$	Comprimento de onda da portadora
$\theta$	Parâmetro orbital - anomalia verdadeira
$\theta_{3dB}$	Ângulo de desvio que causa o decaimento de 3 dB de potência da portadora
$\omega$	Parâmetro orbital - argumento do periastro
$\Omega$	Parâmetro orbital - longitude do nodo ascendente
$\ x\ $	Norma euclidiana do vetor $x$
$A^T$	Matriz $A$ transposta

### Capítulo 3

$\mathbf{a}$	Vetor de posição da antena no referencial da varredura cônica
$\mathbf{e}$	Vetor de diferença entre posição do satélite e posição da antena no referencial da varredura cônica
$p$	Potência recebida pela antena
$p_0$	Potência da portadora
$r$	Raio da varredura cônica
$v$	Ruído branco Gaussiano
$\epsilon$	Norma do vetor $\mathbf{e}$
$\mathbf{s}$	Vetor de posição do satélite no referencial da varredura cônica
$T_s$	Período de amostragem
$\theta_{3dB}$	Ângulo de decaimento de 3 dB de potência
$\mu$	Constante de valor $\mu = 4 \ln 2$
$\omega$	Velocidade angular da varredura cônica

### Capítulo 4

$A$	Matriz de sistema
$B$	Matriz de entrada
$C$	Matriz de medição
$N$	Quantidade de amostras do horizonte de predição
$N_d$	Quantidade de atrasos de um sistema
$u$	Entrada do sistema
$x$	Vetor de estados
$y$	Saída do sistema
$y_r$	Referência do sistema

## Capítulo 5

$d_m$	Perturbações externas do sistema de apontamento, causadas por ação do vento
$i_m$	Corrente na armadura do motor de corrente contínua
$T_s$	Período de amostragem
$u$	Atuação no sistema
$x_{em}$	Vetor de estados aumentado para a estimação
$x_m$	Vetor de estados do motor
$y$	Saída do sistema
$\gamma$	Polarização do sensor de posição angular do motor
$\theta_m$	Posição angular do motor
$\sigma$	Desvio padrão de uma amostra
$\omega_m$	Velocidade angular do motor

## SOBRESCRITOS E SUBSCRITOS

$\dot{r}$	Primeira derivada temporal de $r$
$\ddot{r}$	Segunda derivada temporal de $r$
$\hat{r}$	Valor estimado da variável $r$
$r_X, r_Y, r_Z$	Componentes do vetor $r$ relativas ao eixo $X, Y$ e $Z$ , respectivamente
$s_a, s_e$	Componentes do vetor $s$ relativas ao eixo de azimute e ao eixo de elevação, respectivamente
$x_k$	$k$ -ésima amostragem da variável $x$
$\mathbf{x}^T$	Operação de transposição do vetor $\mathbf{x}$

## SIGLAS

conscan	Varredura Cônica (do inglês <i>Conical Scan</i> )
DC	Corrente Contínua (do inglês <i>Direct Current</i> )
DNU	Universidade Nacional de Dnepropetrovsk (do inglês <i>Dnepropetrovsk National University</i> )
FK	Filtro de Kalman
GEO	Órbita geoestacionária (do inglês <i>Geostationary Orbit</i> )
GLONASS	Sistema de Navegação Global por Satélite (do russo <i>Globalnaya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema</i> )
GPS	Sistema de Posicionamento Global (do inglês <i>Global Positioning System</i> )
LEO	Órbita baixa (do inglês <i>Low Earth Orbit</i> )
MMQ	Método dos Mínimos Quadrados
MPC	Controle Preditivo por Modelo (do inglês <i>Model Predictive Control</i> )
RF	Rádio frequência
RMS	Valor quadrático médio (do inglês <i>Root mean square</i> )
ReMPC	Controle Preditivo por Modelo Reduzido (do inglês <i>Reduced Model Predictive Control</i> )
UnB	Universidade de Brasília
YMC-1	Satélite Universitário Ucrainiano (aproximação literal da sigla no alfabeto cirílico)

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTO

O mundo globalizado é altamente dependente de satélites. As principais missões de satélites têm como finalidade observações da Terra, telecomunicações, e sistemas de localização (GPS e GLONASS, por exemplo). Em geral, satélites para telecomunicações estão em órbitas geoestacionárias (GEO), enquanto satélites para observação voam em órbitas baixas (LEO), e para sistemas de localização se encontram em órbita média. Independentemente de sua função, o usual é que o satélite tenha que enviar informações para a Terra. As estações de Solo devem ser capazes de saber a localização dos satélites, enviar comandos, e receber informações. Como exemplos de informação recebida podem ser citadas: telemetria com o status do satélite, imagens capturadas pelo satélite, e até mesmo informações provenientes de outros satélites ou naves espaciais. Sem a estação de solo, a maioria das funções dos satélites seriam inúteis.

A estação de solo recebe e envia informações por meio de suas antenas. Há diferentes tipos de antenas que necessitam ser controladas, envolvendo diferentes níveis de complexidade, como exemplificado na Figura 1.1. Há estações com antenas grandes, chegando a 70 m de diâmetro (Figura 1.1 (a)); estações simples para comunicação com satélites (Figura 1.1 (b)); e até mesmo múltiplas antenas para formação de um *array* de antenas (Figura 1.1 (c)).

O presente trabalho se insere no contexto de projeto de estação de solo. O projeto desenvolvido aqui é uma proposta para o sistema de controle para a antena de uma estação de solo, a qual será instalada na Universidade Nacional de Dnepropetrovsk (DNU, do inglês *Dnepropetrovsk National University*), localizada na cidade de Dnepropetrovsk, Ucrânia. A estação deverá se comunicar com o satélite YMC-1 (sigla aproximada do alfabeto cirílico para Satélite Universitário Ucrâniano).

## 1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

O presente trabalho faz parte de um programa de formação de recursos humanos para a área aeroespacial Brasileira. Com esta finalidade, alunos da Universidade de Brasília (UnB) foram enviados à DNU para realizar projetos práticos em suas áreas de conhecimento. Desta forma, foi possível aplicar o conhecimento teórico sobre filtragem estocástica e teoria de controle a um problema prático. O problema em questão é uma proposta de sistema de controle para a antena da estação de solo que será utilizada pela DNU para a comunicação



(a) Exemplo de antena de 70 m, retirado de [4].



(b) Exemplo de antena parabólica em estação de solo para missão de nanosatélite, retirado de [5].



(c) Exemplo de antenas em *array*, retirado do *site* do Observatório Europeu do Sul (European Southern Observatory).

Figura 1.1: Exemplos de diferentes antenas que necessitam de controle.

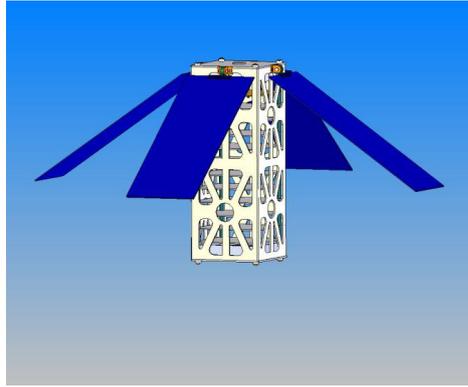


Figura 1.2: Ilustração do satélite YMC-1.



Figura 1.3: Previsão da zona de visibilidade da estação de solo.

com o satélite YMC-1.

O satélite, ilustrado na Figura 1.2, terá como principal missão fazer imageamento da Terra. Apesar das especificações orbitais de sua missão ainda não estarem completamente definidas, ele voará em LEO, com altitude provável entre 400 e 800 *km*. O satélite é dotado de um sistema de controle de atitude de que utiliza rodas de reação [6, 7] trabalhando em conjunto com um sistema de controle de atitude que utiliza atuadores magnéticos [8, 9]. Por voar em órbita polar e devido a sua altitude, espera-se que o satélite tenha em média cinco períodos de visibilidade por dia [10], tendo aproximadamente 25 minutos diários para transmitir a informação necessária para a estação de solo. A zona de visibilidade prevista para a estação é apresentada na Figura 1.3. Esta previsão foi feita por meio de simulação computacional utilizando os parâmetros da estação de solo. O presente trabalho se limita ao sistema de controle da antena para esta estação de solo. Para obter mais informações sobre estações de solo podem ser citados alguns trabalhos como [11, 12, 5, 13, 14, 15, 16].

A estação de solo será responsável por enviar comandos para o satélite, receber os dados

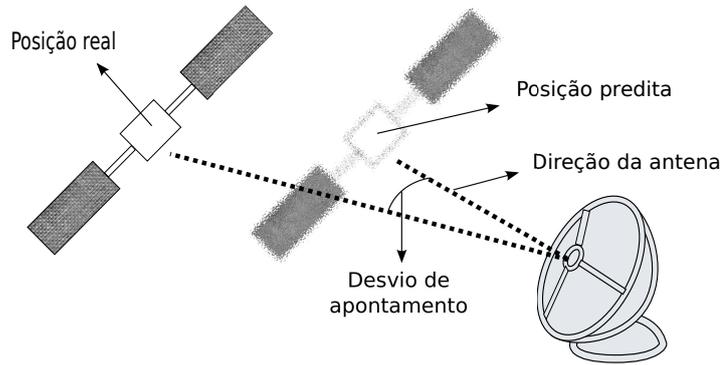


Figura 1.4: Exemplificação de possível desvio.

de telemetria, e receber as imagens capturadas pelo satélite. Haverá duas antenas na estação. A primeira é omnidirecional e será utilizada para enviar comandos e receber dados de telemetria, utilizando uma faixa de frequência na banda X (bandas de frequências divididas como em [3]). A segunda é uma antena parabólica com 2,6 m de diâmetro, altamente direcional, e será usada para receber as imagens capturadas utilizando a banda Ka. Pelo fato de ser direcional, é necessário que haja um sistema de controle de apontamento, que é justamente o objeto de estudo do presente trabalho. A posição e velocidade do satélite são medidas periodicamente por serviços de localização. No período entre a atualização dessas informações, a estação de solo pode calcular a trajetória do satélite utilizando modelos de mecânica orbital. Portanto, a estimativa da trajetória do satélite é conhecida previamente, sendo possível gerar uma referência inicial para o apontamento da antena. Durante a janela de tempo em que o satélite é localizado por predição, é normal que esta predição comece a divergir da posição real devido a efeitos que não estão modelados. A divergência de estimativa causa um desvio de apontamento, como exemplificado na Figura 1.4. Dentre os motivos que fazem que essa divergência de estimativa ocorra, estão a força gravitacional da lua, a força gravitacional do sol, manobras da nave [17], e até mesmo as ondas de comunicação da antena da nave, como mostra o estudo [18]. Efeitos como o gradiente da temperatura atmosférica, podem fazer com que o feixe de rádio frequência (RF) não esteja na direção do satélite, tendo um efeito similar à divergência da predição, assim como forças do vento e imperfeições de fabricação podem fazer com que a antena não aponte para a direção especificada [19, 20].

Visando um apontamento satisfatório do feixe de RF, é necessário utilizar técnicas que estimem o seu desvio. É comum o emprego de técnicas que utilizam a sensibilidade direcional do sinal recebido. Há duas principais classes destas técnicas, monopulso [21, 22, 23, 24, 25, 26, 27] e varredura [28, 29, 30]. As técnicas de monopulso são capazes de estimar o erro utilizando apenas uma amostragem de sinal RF, enquanto técnicas de varredura adicionam movimentos harmônicos ao movimento de referência da antena, gerando uma variação no sinal recebido, permitindo uma análise da sequência de amostragem para a estimação

do desvio [31]. Para analisar a sequência, técnicas tradicionais utilizam estimação em lotes, necessitando esperar um período completo da varredura para acumular medidas, assim se tornando lentas [32, 33]. Estas técnicas são utilizadas durante a comunicação, possibilitando compensar a referência predita. No trabalho foi utilizada a técnica de varredura cônica (conscan) [33].

O sistema de controle deve ser capaz de apontar o feixe para a direção do satélite mesmo na presença de torques externos causados pela ação do vento. Sistemas de controle para direcionamento de antena são utilizados tanto em sistemas de comunicação de estação de solo, quanto em radares e telescópios. Alguns exemplos de trabalhos são [34, 35, 19, 36, 37]. A estrutura da antena pode ser modelada como um corpo rígido se for pequena (diâmetro menor do que 12 m), ou como um corpo flexível no caso de estruturas maiores [38].

O escopo de pesquisa do trabalho é dividido em duas partes: técnicas para estimação do desvio do feixe RF, e técnicas de controle de apontamento da antena. Desta forma, uma revisão bibliográfica mais detalhada sobre os assuntos é apresentada em seus respectivos capítulos.

### 1.3 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Durante a definição do tema de mestrado, alguns estudos foram feitos na área aeroespacial. Estes estudos foram apresentados na conferência *Human and Space - 2012*, e foram selecionados para publicação em periódico Ucrâniano, resultando em [6, 8, 10]. Cada uma das apresentações foi feita pelo primeiro autor destes trabalhos. Os artigos gerados foram:

- **CHAURAS, J. R., SOUZA, A. L. G., OLIVEIRA, G. F., LARIN, V. A., BELIKOV, V. V., KULABUKHOV, A. M.; *ATTITUDE DETERMINATION, CONTROL AND STABILIZATION OF A NANOSATELLITE USING REACTION WHEELS; Journal of Dnipropetrovsk National University, 2012, T. 20 No. 4, series of rockets and space technology, Issue 15, Volume 1, Ukraine, - ISSN 9125 0912, pp. 130-136.***: Este trabalho apresenta a modelagem preliminar do sistema para controle de atitude por roda de reação utilizado no satélite universitário em desenvolvimento. Aqui foi feito o dimensionamento do equipamento e foi proposta a utilização do controle proporcional derivativo.
- **OLIVEIRA, G. F., CHAURAS, J. R., SOUZA, A. L. G., KULABUKHOV, A. M., LARIN, V. A., BELIKOV, V. V.; *AN ELECTROMAGNETIC SYSTEM FOR ATTITUDE DETERMINATION AND CONTROL OF A NANOSATELLITE; Journal of Dnipropetrovsk National University, 2012, T. 20 No. 4, series of rockets and space technology, Issue 15, Volume 1, Ukraine, - ISSN 9125 0912, pp. 137-144.***: Este traba-

lho apresenta a modelagem preliminar do sistema magnético para controle de atitude utilizado no satélite universitário em desenvolvimento. Aqui foram apresentados os primeiros estudos sobre o problema. Foi definida a estrutura para o controle e determinação de atitude utilizando atuadores e sensores magnéticos. Além disso, foi proposta utilização do controlador proporcional derivativo para o controle e a utilização de filtragem estocástica não linear para a determinação da atitude.

- **SOUZA, A. L. G., OLIVEIRA, G. F., CHAURAS, J. R., BELIKOV, V. V., KULABUKHOV, A. M., LARIN, V. A.;** *DESIGN OF GROUND COMMUNICATION ANTENNA CONTROL SYSTEM FOR A NANOSATELLITE MISSION; Journal of Dnipropetrovsk National University, 2012, T. 20 No. 4, series of rockets and space technology, Issue 15, Volume 1, Ukraine, - ISSN 9125 0912, pp. 144-152.:* Este trabalho tem os seguintes objetivos: dimensionar a antena considerando requerimentos de comunicação da estação de solo; fazer a modelagem mecânica da antena para o sistema de controle; definir o algoritmo de predição do satélite; analisar a viabilidade da utilização de equipamento comercial para controle de antena; realizar a simulação do sistema. Os requisitos de projeto apresentadas neste trabalho mudaram após a sua publicação. As mudanças feitas motivaram o estudo apresentado nesta dissertação. Portanto, este trabalho foi o marco inicial para o trabalho desenvolvido nesta dissertação.

Como contribuições do trabalho, foram feitas duas propostas. A primeira é uma técnica de varredura cônica para a estimação do desvio de apontamento do feixe de RF, com baixo custo de equipamento e alta precisão. A técnica proposta é similar à apresentada em [39] por utilizar o filtro de Kalman e não considerar a posição do satélite constante durante a varredura. A diferença entre as duas técnicas é a modelagem realizada para o problema. Ao linearizar a equação de medição de forma exata, adiciona-se um elemento no vetor de estados e o relaciona com a potência da portadora. Desta forma, elimina-se a necessidade de considerá-la constante. A proposta mostrou resultados de estimação semelhantes a técnicas de monopulso, com alta precisão e atualização a cada amostragem, mas sem os elevados custos do monopulso. A técnica será explicada com detalhes no Capítulo 3. Esta proposta gerou um trabalho aceito para publicação [40]:

- **SOUZA, A. L. G., BORGES, G. A., ISHIHARA, J. Y., FERREIRA, H. C., BORGES, R. A., KULABUKHOV, A. M., LARIN, V. A., BELIKOV, V. V.;** *ANTENNA POINTING ERROR ESTIMATION USING CONICAL SCAN TECHNIQUE AND KALMAN FILTER; IEEE - International Conference on Control and Automation, 2013, (Aceito).:* Este trabalho apresenta a formulação proposta para a varredura cônica. Por meio de simulações, os resultados obtidos com a técnica proposta são comparados com os resultados de outras técnicas.

A segunda contribuição foi o algoritmo de controle da antena. O algoritmo proposto, controlador preditivo por modelo reduzido, é inspirado no algoritmo utilizado em [41], o qual é muito semelhante aos apresentados em [42, 43, 44, 45, 46], trabalhos que utilizam o controle preditivo para apontamento de antena. A proposta foi feita com o objetivo de redução do custo computacional, que aumenta com o aumento do horizonte de predição. O controlador mostrou uma característica de projeto simples e intuitivo, se apresentando na forma de realimentação de estados. Os dois controladores em questão tiveram suas respostas no domínio do tempo comparadas, utilizando o modelo do sistema a ser controlado. O controlador proposto aqui foi capaz de reduzir o custo computacional demandado para o controle. Por fim, foi feita a simulação da estação de solo considerando os sistemas propostos, controle e estimação de desvio do feixe de RF, trabalhando de forma conjunta.

## **1.4 APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO**

A dissertação está dividida em cinco capítulos além desta introdução, os quais são divididos da seguinte forma:

- Capítulo 2: apresenta alguns conceitos que foram estudados e devem ser entendidos, mas não foram os principais objetos de estudo do trabalho. Os temas são: canal de comunicação com o satélite, mecânica orbital e o filtro de Kalman (FK) discreto. O estudo de comunicação por RF é necessário, pois as técnicas utilizadas para estimação do desvio entre o apontamento da antena e a direção do satélite são baseadas na sensibilidade direcional do sinal RF recebido. A mecânica orbital é necessária para a predição da trajetória do satélite a partir de um instante em que a velocidade e a posição do mesmo sejam conhecidas. Por fim, o FK discreto é frequentemente utilizado no trabalho para estimação de variáveis e parâmetros.
- Capítulo 3: apresenta as principais técnicas de rastreamento utilizadas por estações de solo e por fim apresenta a técnica proposta neste trabalho. No final do capítulo, os resultados de simulações são apresentados para comparação numérica entre as técnicas.
- Capítulo 4: apresenta o modelo da planta a ser controlada, e a lei de controle proposta, sendo esta descrita em detalhes.
- Capítulo 5: apresenta os detalhes da modelagem utilizada para as diversas partes do sistema. Aqui também são apresentados os resultados computacionais.
- Capítulo 6: explicita as conclusões sobre o trabalho e as propostas de trabalhos futuros.

## **2 CONHECIMENTOS PRELIMINARES**

### **2.1 INTRODUÇÃO**

O projeto do sistema de controle de uma estação de solo requer conhecimento sobre diferentes áreas. Alguns tópicos, apesar de importantes para o trabalho, não entram em seu escopo principal. Neste capítulo, há uma breve descrição sobre tópicos diversos que são utilizados e, muitas vezes, comentados ao longo do texto. O primeiro tópico é sobre o canal de comunicação entre o satélite e a estação de solo. Este tópico foi relevante para entender como funciona a comunicação entre o satélite e a estação de solo e alguns de seus parâmetros, como a diretividade. Devido ao uso de técnicas de sensibilidade de RF para a estimação do desvio de apontamento, esse tópico é crucial para o trabalho. Com conhecimento sobre transmissão RF foi possível também dimensionar a antena parabólica utilizada no projeto da estação de solo da DNU. O segundo tópico é sobre mecânica orbital. A mecânica orbital é utilizada para estimar trajetórias de satélites durante os períodos entre as suas medições de posição e de velocidade. Estimando a trajetória, é possível saber quando um satélite passará pela zona de visibilidade e apontar a antena de forma adequada para a comunicação. O terceiro tópico importante é o filtro de Kalman (FK), utilizado na proposição da técnica de estimação do desvio do feixe e na estimação de estado do sistema de controle.

### **2.2 CANAL DE COMUNICAÇÃO ENTRE SATÉLITE E ESTAÇÃO DE SOLO**

A estação de solo deve ser capaz de se comunicar de forma adequada com um satélite e repassar a informação para os usuários. Diferentes tipos de estação são usadas para diferentes missões com diferentes requisitos. Uma ideia geral sobre o segmento de solo pode ser vista no diagrama de blocos da Figura 2.1. O terminal RF é diretamente responsável pela comunicação com o satélite, incluindo amplificadores de alto ganho e amplificadores de baixo ruído ligados à antena. O modem é responsável por modular e demodular o sinal de comunicação. Os multiplexadores e interfaces distribuem o sinal adequadamente, sinal este que é transmitido ou recebido pela antena.

O ciclo de informação em um satélite geralmente é: receber informação ou comando, processar, e enviar informação de volta para a base [47]. A informação é transmitida por RF. Uma ilustração simples da comunicação é apresentado na Figura 2.2, mostrando alguns tipos de informação transmitidos por RF.

As bandas de frequência utilizadas na comunicação RF são designadas por letras para

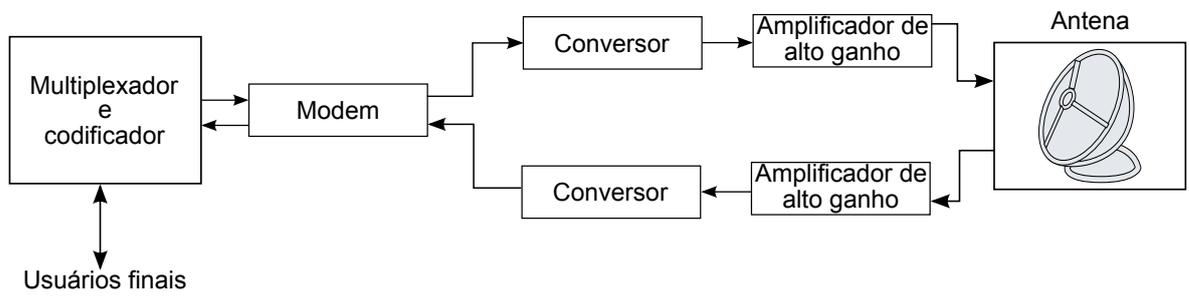


Figura 2.1: Diagrama de blocos do segmento de solo.

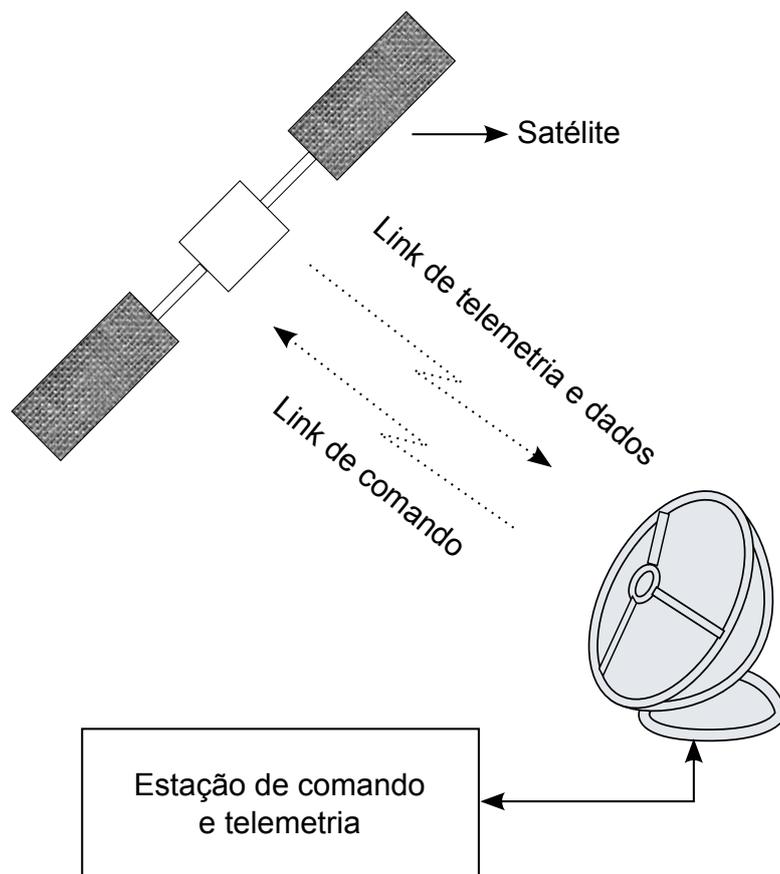


Figura 2.2: Ilustração de comunicação entre satélite e estação de solo.

Tabela 2.1: Designação da banda de frequência por letras, retirada de [3].

Designação literal	Banda de frequência [GHz]
Banda L	1.5 a 1.65
Banda S	2.4 a 2.8
Banda C	3.4 a 7.0
Banda X	7.9 a 9.0
Banda Ku	10.7 a 15.0
Banda Ka	18.0 a 31.0
Banda Q	40 a 50
Banda V	60 a 80

que os nomes sejam mais amigáveis. Apesar do limite de frequência exato entre as bandas poder divergir entre autores, o presente trabalho adotará o padrão da referência [3], que é apresentado na Tabela 2.1. A unidade de medida usual para potência é *Watt* [ $W$ ], mas também é usual empregar a função logarítmica, sendo o valor apresentado em  $dB$ .

### 2.2.1 Cálculo do Link de Comunicação

Há cinco parâmetros principais na comunicação por RF: potência transmitida  $p_t$ , potência recebida  $p_r$ , ganho do transmissor  $g_t$ , ganho do receptor  $g_r$  e distância  $d$  entre os elementos. Considerando a unidade em *Watt*, a potência efetiva radiada pelo emissor é dada por

$$e_{irp} = p_t g_t. \quad (2.1)$$

A potência total emitida por um ponto é propagada radialmente. A densidade de fluxo de potência em uma superfície esférica com distância  $d$  do emissor é dada por

$$p_{fd} = \frac{e_{irp}}{4\pi d^2} = \frac{p_t g_t}{4\pi d^2}. \quad (2.2)$$

A potência nominal emitida por um satélite geralmente não é suficiente para satisfazer as condições de comunicação (potência mínima recebida), portanto, para resolver este problema é necessário que haja um ganho na antena receptora. Geralmente no projeto da antena há uma troca entre direcionalidade e ganho, pois ganhos maiores costumam requerer uma característica mais direcional da antena. O ganho depende da abertura física  $A$ , e da eficiência  $\eta$  da antena. Sendo  $\lambda$  o comprimento de onda da portadora, o ganho da antena é dado por

$$g_a = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2}. \quad (2.3)$$

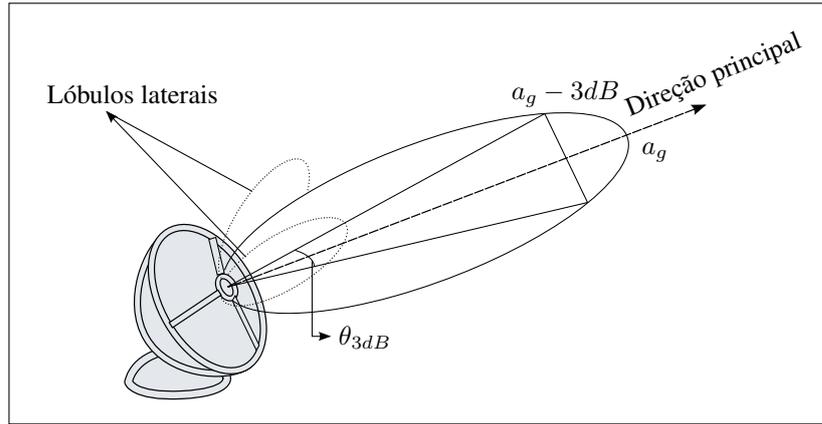


Figura 2.3: Representação de direcionalidade de antena parabólica.

Considerando uma antena parabólica, a abertura física depende diretamente do diâmetro  $D$  da antena. Neste caso, o ganho da antena se torna

$$g_a = \eta \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2. \quad (2.4)$$

O ganho da antena não é uniforme em torno de sua direção principal. A direcionalidade de uma antena parabólica está representada na Figura 2.3. A direção principal é a direção que a antena tem seu ganho maximizado, sendo este ganho máximo indicado por (2.4). De acordo com [47], o ângulo de abertura  $\theta_{3dB}$  se refere ao ângulo o qual a potência recebida decai para metade da potência máxima, também chamado de ângulo de 3 dB, e pode ser aproximado por

$$\theta_{3dB} \approx 75 \frac{\lambda}{D} = \frac{22.5}{Df}, \quad (2.5)$$

sendo  $f$  a frequência da portadora em GHz. Esta relação caracteriza a troca entre o ganho máximo da antena e o ângulo de 3 dB. Antenas que são omnidirecionais geralmente têm o ganho menor do que antenas direcionais. Para altos ganhos, a antena geralmente tem ângulo de abertura menor, e é utilizada uma faixa de frequência mais alta.

Considerando um receptor separado da fonte por uma distância  $d$ , a potência recebida é dada por

$$p_r = p_{fd} \eta A = \frac{p_t g_t}{4\pi d^2} \eta A = \frac{p_t g_t}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} g_r. \quad (2.6)$$

Rearranjando (2.6), a relação se torna

$$p_r = p_t g_t g_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (2.7)$$

O termo elevado ao quadrado em (2.7) é a perda pelo caminho de propagação. Esta perda depende da distância entre o emissor e o receptor. É possível observar também que, mantidos os outros parâmetros constantes, quanto maior a frequência utilizada, maior a potência recebida pelo receptor. Mais detalhes sobre o link de comunicação podem ser encontrados em [11, 48, 3, 47, 49].

### 2.2.2 Relação de Shannon

A relação de Shannon descreve a taxa de transmissão máxima admissível em um canal mantendo a menor probabilidade teórica de erro [48]. Considerando a potência recebida  $p_r$ , com a largura de banda  $W$  e ruído térmico  $T$ , a taxa de transmissão máxima admissível para o canal é

$$C_c = W \log_2 \left( 1 + \frac{p_r}{WkT} \right), \quad (2.8)$$

sendo  $k$  a constante de Boltzmann. Com essa relação, é possível ajustar a largura de banda do canal e a mínima potência recebida para que a comunicação ocorra com uma determinada taxa de transmissão e com mínima probabilidade de erro na transmissão de cada bit. Com estes parâmetros definidos, é possível dimensionar o ganho da antena para que a potência do sinal recebido esteja na faixa desejada. Conseqüentemente, a dimensão da antena parabólica pode ser obtida.

## 2.3 ÓRBITA DE SATÉLITES

De acordo com [1], a equação fundamental do movimento relativo de dois corpos é a equação diferencial não linear de segunda ordem

$$\ddot{\mathbf{r}} = -\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r}, \quad (2.9)$$

sendo  $\mu$  o parâmetro gravitacional,  $\mathbf{r}$  o vetor da posição relativa entre os dois centros de massa, e  $r$  a norma deste vetor. Esta equação rege o movimento orbital de um corpo ao redor de outro. No presente trabalho, esta relação será utilizada para descrever o movimento de um satélite em torno da Terra, o vetor posição  $\mathbf{r}$  é considerado no sistema de referencial inercial concêntrico com a Terra, o qual desconsidera o movimento de rotação terrestre.

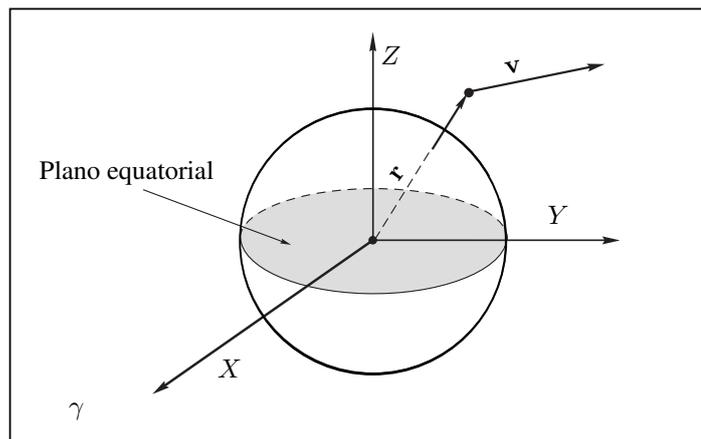


Figura 2.4: Representação do sistema de referência inercial centrado na Terra, adaptado de [1].

### 2.3.1 Sistemas de Coordenadas

Há diferentes sistemas de coordenadas que são importantes. O primeiro sistema de referência apresentado aqui será o inercial centrado no centro da Terra. O segundo será o topocêntrico, centrado na posição do observador. A teoria descrita na presente seção é descrita em mais detalhes na referência [1].

#### 2.3.1.1 Sistema de Referência Inercial Centrado no Centro da Terra

O eixo de rotação da Terra não é perpendicular ao plano de rotação do planeta ao redor do Sol. Sendo assim, o plano equatorial da Terra não é paralelo ao plano de translação. A interseção entre estes dois planos é a linha de equinócio da primavera. Apesar desta linha variar com o tempo, ela pode ser considerada constante para propósitos práticos, já que a sua taxa de precessão é de aproximadamente 1,4 grau por século [1]. A linha de equinócio da primavera é representada por  $\gamma$ . Na Figura 2.4, pode ser vista a representação do sistema de referência inercial centrado na Terra, que é definido utilizando a linha de equinócio da primavera e o eixo de rotação da Terra. Este sistema de referência é importante pois o movimento celestial de diversos corpos é descrito utilizando tal sistema de coordenadas, já que ele não depende da rotação da Terra. Os vetores de posição e velocidade de um satélite podem ser descritos como  $\mathbf{r} = [r_X r_Y r_Z]^T$  e  $\mathbf{v} = \dot{\mathbf{r}}$ , respectivamente.

Há uma outra forma de representação para a órbita do satélite e sua posição instantânea, os elementos orbitais. Dois elementos são necessários para representar o formato da órbita elíptica, três elementos são necessários para representar a rotação ao redor dos três eixos, e, por fim, um elemento deve ser utilizado para representar em qual ponto de sua trajetória elíptica o satélite se encontra. Conhecendo os vetores de posição e velocidade de um satélite em um dado instante, é possível determinar a forma elíptica da órbita e a sua inclinação ao

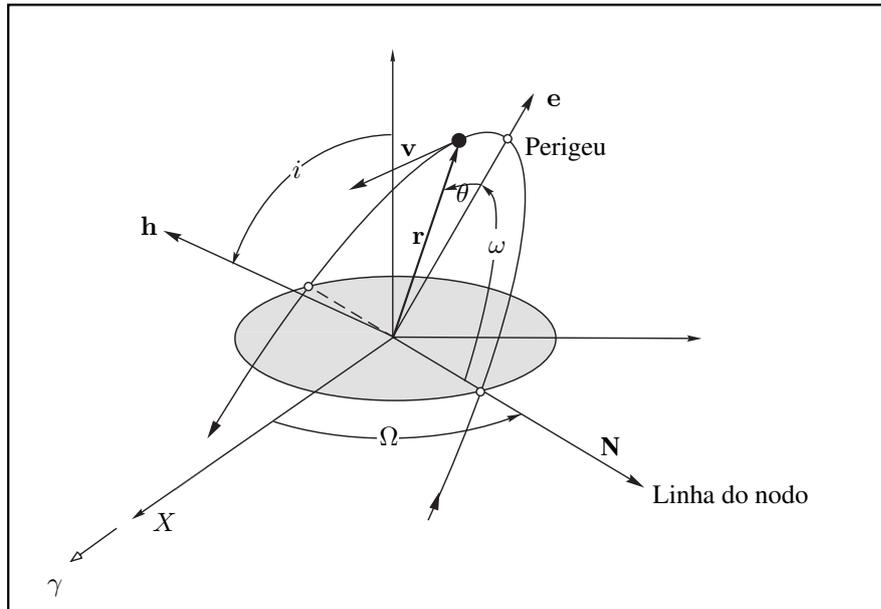


Figura 2.5: Representação gráfica dos parâmetros orbitais, adaptado de [1].

redor dos três eixos. Os seis elementos orbitais são os seguintes:  $h$  - momento angular;  $i$  - inclinação;  $\Omega$  - longitude do nodo ascendente;  $e$  - excentricidade;  $\omega$  - argumento do periastro;  $\theta$  - anomalia verdadeira.

A representação dos seis elementos orbitais pode ser vista na Figura 2.5. O produto vetorial entre  $\mathbf{r}$  e  $\mathbf{v}$  é o vetor  $\mathbf{h}$ , o qual é idealmente constante durante a trajetória do satélite e tem módulo  $h$ . O vetor  $\mathbf{e}$  aponta para o foco do periastro da elipse, e tem módulo  $e$ . A anomalia verdadeira  $\theta$  é o ângulo entre os vetores  $\mathbf{e}$  e  $\mathbf{r}$ . O vetor  $\mathbf{N}$  representa a linha do nodo, apontando da origem para o nodo ascendente, o qual é a intersecção entre o plano orbital e o plano equatorial. A longitude do nodo ascendente  $\Omega$  é o ângulo entre a parte positiva do eixo  $X$  e a linha do nodo, variando entre 0 e 360 graus. O ângulo diedro entre o plano da órbita e o plano equatorial é a inclinação  $i$ , variando entre 0 e 360 graus. Finalmente, o argumento do periastro  $\omega$  é o ângulo entre a linha do nodo e o vetor excentricidade, medido no plano da órbita.

Sendo o produto vetorial entre dois vetores sinalizados por  $\times$ , a conversão da notação de vetor de estados e a representação de parâmetros orbitais é dada por

$$h = \|\mathbf{h}\| = \|\mathbf{r} \times \mathbf{v}\|, \quad (2.10)$$

$$i = \arccos \left( \frac{h_z}{h} \right), \quad (2.11)$$

$$\Omega = \begin{cases} \arccos\left(\frac{N_X}{N}\right), & \text{se } (N_Y \geq 0) \\ 360^\circ - \arccos\left(\frac{N_X}{N}\right), & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.12)$$

$$e = \|\mathbf{e}\| = \left\| \frac{1}{\mu} \left[ \mathbf{v} \times \mathbf{h} - \mu \frac{\mathbf{r}}{r} \right] \right\|, \quad (2.13)$$

$$\omega = \begin{cases} \arccos\left(\frac{\mathbf{N}^T \mathbf{e}}{N e}\right), & \text{se } (e_Z \geq 0) \\ 360^\circ - \arccos\left(\frac{\mathbf{N}^T \mathbf{e}}{N e}\right), & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.14)$$

$$\theta = \begin{cases} \arccos\left(\frac{\mathbf{e}^T \mathbf{r}}{e r}\right), & \text{se } (\mathbf{r}^T \mathbf{v} \geq 0) \\ 360^\circ - \arccos\left(\frac{\mathbf{e}^T \mathbf{r}}{e r}\right), & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.15)$$

$$N = \|\mathbf{N}\| = \left\| \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \times \mathbf{h} \right\|. \quad (2.16)$$

O cálculo inverso também pode ser realizado. Para tal conversão, é necessário primeiramente calcular os vetores utilizando o sistema de referência perifocal, apresentado na Figura 2.6. Neste sistema de referência, a origem é centrada no foco da elipse, o eixo  $\bar{X}$  aponta para o periastro, o vetor  $\bar{Y}$  é rotacionado 90 graus do eixo  $\bar{X}$ , e o eixo  $\bar{Z}$  é perpendicular aos dois outros eixos. Utilizando a anomalia verdadeira, a excentricidade e o momento angular, é possível definir o formato da elipse e a posição do satélite nela. Dessa forma, no referencial perifocal, os vetores de posição e velocidade são

$$\bar{\mathbf{r}} = \frac{h^2}{\mu} \frac{1}{(1 + e \cos \theta)} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

$$\bar{\mathbf{v}} = \frac{\mu}{h} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ e + \cos \theta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Os vetores obtidos em (2.17) e (2.18) ainda não estão no sistema de coordenadas inercial, sendo necessário rotacioná-los para isso. Os ângulos de rotação são  $\Omega$ ,  $\omega$ , e  $i$ . Portanto, a matriz de rotação é

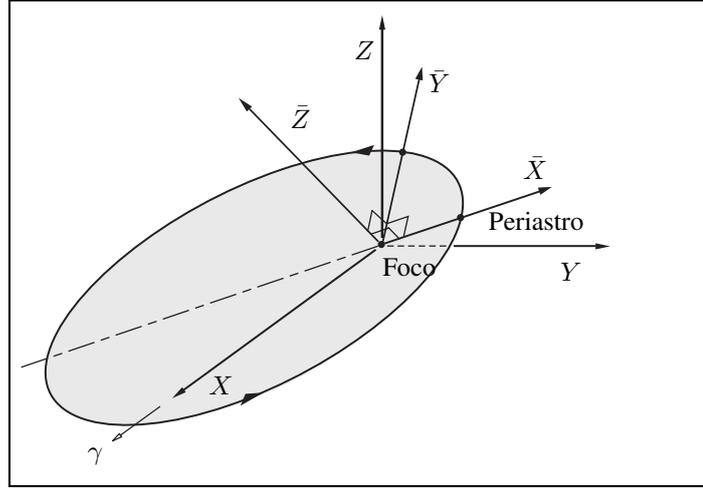


Figura 2.6: Representação do sistema de coordenadas perifocal, adaptado de [1].

$$Q_{\bar{x}\bar{x}} = \begin{bmatrix} -\sin \Omega \cos i \sin \omega + \cos \Omega \cos \omega & -\sin \Omega \cos i \cos \omega - \cos \Omega \sin \omega & \sin \Omega \sin i \\ \cos \Omega \cos i \sin \omega + \sin \Omega \cos \omega & \cos \Omega \cos i \cos \omega - \sin \Omega \sin \omega & -\cos \Omega \sin i \\ \sin i \sin \omega & \sin i \cos \omega & \cos i \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Os vetores desejados podem então ser obtidos por

$$\mathbf{r} = Q_{\bar{x}\bar{x}} \bar{\mathbf{r}}, \quad (2.20)$$

$$\mathbf{v} = Q_{\bar{x}\bar{x}} \bar{\mathbf{v}}. \quad (2.21)$$

### 2.3.1.2 Tempo Sideral

O conceito de tempo sideral é importante para o desenvolvimento do sistema de coordenadas topocêntrico, por isso uma breve explicação sobre o assunto será dada aqui. O tempo sideral  $\Theta$  é a medida de rotação da Terra em relação a estrelas fixas no universo. Um dia sideral representa a rotação da Terra em torno de seu eixo, e dura aproximadamente 23 horas e 56 minutos.

Um conceito importante para computar o tempo sideral é o dia Juliano JD. O dia Juliano é um sistema de numeração para a quantidade de dias siderais passados desde o meio dia de 1º de janeiro do ano de 4713 AC. O dia Juliano é representado por

$$JD = J_0 + \frac{UT}{24}, \quad (2.22)$$

sendo

$$J_0 = 367y - \text{INT} \left( \frac{7 \left[ y + \text{INT} \left( \frac{m+9}{12} \right) \right]}{4} \right) + \text{INT} \left( \frac{275m}{9} \right) + d + 1721013.5 \quad (2.23)$$

Nesta equação,  $y$  representa o ano daquele instante,  $m$  o mês, e  $d$  o dia. A função  $\text{INT}(\cdot)$  retorna a parte inteira de seu argumento. As equações (2.22) e (2.23) são válidas para todos os anos entre 1901 e 2099, incluindo estes anos. A parte fracionária de (2.22) é a porcentagem do dia já passada até o instante de interesse.

A época Juliana atual, por definição, foi iniciada ao meio-dia do dia 1º de Janeiro do ano de 2000. Como há 365,25 dias em um ano Juliano, um século Juliano tem 36525 dias. O instante  $T_0$  em um século Juliano é

$$T_0 = \frac{J_0 - 2451545}{36525} \quad (2.24)$$

O tempo sideral do meridiano de Greenwich no horário 00:00, em termos de  $T_0$  é aproximado por

$$\Theta_{G0} = 100.4606184 + 36000.77004T_0 + 0.000387933T_0^2 - (2.583 \cdot 10^{-8}) T_0^3 \quad (2.25)$$

Este resultado pode requerer uma normalização para que o ângulo fique entre 0 e 360 graus. Generalizando (2.25) para qualquer horário do dia, é obtido

$$\Theta_G = \Theta_{G0} + 360.98564724 \frac{\text{UT}}{24} \quad (2.26)$$

Finalmente, o tempo sideral para uma localização na longitude  $\Lambda$  é dada por

$$\Theta = \Theta_G + \Lambda \quad (2.27)$$

Uma ilustração é apresentada na Figura 2.7 para representar os ângulos descritos sobre o tempo sideral.

### 2.3.1.3 Sistema de Coordenadas Topocêntrico

O sistema de coordenadas topocêntrico é centrado na posição do observador, na superfície da Terra. Este sistema de referências é importante para computar a observação de satélites. O objeto rastreado  $B$  é observado por um observador  $O$ , como apresenta a Figura 2.8. A

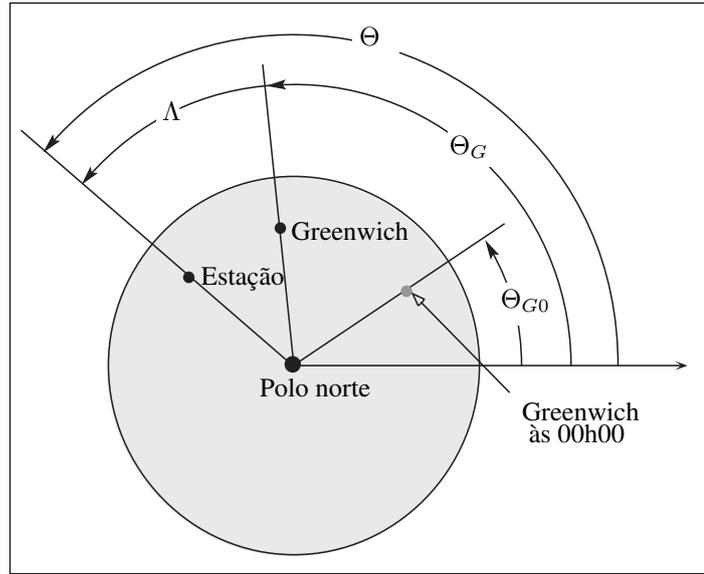


Figura 2.7: Representação do tempo sideral, adaptado de [1].

posição  $\mathbf{r}$  do objeto, e a posição  $\mathbf{R}$  do observador (latitude  $\phi$  e longitude  $\theta$ ) são apresentadas no sistema inercial, enquanto o vetor relativo entre os dois é  $\rho$ , desta forma

$$\rho = \mathbf{r} - \mathbf{R}. \quad (2.28)$$

Há dois principais referenciais topocêntricos. O primeiro é o chamado topocêntrico equatorial, o qual simplesmente translada a origem do sistema inercial para a posição do observador. O segundo é chamado topocêntrico do horizonte, que basicamente é o sistema topocêntrico equatorial seguido de uma rotação. Rotacionando o sistema de coordenadas, o eixo  $X$  aponta para leste, o eixo  $Y$  aponta para o norte, enquanto o eixo  $Z$  aponta para a posição do zênite, como apresentado na Figura 2.8. O sistema topocêntrico de horizonte é o mais utilizado em estações de solo. Neste sistema, a posição do objeto rastreado pode ser descrita em termos dos ângulos de azimute e elevação. O ângulo de elevação varia de  $0^\circ$  (horizonte) a  $90^\circ$  (zênite). A extensão do ângulo de azimute é de 0 a 360 graus, a posição inicial aponta para o norte e cresce no sentido horário.

A posição da estação de solo  $\mathbf{R}$  representada no referencial inercial depende da sua latitude  $\phi$ , do tempo sideral  $\Theta$  e da altitude  $H$ , sendo

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \frac{R_e}{\sqrt{1-(2f-f^2)\sin^2\phi}} \cos \phi \cos \Theta \\ \frac{R_e}{\sqrt{1-(2f-f^2)\sin^2\phi}} \cos \phi \sin \Theta \\ \frac{R_e(1-f)^2}{\sqrt{1-(2f-f^2)\sin^2\phi}} \sin \phi \end{bmatrix}, \quad (2.29)$$

em que

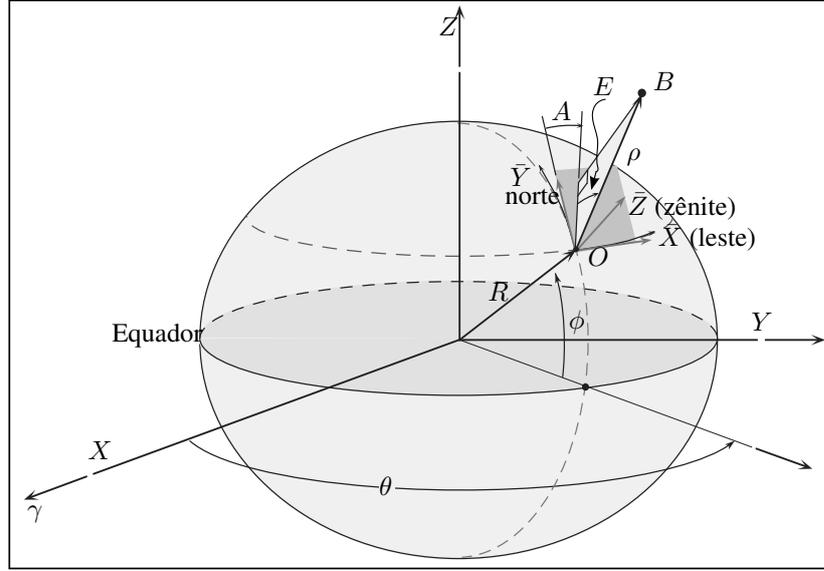


Figura 2.8: Representação do sistema de coordenadas topocêntrico de horizonte, adaptado de [1]

$$f = \frac{R_e - R_p}{R_e}. \quad (2.30)$$

Nestas equações, a constante  $f$  representa o achatamento da Terra, na qual  $R_e$  é o raio equatorial, e  $R_p$  o raio polar.

Computando o vetor de diferença  $\rho$  como o apresentado em (2.28), o sistema de referência ainda é o inercial, devendo então ser transformado. A matriz de rotação apresentada depende da latitude  $\phi$  e do tempo sideral  $\Theta$  da estação de solo, sendo dada por

$$Q_{X\bar{X}} = \begin{bmatrix} -\sin \Theta & \cos \Theta & 0 \\ -\sin \phi \cos \Theta & -\sin \phi \sin \Theta & \cos \phi \\ \cos \phi \cos \Theta & \cos \phi \sin \Theta & \sin \phi \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Dessa forma, o vetor de diferença no sistema topocêntrico de horizonte é dado por

$$\bar{\rho} = Q_{X\bar{X}} \rho. \quad (2.32)$$

O vetor  $\bar{\rho}$  pode ser reescrito em termos dos eixos de observação, elevação  $E$  e azimute  $A$ , se tornando

$$\bar{\rho} = \begin{bmatrix} \cos E \sin A \\ \cos E \cos A \\ \sin E \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

Assim, sabendo a posição de um corpo no referencial inercial, é possível obter os ângulos necessários para observá-lo.

### 2.3.2 Modelo de Evolução

Para rastrear um satélite, um modelo é utilizado para representar a evolução do satélite em sua órbita através do tempo. Há duas possíveis representações para esse movimento. A primeira utiliza os vetores de posição e velocidade, enquanto a segunda utiliza os seis parâmetros orbitais. Na presente subseção, inicialmente os modelos serão apresentados na forma de equações diferenciais, e, em seguida, tais modelos serão discretizados.

Considerando (2.9), o conjunto de equações diferenciais que representa o movimento do satélite é

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{v} \\ \dot{\mathbf{v}} = -\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \end{cases} \quad (2.34)$$

Quando é utilizada a representação por parâmetros orbitais, é possível considerar o efeito do achatamento da Terra de forma mais simples, sendo necessário conhecer a variação destes parâmetros. A variação de  $\theta$  depende do formato da elipse, e deve ser normalizado entre 0 e 360 graus. Esta variação é dada por

$$\dot{\theta} = (1 + e \cos \theta)^2 \frac{\mu^2}{h^3}. \quad (2.35)$$

Considerando o achatamento da Terra, há perturbação em dois dos seis parâmetros orbitais, fazendo que  $\Omega$  e  $\omega$  variem aproximadamente como

$$\dot{\Omega} = - \left[ \frac{3}{2} \frac{\sqrt{\mu} J_2 R^2}{(1 - e^2)^2 a^{7/2}} \right] \cos i, \quad (2.36)$$

$$\dot{\omega} = - \left[ \frac{3}{2} \frac{\sqrt{\mu} J_2 R^2}{(1 - e^2)^2 a^{7/2}} \right] \left( \frac{5}{2} (\sin i)^2 - 2 \right), \quad (2.37)$$

sendo  $R$  o raio médio da Terra,  $a$  o semi-eixo maior da órbita, e  $J_2$  a segunda harmônica zonal da Terra.

A discretização das equações é feita utilizando o método de Euler [50]. O subíndice  $k$  remete à  $k$ -ésima amostragem da variável no instante  $t_k = kT_s$ , e  $T_s$  é o período de amostragem, geralmente considerado constante. Usando este princípio, as versões discretas de (2.35), (2.36), e (2.37) são respectivamente

$$\theta_{k+1} = \theta_k + T_s \frac{[\mu(1 + e \cos \theta_k)]^2}{h^3}, \quad (2.38)$$

$$\Omega_{k+1} = \Omega_k - T_s \frac{3\sqrt{\mu}J_2R_e^2 \cos i}{2(1 - e^2)^2 a^{7/2}}, \quad (2.39)$$

$$\omega_{k+1} = \omega_k - T_s \left( \frac{3}{2} \frac{\sqrt{\mu}J_2R_e^2}{(1 - e^2)^2 a^{7/2}} \right) \left( \frac{5}{2} \sin^2 i - 2 \right). \quad (2.40)$$

O rastreamento pode ser feito se os parâmetros iniciais são conhecidos para um determinado instante. Se, ao invés disso, os vetores de posição e velocidade forem conhecidos, eles podem ser transformados em parâmetros orbitais, e a predição dos parâmetros podem ser feitos utilizando (2.38), (2.39), e (2.40). Diminuindo o período de amostragem  $T_s$ , o erro do modelo discreto, quando comparado ao contínuo, diminui. A variação da inclinação, excentricidade, e momento angular são desconsideradas, pois estes parâmetros variam muito lentamente.

## 2.4 O FILTRO DE KALMAN

A estimação de estados a partir de medidas ruidosas é de vital importância para o campo da engenharia. Para sistemas lineares, o filtro de Kalman (FK) garante que a estimação seja ótima no sentido de variância mínima [50]. Este filtro se tornou popular na ciência, e é utilizado nas mais diferentes áreas, por exemplo [51, 52, 53, 54]. Esta seção explicará um pouco sobre o filtro, mas a literatura sobre o FK é vasta. Dentre alguns livros que se destacam com aprofundamento sobre o tema podem ser citados [55, 50, 56]. Considerando um sistema linear com vetor de estados  $\mathbf{x}$  e entrada  $u$ , o seu modelo de evolução de estados é

$$\mathbf{x}_{k+1} = A\mathbf{x}_k + Bu_k + \mathbf{q}_k, \quad (2.41)$$

sendo  $\mathbf{q}$  um ruído branco Gaussiano, com média zero e matriz de covariâncias  $Q$ , e o subíndice  $k$  se refere à  $k$ -ésima amostragem, realizada no instante  $t_k = k \cdot T_s$ , sendo  $T_s$  o período de amostragem. A matriz  $A$  é chamada de matriz de sistema, enquanto  $B$  é a matriz de entrada. O sistema é dotado de sensores que geram saídas dependentes do vetor de estados, expressadas como

$$\mathbf{y}_k = C\mathbf{x}_k + \mathbf{r}_k, \quad (2.42)$$

sendo  $C$  a matriz de observação, e  $\mathbf{r}$  a incerteza do sensor, que geralmente modela o ruído de medição como um ruído branco Gaussiano com matriz de covariâncias  $R$ .

O FK é dotado de duas fases, predição e correção. A fase de predição é realizada a todo instante de amostragem, simplesmente utilizando o modelo de evolução para propagar o vetor de estados e a sua respectiva matriz de covariâncias. A fase de correção é realizada quando a medida está disponível. Nesta fase, é feita uma ponderação entre a predição calculada e a medição realizada, de forma que, quando essas duas informações forem combinadas, se tenha a menor incerteza possível sobre o vetor de estados estimado. Assim, em todo instante é obtida uma estimativa  $\hat{\mathbf{x}}$  do vetor de estados e de sua matriz de covariâncias  $\hat{P}$ . O FK é um estimador Bayesiano, ou seja, a formulação do problema é feita utilizando a fórmula de Bayes recursivamente, que relaciona uma distribuição de probabilidade *a priori* com uma distribuição *a posteriori*.

A partir de uma estimativa inicial para o estado e para a matriz de covariâncias, respectivamente  $\hat{x}_0$  e  $\hat{P}_0$ , o algoritmo do FK é realizado recursivamente. O algoritmo é da seguinte forma [56]:

- **Predição**

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = A\hat{\mathbf{x}}_k + Bu_k, \quad (2.43)$$

$$\hat{P}_{k+1|k} = A\hat{P}_kA^T + Q. \quad (2.44)$$

- **Correção** (caso haja medição)

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1|k}C^T \left( R + C\hat{P}_{k+1|k}C^T \right)^{-1}, \quad (2.45)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} + K_{k+1} \left( \mathbf{y}_{k+1} - C\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} \right), \quad (2.46)$$

$$\hat{P}_{k+1} = (\mathbf{I} - K_{k+1}C) \hat{P}_{k+1|k} (\mathbf{I} - K_{k+1}C)^T + K_{k+1}RK_{k+1}^T. \quad (2.47)$$

Se não houver medição, a estimação de estado é finalizada ao fim da fase de predição, fazendo  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}$  e  $\hat{P}_{k+1} = \hat{P}_{k+1|k}$ . A estimação do filtro é garantida ótimo por se fazer a ponderação da estimativa com a medição utilizando  $K_{k+1}$ , chamado de ganho de Kalman. Sendo o objetivo da seção apresentar a utilidade do FK e seu algoritmo, considera-se essa tarefa encerrada por aqui. Para mais detalhes sobre o FK e a formulação da equação do ganho de Kalman, recomenda-se a leitura de [55, 50, 56].

## 3 ESTIMAÇÃO DO DESVIO DE APONTAMENTO

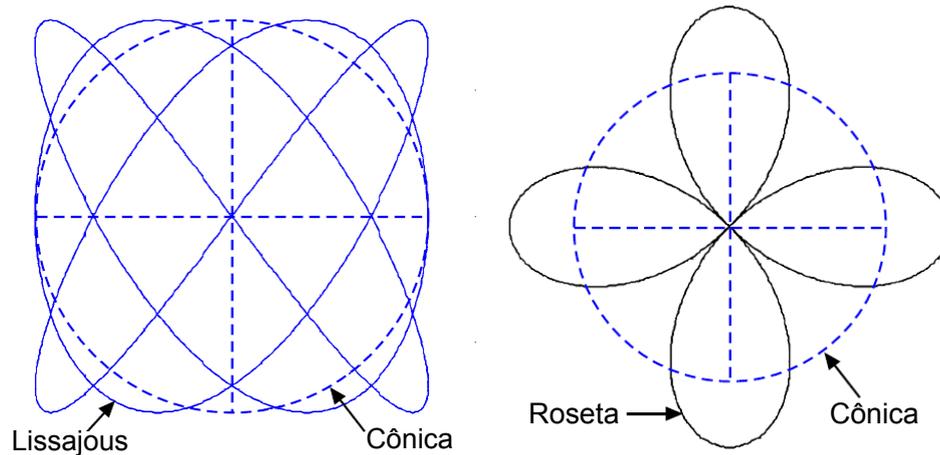
### 3.1 INTRODUÇÃO

Satélites devem se comunicar com uma estação de Terra. A comunicação na banda Ka ganhou atenção devido à sua disponibilidade e maior largura de banda, quando comparada as bandas C, X, [57, 58]. A banda Ka pode ser empregada em diversos tipos de missões, e é esperado um aumento em seu uso no futuro [59]. Há exemplos de missões utilizando essa banda em espaço profundo [60, 61], em comunicação com satélites em LEO [62], e comunicação com satélites em GEO [63]. O principal problema da utilização de sistemas de alta frequência é o pequeno ângulo de  $3\text{ dB}$  do feixe de RF [11], o que exige precisão no apontamento. A trajetória de uma nave espacial geralmente é previsível, e a referência de apontamento da antena pode ser definida previamente [33]. Como explicado no Capítulo 1, devido a diferentes fatores, pode haver divergência entre a direção do feixe de RF e o apontamento da antena. Este desvio deve ser compensado de forma adequada para que a comunicação possa ocorrer.

Há basicamente duas categorias de técnicas de detecção automática de desvio de apontamento: baseada em monopulso e baseada em varredura [31]. Técnicas baseadas em monopulso oferecem excelentes resultados, podendo estimar o desvio com apenas uma medição, mas necessitam de estruturas físicas mais complexas e custosas financeiramente do que técnicas de varredura [30], havendo a necessidade de equipamento específico, cuidadosamente projetado e fabricado, como descrito em por exemplo em [64, 27]. Técnicas de varredura são mais simples e mais baratas para implementar, simplesmente adicionando movimentos harmônicos à referência original da antena. A adição de pequenos movimentos harmônicos varia a sequência de potência do sinal recebido. A análise dessa sequência permite estimar o desvio de apontamento da nave espacial em relação ao feixe. Esta abordagem está limitada a portadoras que não tenham modulação de amplitude citearticle:1988:hawkins. Entre três técnicas de varredura, cônica, Lissajous, e roseta, a cônica é uma boa escolha devido à simplicidade de implementação sem perda de performance quando comparada com as outras [33]. Ilustrações dos movimentos de varredura adicionados à trajetória da antena são mostrados na Figura 3.1.

### 3.2 TÉCNICAS BASEADAS EM MONOPULSO

Para estimar o desvio de feixe de apontamento, as técnicas de monopulso empregam um conjunto de receptores ligeiramente deslocados um do outro, gerando sinais diferentes em



(a) Comparação entre varredura cônica e Lissajous. (b) Comparação entre varredura cônica e roseta.

Figura 3.1: Comparação entre movimentos de varredura, imagens adaptadas de [2].

amplitude ou fase [31]. A técnica é utilizada em sistemas de radar [65, 66, 67, 68], missões no espaço profundo [21, 23, 24], missões em LEO [25, 26], e missões em GEO [69].

Embora a técnica seja muito precisa, a principal desvantagem é o equipamento utilizado [30]. Uma quantidade significativa de trabalho é alocada para conceber e testar os receptores de RF utilizados, tal como descrito, por exemplo, em [70, 71, 64, 72, 73]. Os receptores devem se comportar como o esperado, caso contrário, a estimativa não funcionará corretamente. Além disso, eles devem ser semelhantes entre si, e as respectivas montagens devem ser precisas. O deslocamento entre dois receptores deve ser pequeno, de modo que o decaimento da potência recebida seja desprezível. A principal vantagem do monopulso é a robustez considerando um sinal ruidoso e conhecimento reduzido sobre a potência esperada da transportadora. As perturbações e os ruídos afetarão os receptores de forma semelhante, e o desvio poderá ser calculado sem muitos problemas.

Um dos exemplos mais simples de um sistema utilizando monopulso é mostrado na Figura 3.2. Nesta figura, é considerada uma vista frontal dos receptores. Quatro receptores são deslocados do ponto central por uma pequena distância. Esse deslocamento causa um pequeno desvio  $h_0$  no feixe RF recebido. Portanto, na Figura 3.2, é representado este pequeno desvio. Assim, os quatro receptores recebem sinais diferentes,  $p_{A,k}$ ,  $p_{B,k}$ ,  $p_{C,k}$  e  $p_{D,k}$ . Utilizando tal esquema, as potências recebidas pelos receptores podem ser comparadas para estimar o desvio de apontamento.

Processando os sinais recebidos, três variáveis são definidas: a soma total, a diferença de azimuth, e a diferença de elevação [25]. As relações destas variáveis com os sinais recebidos são respectivamente

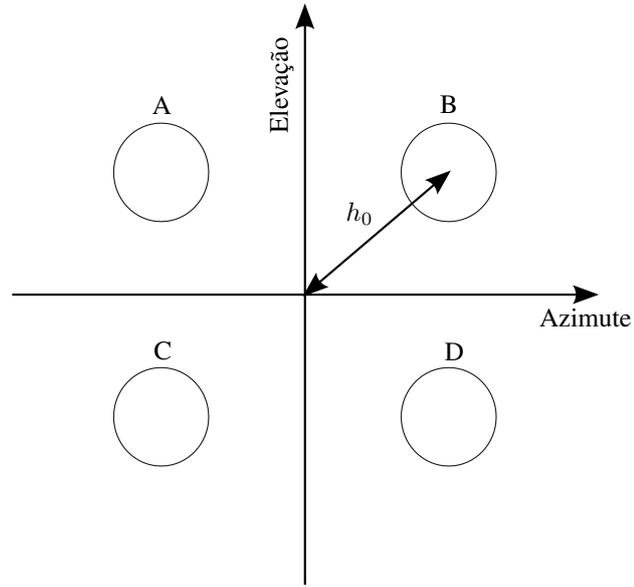


Figura 3.2: Representação do equipamento de técnicas de monopulso.

$$p_{sum,k} = p_{A,k} + p_{B,k} + p_{C,k} + p_{D,k}, \quad (3.1)$$

$$p_{az,k} = p_{A,k} + p_{B,k} - p_{C,k} - p_{D,k}, \quad (3.2)$$

$$p_{el,k} = p_{A,k} - p_{B,k} + p_{C,k} - p_{D,k}. \quad (3.3)$$

Os sinais de diferença são proporcionais ao desvio de apontamento. Sabendo que  $\theta_{3dB}$  é o ângulo de 3 dB (ângulo para o qual há um decaimento de 3 dB de potência da portadora) dos receptores, as relações entre os sinais de diferença e os desvios para o azimute e elevação são dadas respectivamente por

$$p_{az,k} = \frac{s_a}{\theta_{3dB}} k_m p_{sum,k}, \quad (3.4)$$

$$p_{el,k} = \frac{s_e}{\theta_{3dB}} k_m p_{sum,k}, \quad (3.5)$$

$$k_m = 4\sqrt{2} \ln 2 \frac{h_0}{\theta_{3dB}}. \quad (3.6)$$

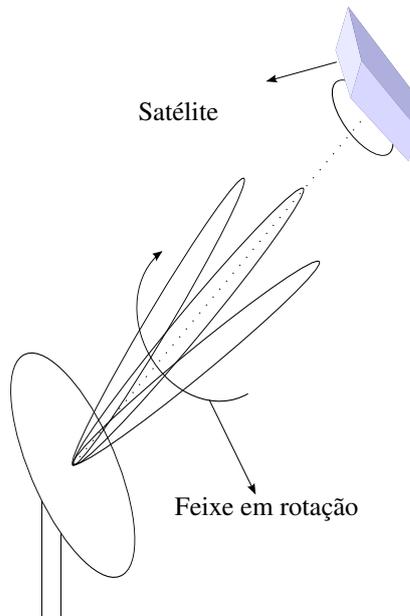


Figura 3.3: Representação do movimento de varredura.

Usando estas relações, pode-se obter o desvio de apontamento. Esta técnica independe de conhecimentos prévios sobre o desvio. Os únicos parâmetros que devem ser conhecidos são: o desvio entre os receptores, e o desvio que diminui a potência do sinal em  $3 \text{ dB}$ . Qualquer variação na potência da portadora afeta de forma igualitária todas as medidas. O principal problema de técnicas baseadas em monopulso é a necessidade de múltiplos receptores, assim como uma boa qualidade deles e de sua montagem, aumentando o custo do projeto e de manutenções.

### 3.3 TÉCNICAS BASEADAS EM VARREDURA CÔNICA

A varredura cônica (conscan) é usada em sistemas de radar [74], rastreamento de mísseis [75], aplicações espaciais em espaço profundo [30, 28], e em LEO [29]. Nesta seção do trabalho, toda a teoria apresentada sobre o conscan é baseada em [33], caso contrário, será explicitamente referenciada. O conscan consiste na adição de movimento harmônico em ambos os eixos, azimute e de elevação, de modo que a antena execute um padrão circular enquanto a antena se comunica com o satélite. A Figura 3.3 mostra a representação deste movimento. O movimento de varredura da antena é circular com raio  $r$  e velocidade angular  $\omega$ . O raio de varredura deve ser pequeno, de modo que não interfira de forma significativa na comunicação. Uma boa escolha de raio depende das características da antena, normalmente selecionados para reduzir a potência da portadora em  $0.1 \text{ dB}$ . A taxa de amostragem  $T_s$  depende do equipamento de RF, enquanto a velocidade do movimento angular depende do atuador. Normalmente, o período de varredura é entre 30 e 120 segundos.

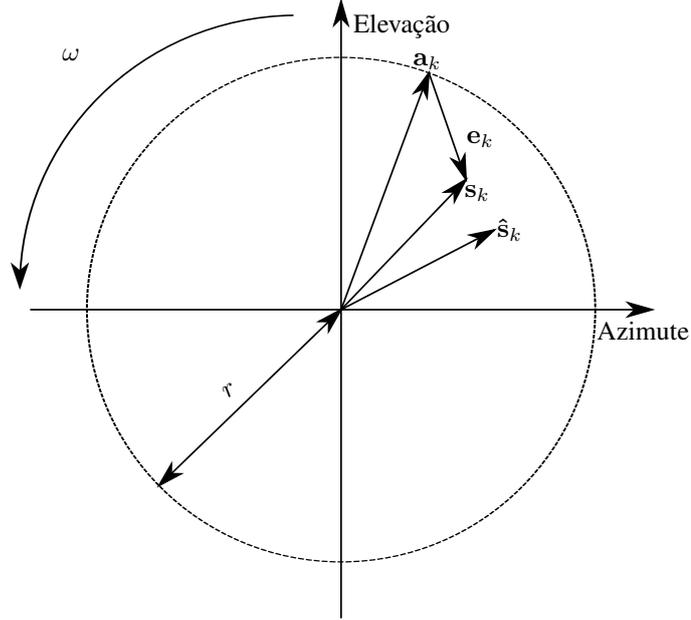


Figura 3.4: Sistema de referência de apontamento.

Na Figura 3.4, o sistema de referência é apresentado. A origem do sistema representa o apontamento da antena sem o movimento de varredura,  $\mathbf{s}_k$  a posição do satélite,  $\hat{\mathbf{s}}_k$  a estimativa da posição do satélite,  $\mathbf{a}_k$  o apontamento da antena, e  $\mathbf{e}_k$  o desvio instantâneo entre o satélite e a antena. O subíndice  $k$  refere à  $k$ -ésima amostragem, realizada no instante  $t_k = kT_s$ .

No referencial apresentado, a posição da antena é dada por

$$\mathbf{a}_k = \begin{bmatrix} r \cos \omega t_k \\ r \sin \omega t_k \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

enquanto

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{s}_k - \mathbf{a}_k = \begin{bmatrix} s_{a,k} - r \cos \omega t_k \\ s_{e,k} - r \sin \omega t_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{a,k} \\ e_{e,k} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Os subíndices  $e$  e  $a$  referem aos eixos de elevação e azimute respectivamente.

A potência recebida  $p_k$  durante a comunicação pode ser aproximada por

$$p_k = p_{0,k} \exp\left(-\mu \frac{\epsilon_k^2}{\theta_{3dB}^2}\right) + v_k, \quad (3.9)$$

em que  $p_{0,k}$  é a potência da portadora,  $\mu = 4 \ln 2$  é uma constante,  $\theta_{3dB}$  é a largura do feixe da antena (ângulo de 3 dB),  $v_k$  é um ruído branco Gaussiano com média nula e variância  $V$ , e  $\epsilon_k^2$  é quadrado do desvio instantâneo, dado por

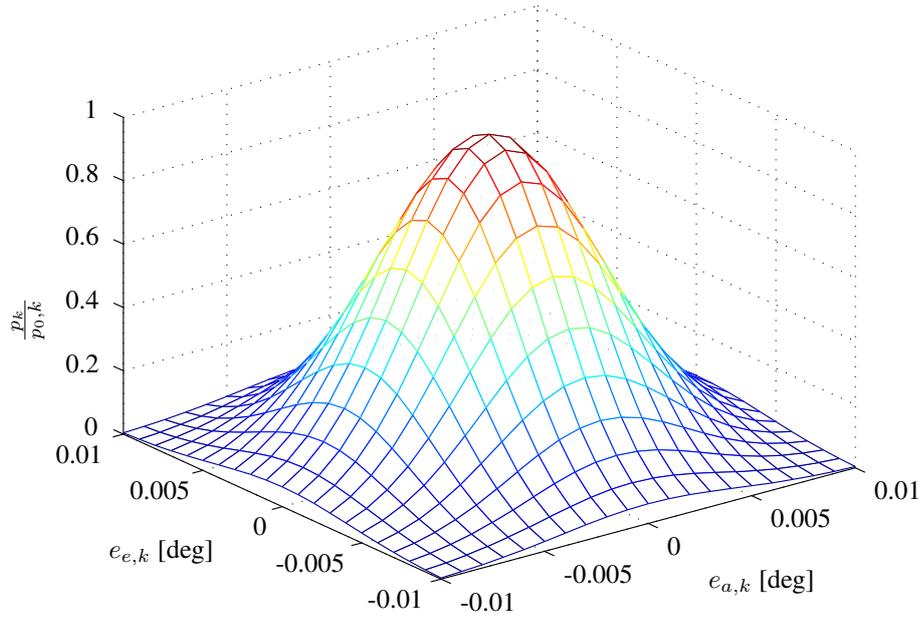


Figura 3.5: Relação entre desvio nos eixos e potência recebida.

$$\epsilon_k^2 = \mathbf{e}_k^T \mathbf{e}_k = \mathbf{s}_k^T \mathbf{s}_k - 2\mathbf{a}_k^T \mathbf{s}_k + r^2. \quad (3.10)$$

A Figura 3.5 apresenta a relação entre a potência recebida e os desvios de apontamento nos eixos. Devido aos movimentos harmônicos do conscan, a potência recebida pela estação de solo varia como uma senoide durante a varredura, sendo a amplitude dependente do desvio. Analisando a série de sinal recebido, é possível estimar o desvio de apontamento.

Em aplicações de comunicação com satélites, há na literatura diferentes métodos para estimar o desvio utilizando o conscan. Os trabalhos [32, 39, 33] linearizam (3.9) usando a série de Taylor truncada em primeira ordem. A técnica de estimação pelo método de mínimos quadrados (MMQ) é usada em [32], e o trabalho [33] introduz uma técnica de “janelas deslizantes” ao MMQ, reduzindo a espera pelo período de varredura. As técnicas baseadas em estimadores por batelada requerem a suposição de que a potência da portadora e o desvio de apontamento são constantes durante o período da varredura. O autor de [39] testa o uso do FK, estimando o desvio em cada instante de amostragem, portanto eliminando a suposição de posição constante durante a varredura. Considerando diferentes fontes de ruído no modelo, técnicas de estimação não linear são estudadas em [76]. Nesta seção ainda será descrito como é feita a estimação em lotes utilizando o MMQ, e a proposição de [39] utilizando o FK, que será denominada FK1 para que não seja confundida com a técnica proposta.

### 3.3.1 Varredura Cônica Utilizando o MMQ

A teoria apresentada nesta subseção será baseada em [33]. Para resolver o problema utilizando MMQ, é necessário que haja um conjunto de variáveis disponível. O conjunto de medidas considerado é o obtido durante um período de varredura. Durante o período de varredura, a posição do satélite é considerada constante, assim como a potência da portadora. Esta é uma hipótese necessária para a utilização do método. Desta forma, para o período de uma varredura, as notações utilizadas para a posição do satélite no referencial da varredura e para a potência da portadora podem ser simplificadas respectivamente para  $\mathbf{s}$  e  $p_0$ .

Utilizando a sequência de Taylor truncada em primeira ordem para linearizar a potência recebida, dada por (3.9), a mesma passa a ser denotada por

$$p_k = p_0 \left[ 1 - \mu \frac{\epsilon_k^2}{\theta_{3dB}^2} \right] + v_k. \quad (3.11)$$

Substituindo (3.10) em (3.11), a função de medição é se torna

$$\begin{aligned} p_k &= p_0 - \frac{p_0 \mu}{\theta_{3dB}^2} (r^2 + \mathbf{s}^T \mathbf{s} - 2\mathbf{a}_k^T \mathbf{s}) + v_k \\ &= \bar{p} + \frac{2p_0 \mu r}{\theta_{3dB}^2} (s_e \cos \omega t_k + s_a \sin \omega t_k) + v_k, \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que  $\bar{p}$  é a potência média recebida durante a varredura [39], aproximada por

$$\bar{p} = p_0 \left[ 1 - \frac{\mu}{\theta_{3dB}^2} (r^2 + \mathbf{s}^T \mathbf{s}) \right]. \quad (3.13)$$

Na prática, é mais simples utilizar a média da potência recebida durante a varredura para calcular  $\bar{p}$ .

A diferença entre  $p_k$  e  $\bar{p}$  é dada por

$$dp_k = p_k - \bar{p} = g s_e \cos \omega t_k + g s_a \sin \omega t_k + v_k, \quad (3.14)$$

em que

$$g = \frac{2p_0 \mu r}{h^2}. \quad (3.15)$$

Fazendo  $m_k = g [\cos \omega t_k \quad \sin \omega t_k]$ , (3.14) pode ser reescrita como

$$dp_k = m_k \mathbf{s} + v_k. \quad (3.16)$$

Com as relações apresentadas, a posição do satélite pode ser estimada utilizando o MMQ em medidas acumuladas durante o período de varredura. A estimativa  $\hat{s}$  da posição do satélite é dada por

$$\hat{s} = \left[ (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T \right] \mathbf{dp}, \quad (3.17)$$

em que  $\mathbf{M}$  e  $\mathbf{dp}$  são vetores com os valores de  $m_k$  e  $dp_k$  armazenados durante o período de varredura, respectivamente. Fica claro aqui que uma das principais desvantagens do MMQ aplicado ao conscan é a necessidade de esperar um período de varredura para que haja a estimação da posição do satélite.

### 3.3.2 Varredura Cônica Utilizando o FK1

A utilização do FK permite fazer uma estimação recursiva ao invés de uma estimação em lote. Desta forma, não é necessário que a posição do satélite seja considerada constante durante o período de varredura, pois a estimação é feita a cada instante. A proposição da utilização do FK1 para resolver o problema do conscan foi feita em [39]. O autor considera o vetor de estados dado por

$$x_{kf1} = \begin{bmatrix} s_a \\ s_e \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Para fins de estimação, o modelo utilizado no FK considera o vetor de estados constante ao longo do tempo perturbado por um ruído branco Gaussiano, sendo da forma

$$x_{kf1,k+1} = x_{kf1,k} + q_k, \quad (3.19)$$

em que  $q_k$  é o ruído branco Gaussiano com média nula e matriz de covariâncias  $Q$ . Assim, o modelo evolui como um movimento aleatório.

A relação entre o vetor de estados e a medição é feita de forma semelhante ao MMQ. O valor de  $\bar{p}$  é obtido utilizando uma janela de amostragens correspondente a um período de amostragem. Ou seja, caso durante um período de varredura sejam realizadas  $y$  medições, a média é tomada utilizando as últimas  $y$  medições. A potência recebida é aproximada por (3.12). Utiliza-se então a relação (3.14) como função de medição do FK1.

Uma proposição importante do FK1 é a modelagem das matrizes de covariâncias. A modelagem da variância de medição  $V$  é simples, dada pela própria variância do sensor, no caso, o receptor RF. A modelagem da matriz de variância de evolução do processo,  $Q$ , é feita da seguinte forma:

$$Q = \left( \frac{r}{5T_p} T_s \right)^2 \mathbf{I}, \quad (3.20)$$

em que  $T_p$  é o período do movimento de varredura,  $r$  é o raio de varredura e  $T_s$  é o período de amostragem.

Utilizando esta formulação, a necessidade de se considerar a posição do satélite durante o período de amostragem é eliminada. Porém, a hipótese de potência da portadora constante durante o período de varredura ainda não é eliminado aqui.

### 3.4 PROPOSTA DE VARREDURA CÔNICA UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN

Esta seção apresenta a técnica proposta para estimação de desvio de apontamento. A proposta utiliza a sequência de sinal recebido por uma antena fazendo o conscan, e utiliza o FK para estimar  $s_k$ . Algumas características básicas do FK e de seu algoritmo são encontradas no Capítulo 2 deste trabalho. O autor de [39] propôs a utilização do FK para o conscan, mas de uma forma diferente. Em [39], o vetor de estado é composto por  $s_{a,k}$  e  $s_{e,k}$ , e a equação de medição é a aproximação de (3.9) pela série de Taylor de primeira ordem. A potência da portadora deve ser considerada constante durante o período de varredura. No presente trabalho, o vetor de estado é composto por  $s_{a,k}$  e  $s_{e,k}$ , e uma variável relacionada à potência da portadora, permitindo estimar a variação desse termo durante a varredura, e, portanto, não considerando a potência da portadora constante. Além disso, o vetor de estados é estendido pela sua derivada de primeira ordem, se tornando mais robusto a mudanças na dinâmica do sistema. A Equação (3.9) não é linearizada por série de Taylor, ao invés disso, uma manipulação matemática é feita. As principais vantagens dessa abordagem são:

- linearização exata da função, que deixa de ser aproximada por série de Taylor;
- uma das variáveis do vetor de estados é relacionada à potência da portadora, eliminando a necessidade de considerá-la constante durante o período de varredura, permitindo inclusive a sua estimação;
- estimação recursiva e não em lote, podendo obter uma estimação do vetor de estados a cada instante, não sendo necessária a espera do término do período de varredura;
- vetor de estado é estendido pela sua derivada de primeira ordem, sendo mais robusto à alteração na dinâmica das variáveis;
- maior precisão de estimação de desvio de apontamento sem a necessidade de utilizar técnicas de monopulso, assim diminuindo o custo de projeto e manutenção da antena.

Desconsiderando  $v_k$ , e assumindo (3.9) uma função determinística, a função logarítmica pode ser aplicada a ela, resultando

$$\ln p_k = \ln p_{0,k} - \mu \frac{\epsilon_k^2}{\theta_{3dB}^2}. \quad (3.21)$$

Substituindo (3.10) em (3.21), ela se torna

$$\ln p_k = p_{m,k} + \frac{2\mu r}{\theta_{3dB}^2} (s_{a,k} \cos \omega t_k + s_{e,k} \sin \omega t_k), \quad (3.22)$$

em que

$$p_{m,k} = \ln p_{0,k} - \frac{\mu}{\theta_{3dB}^2} (s_{a,k}^2 + s_{e,k}^2 + r^2). \quad (3.23)$$

O vetor de estado do conscan,  $\mathbf{x}_{s,k}$ , é composto por  $p_{m,k}$ ,  $s_{a,k}$ , e  $s_{e,k}$ , e é estendido pelas derivadas de primeira ordem das variáveis de estado, representadas por  $\dot{p}_{m,k}$ ,  $\dot{s}_{a,k}$ , e  $\dot{s}_{e,k}$ , respectivamente. Desta forma, o vetor de estados é representado por

$$\mathbf{x}_{s,k} = [p_{m,k} \ \dot{p}_{m,k} \ s_{a,k} \ \dot{s}_{a,k} \ s_{e,k} \ \dot{s}_{e,k}]^T. \quad (3.24)$$

As derivadas de primeira ordem são modeladas como um “movimento aleatório”, isto é, seu valor é o mesmo do instante anterior, perturbado por um ruído branco Gaussiano. As outras variáveis,  $p_{m,k}$ ,  $s_{a,k}$ , e  $s_{e,k}$ , são modeladas como o valor anterior adicionada a variação causada pela derivada de primeira ordem, e também perturbada por um ruído branco Gaussiano.

$$\mathbf{x}_{s,k} = A_s \mathbf{x}_{s,k-1} + \mathbf{q}_{s,k-1}, \quad (3.25)$$

$$A_s = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Em (3.25),  $\mathbf{q}_{s,k-1}$  é modelado como um vetor de ruído branco Gaussiano, com matriz de covariâncias  $\mathbf{Q}_s$ . A matriz de covariâncias  $\mathbf{Q}_s$  depende da aplicação, e, até o momento, o ajuste é feito de modo empírico. O ajuste é feito ao se analisar o erro de estimação e o intervalo de confiança de  $\pm 3\sigma$  de cada variável. É necessário que os erros associados às estimativas estejam dentro do intervalo de confiança em aproximadamente 95% dos casos.

A função de medição (3.22) se relaciona de forma linear com o vetor de estados, e, com o objetivo de considerar a incerteza no modelo,  $w_{s,k}$  é adicionado ao modelo. Esta variável é um ruído branco gaussiano e tem variância  $W_s$ , a qual pode ser tomada experimentalmente. A Equação (3.22) pode ser reescrita como

$$\ln p_k = \mathbf{C}_{s,k} \mathbf{x}_{s,k} + w_{s,k}, \quad (3.27)$$

sendo

$$\mathbf{C}_{s,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{2\mu r}{h^2} \cos \omega t_k & 0 & \frac{2\mu r}{h^2} \sin \omega t_k & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Usando a formulação proposta, o vetor de estados pode ser estimado a cada período de amostragem usando o FK, sem a necessidade de considerar a potência da portadora constante durante o período da varredura. O filtro estima diretamente os desvios de apontamento, mas não a potência da portadora. Este cálculo pode ser feito utilizando o estado estimado e a relação (3.23). Aplicando essa técnica, é possível estimar o desvio de apontamento e a potência da portadora.

### 3.5 COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS

Seis diferentes simulações foram realizadas para avaliar a proposição de conscan. Todos os testes foram simulados por 1000  $s$ , e têm os seguintes parâmetros:  $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\omega = 50$  graus/ $s$ , e  $r = 19.3 \cdot 10^{-3}$  graus. Nas simulações, as características de  $s_a$ ,  $s_e$ , e  $p_0$  são as seguintes:

- Teste A:  $s_{a,k}$  é constante,  $s_{e,k}$  é constante, e  $p_{0,k}$  é constante;
- Teste B:  $s_{a,k}$  é constante,  $s_{e,k}$  é um degrau, e  $p_{0,k}$  é constante;
- Teste C:  $s_{a,k}$  é uma rampa,  $s_{e,k}$  é um degrau, e  $p_{0,k}$  é constante;
- Teste D:  $s_{a,k}$  é constante,  $s_{e,k}$  é constante, e  $p_{0,k}$  é uma rampa;
- Teste E:  $s_{a,k}$  é uma rampa,  $s_{e,k}$  é uma rampa, e  $p_{0,k}$  é uma rampa;
- Teste F:  $s_{a,k}$  é constante,  $s_{e,k}$  é constante, e  $p_{0,k}$  é constante, mas a informação prévia sobre  $p_{0,0}$  é errada;

Nas simulações, o movimento da antena é considerado perfeito, como se pudesse seguir a trajetória de referência sem erros. Essa consideração não é realista, mas é comum para

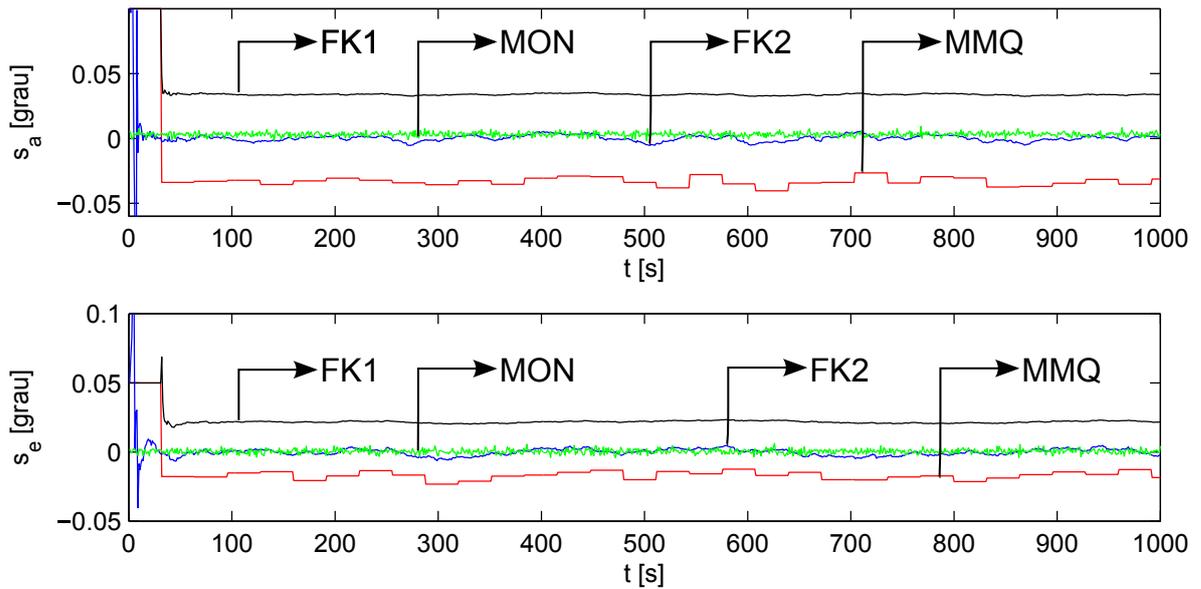


Figura 3.6: Erros de estimação para o teste A utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).

testar e comparar técnicas e algoritmos de estimação de desvios no feixe de RF, como foi feito em [32, 39, 2, 33]. O ajuste da matriz de covariâncias é feito apenas uma vez. Desta forma, o valor da matriz de covariâncias é o mesmo em todas as simulações.

A técnica proposta foi comparada a três outras. Duas delas utilizam o conscan, a primeira com MMQ e a segunda com a primeira proposta de FK1. A última comparação é com o monopulso, técnica que tem melhores resultados quando comparado a técnicas de varredura. A estimação por batelada é identificada por LMS, a primeira proposta utilizando o FK [39] é identificada por FK1, a técnica proposta é identificada por FK2, e o monopulso é identificado por MON. Os resultados apresentados nas Figura 3.6 a 3.11 são os erros de estimação obtidos pelas técnicas para o eixo de azimute e elevação no testes de A a F, respectivamente.

É interessante observar o resultado de se poder estimar  $s_a$  a cada instante. Isso é visível pelos resultados do MMQ. Fica claro que o MMQ tem uma maior dificuldade para acompanhar um caso que tenha alterações mais rápidas. Há claramente uma polarização do estimador de MMQ. Essa polarização pode ser atribuída às aproximações que são feitas ao longo do seu desenvolvimento. A polarização do FK1 é atribuída às aproximações e a modelagem da matriz de covariâncias de processo. O filtro de Kalman é dependente do ajuste das matrizes de covariâncias, sendo que uma boa modelagem é fundamental para o resultado. O autor que fez a proposta do FK1 conseguiu um ajuste que foi uma boa opção para a sua aplicação testada, mas não necessariamente é uma boa opção para qualquer aplicação. O FK2 apresentou os melhores resultados dentre as técnicas de varredura, sendo inclusive comparáveis aos resultados do monopulso. A sua adaptação à dinâmica do processo se deu devido à inclusão da primeira derivada das variáveis de estado no vetor de estados estimado,

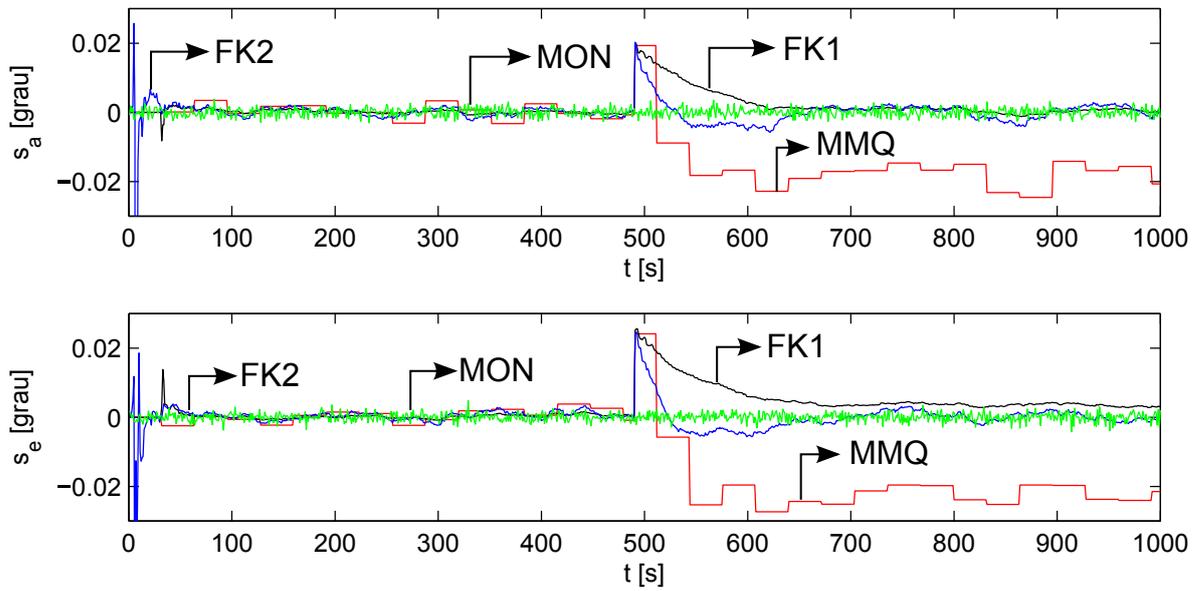


Figura 3.7: Erros de estimação para o teste B utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).

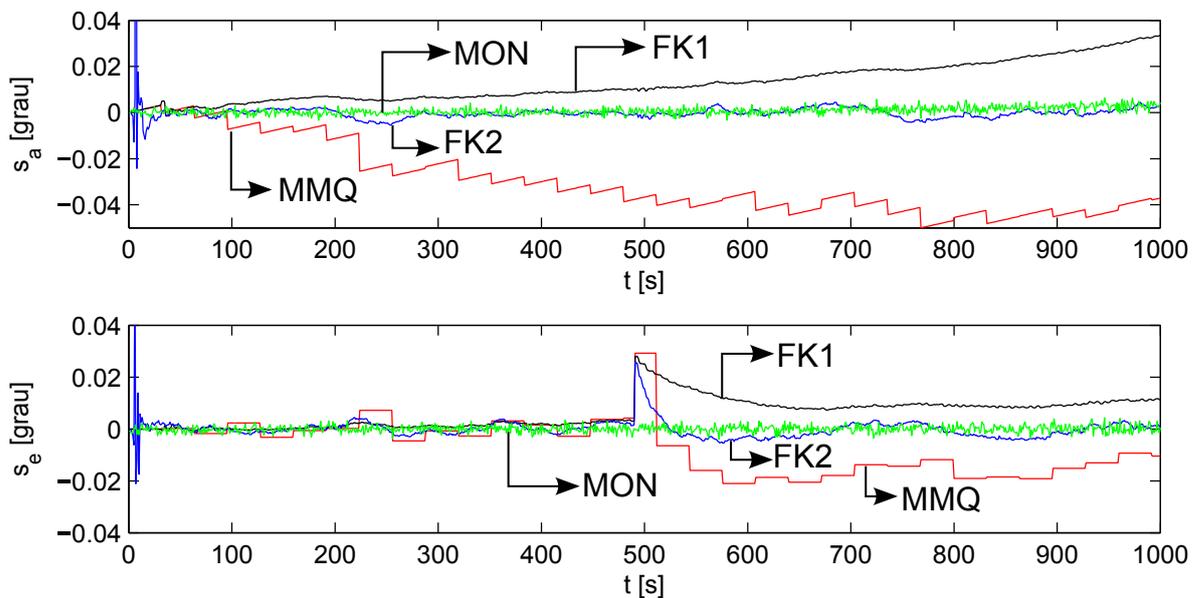


Figura 3.8: Erros de estimação para o teste C utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).

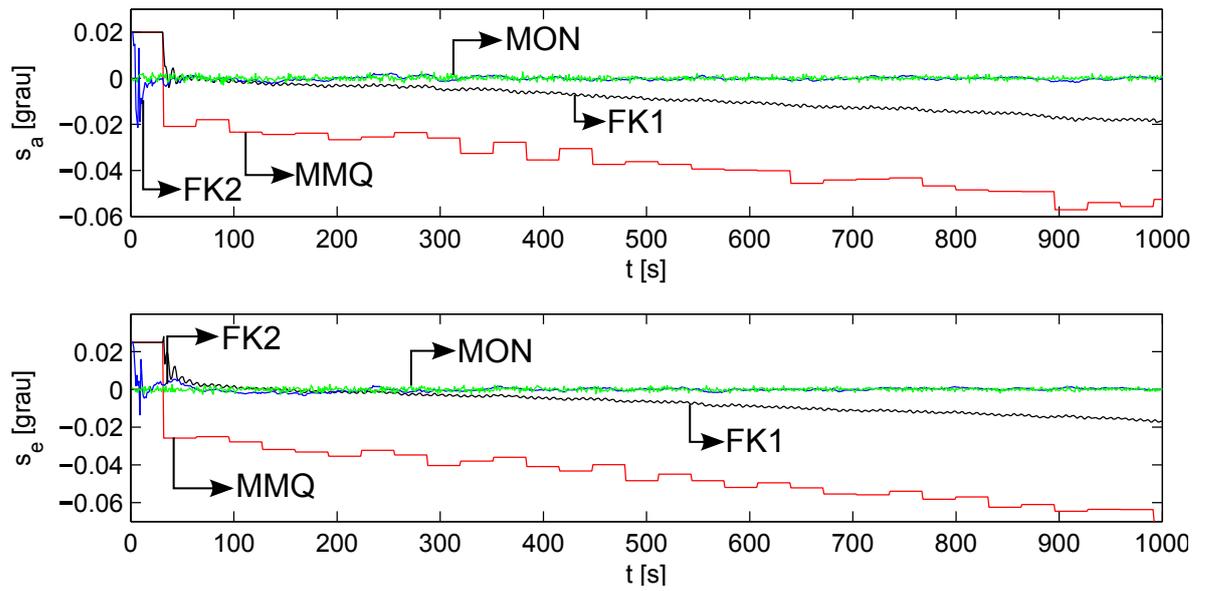


Figura 3.9: Erros de estimação para o teste D utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).

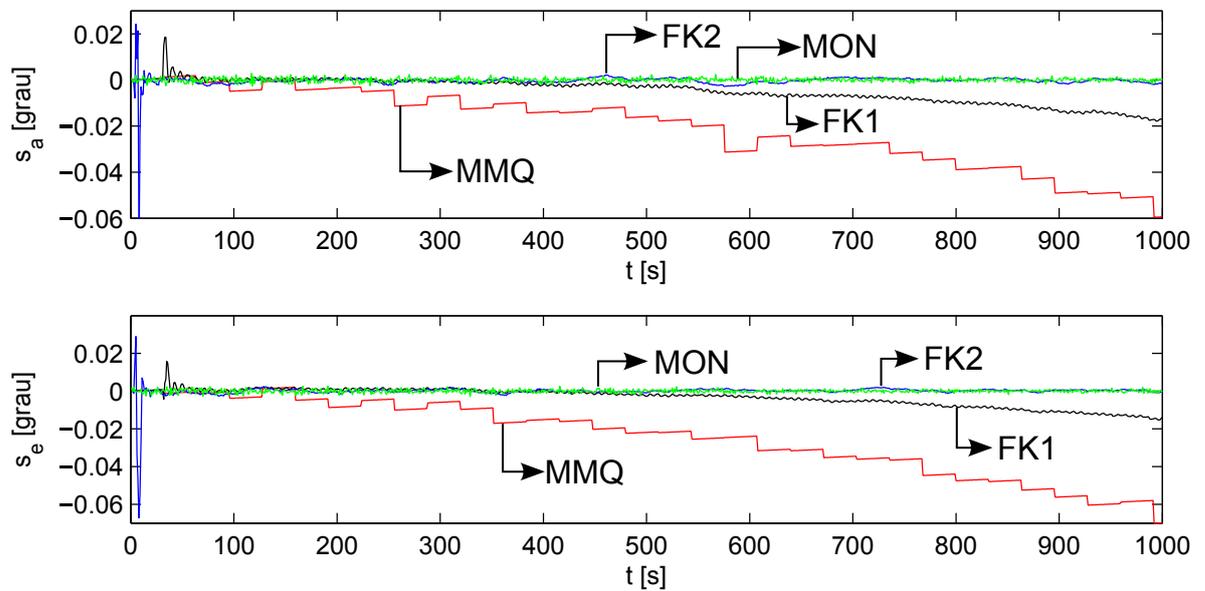


Figura 3.10: Erros de estimação para o teste E utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).

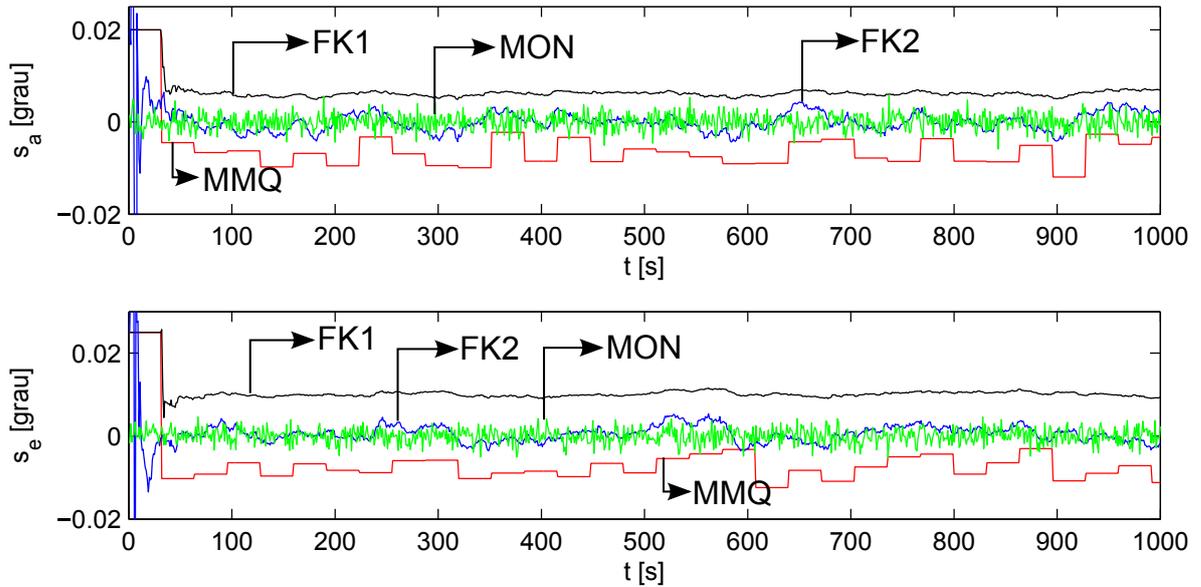


Figura 3.11: Erros de estimação para o teste F utilizando o MMQ (linha vermelha), FK1 (linha preta), FK2 (linha azul) e MON (linha verde).

tentando adaptar a diversas situações. A modelagem da matriz de covariâncias de processo influencia o resultado de quão rápido a convergência acontece. Infelizmente, até o momento, essa modelagem acontece de forma empírica, por meio da análise do erro de estimação e do intervalo de confiança de  $\pm 3\sigma$ . A possibilidade de estimação de uma variável relacionada com a potência da portadora permite que o sistema se adapte melhor a variações da mesma (testes D e E). Essa modelagem permite um conhecimento mais restrito sobre a mesma, bastando uma estimativa inicial. Nos testes D e E, o erro de estimação de desvio das técnicas FK1 e MMQ aumentam ao longo do tempo, justamente devido à hipótese de potência da portadora constante. Nesses testes, fica clara a vantagem de se considerar essa variável na estimação. No teste F, no qual o único problema seria uma informação errada sobre a potência da portadora, os filtros baseados em varredura tiveram uma polarização também, exceto o proposto, mostrando que a estimação de  $p_m$  permitiu uma maior adaptabilidade a esse caso. A técnica de monopulso apresentou os melhores resultados, como o esperado.

A comparação numérica para os resultados é apresentada na Tabela 3.1, a qual mostra o erro médio quadrático (RMS, do inglês *root mean square*),  $s_{a,RMSE}$  e  $s_{e,RMSE}$ , respectivamente para o azimute e para a elevação. Todos os resultados estão apresentados em mili grau. É possível notar que a técnica proposta tem o menor erro dentre as técnicas de varredura comparada. Infelizmente, estes resultados foram obtidos com o tedioso trabalho de ajuste das matrizes de covariâncias do filtro. No exemplo do trabalho [40], uma publicação resultante deste trabalho de mestrado, os resultados não são tão bons como os apresentado nesta dissertação. A diferença entre as simulações é justamente um melhor ajuste das matrizes de covariâncias do filtro. Até então, não foi feito um estudo mais aprofundado com o

Tabela 3.1: Resultado comparativo entre técnicas de estimação de desvio de apontamento, resultados em mili grau.

Teste	MMQ		FK1		FK2		MON	
	$s_{a, RMSE}$	$s_{e, RMSE}$						
A	1,1698	0,3257	1,1251	0,4606	<b>0,0044</b>	0,0050	0,0126	<b>0,0028</b>
B	0,1708	0,2583	0,0148	0,0309	0,0072	0,0111	<b>0,0015</b>	<b>0,0015</b>
C	0,2692	0,6436	0,6783	2,0365	0,0048	<b>0,0047</b>	<b>0,0046</b>	0,0194
D	1,5316	2,2899	0,1194	0,0868	0,0011	0,0010	<b>0,0007</b>	<b>0,0007</b>
E	0,7119	1,0558	0,0532	0,0383	0,0008	0,0012	<b>0,0006</b>	<b>0,0006</b>
F	0,0573	0,0642	0,0348	0,1026	0,0035	<b>0,0031</b>	<b>0,0034</b>	<b>0,0031</b>

intuito de modelar melhor as matrizes de covariâncias. As matrizes de covariâncias do FK1 foram ajustadas de acordo com [39]. Este ajuste é baseado no modelo físico do problema, mas não necessariamente é o ajuste ótimo para o FK. Os resultados obtidos com o a técnica proposta se comparam com o monopulso em estado estacionário.

Há três desvantagens da técnica quando comparada com o monopulso, o custo computacional, a necessidade de movimento de varredura com uma alta precisão, e o tempo de convergência. A principal vantagem da técnica proposta é o custo reduzido, usando apenas um receptor ao invés de múltiplos receptores com alto custo de fabricação. Quando a manutenção é levada em conta, a redução do custo aumenta.

## 4 CONTROLE DE APONTAMENTO

### 4.1 INTRODUÇÃO

O problema de controle aplicado ao apontamento de antena é muito estudado [77, 34, 35, 19, 36, 37, 78]. Dependendo do sistema de comunicação, é necessário que o apontamento seja preciso, tendo o erro máximo restrito a poucos miligráus. Para antenas de grande porte, acima de 12 m, é comum a prática de modelá-la como um corpo flexível, enquanto antenas menores geralmente são modeladas como um corpo rígido para o projeto do controlador [79, 38]. Alguns exemplos de trabalhos que estudam a modelagem da estrutura flexível são [80, 81, 82]. Visando suprir requisitos específicos, diversas técnicas já foram utilizadas para controle de antena em estações de solo e radares. Quanto às técnicas descritas na literatura, podem ser citadas o controle  $H_\infty$  [35, 83, 84], controle linear quadrático Gaussiano [78, 34, 85, 36], controle proporcional integral derivativo (PID) [38], e controle preditivo [42, 43, 44, 45, 46]. Outros assuntos recorrentes no tópico de controle de apontamento de antena são: pré-processamento da trajetória de referência e alguns casos de referência potencialmente problemática [86, 87] e a perturbação causada pelo vento [88, 89, 90]. Por fim, algumas referências mais abrangentes sobre o assunto são [91, 4, 20].

Na literatura, o controle preditivo é aplicado a antenas pequenas e modeladas como corpo rígido. A principal motivação da utilização do controle preditivo por modelo (MPC, do inglês *Model Predictive Control*) é a sua capacidade de lidar bem com restrições de atuação e de estado [92]. O sistema do problema está sujeito a saturações em suas variáveis e em sua atuação, por isso foi decidido utilizar o MPC. Ao se definir a função de custo a ser minimizada no MPC, é possível minimizar parâmetros desejados, por exemplo a norma do erro ou a norma da atuação.

O sistema a ser controlado é modelado como um sistema linear discreto, sendo representado por

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + B_k u_k \\ y_k = Cx_k \end{cases}, \quad (4.1)$$

sendo  $x$  o vetor de estados,  $u$  a atuação,  $y$  a saída do sistema,  $A$  a matriz de sistema,  $B$  a matriz de atuação, e  $C$  a matriz de observação. O subíndice  $k$  se refere à  $k$ -ésima amostragem realizada no instante  $t_k = kT_s$ , sendo  $T_s$  o período de amostragem.

Em cada instante de atuação, algoritmos de controle preditivos devem realizar a ação apresentada na Figura 4.1. Dada a referência em um horizonte finito, é possível encontrar uma sequência de atuações que minimize uma função de custo. Com esta sequência definida,

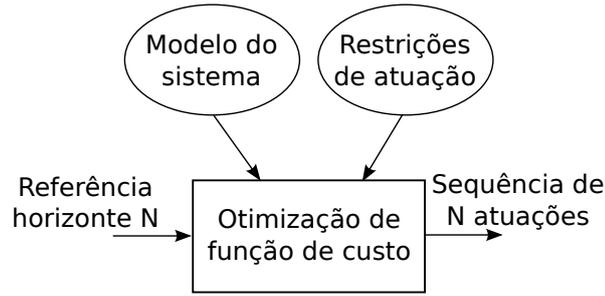


Figura 4.1: Representação de controle preditivo por modelo.

o seu primeiro termo é aplicado como entrada do sistema. No próximo instante de atuação, esta sequência de passos é feita novamente. Fica claro que o principal gargalo de algoritmos preditivos baseados em modelo é o custo computacional da fase de otimização. Há décadas, algoritmos que utilizam o modelo preditivo são empregados em processos que tenham uma constante de tempo longa o suficiente para que o custo computacional não influencie o resultado, e há alguns anos estes algoritmos migraram para outras áreas [93]. Visando a possibilidade de um uso mais genérico, foi desenvolvido o controle preditivo por modelo reduzido (ReMPC - do inglês *Reduced Model Predictive Control*), baseado no algoritmo de MPC utilizado em [41], que é similar a [42, 43, 44, 45, 46], trabalhos que utilizam o MPC para controle de apontamento de antena de estação de solo. A técnica proposta reduz o custo computacional do algoritmo, permitindo ser utilizada com menos restrições de processamento.

Inicialmente será feita a modelagem do sistema de controle de apontamento de antena, a qual é rotacionada por dois motores de corrente contínua (DC, do inglês *direct current*) independentes. Portanto, será apresentado em detalhes a modelagem do motor DC e de seus sensores. A modelagem apresentada aqui é válida para ambos os eixos, azimute e elevação. Em seguida o MPC é detalhado, para então ser apresentado o ReMPC explicitando as diferenças entre os dois controladores. Por fim, é feita uma comparação numérica entre os dois controladores.

## 4.2 MODELO DO MOTOR

O vetor de estados contínuo do motor DC é representado por

$$\mathbf{x}_m(t) = \begin{bmatrix} \theta_m(t) & \omega_m(t) & i_m(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.2)$$

em que  $\theta_m(t)$  é a sua posição angular,  $\omega_m(t)$  a sua velocidade angular,  $i_m(t)$  a corrente em sua armadura. Todas estas variáveis são consideradas em função do tempo  $t$ .

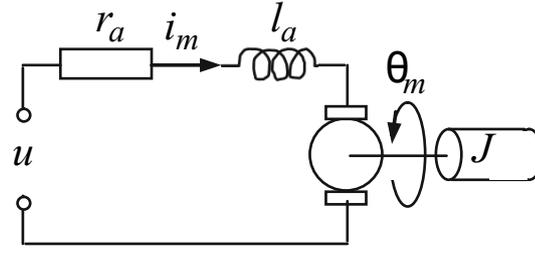


Figura 4.2: Ilustração simplificada do circuito do motor DC.

O modelo dinâmico do motor DC é bem conhecido e estabelecido, podendo ser encontrado por exemplo em [94], e é dado por

$$\dot{\mathbf{x}}_m(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -b/J & k_t/J \\ 0 & -k_e/l_a & -r_a/l_a \end{bmatrix} \mathbf{x}_m(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/l_a \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \\ 0 \end{bmatrix} d_m(t), \quad (4.3)$$

Neste modelo,  $b$  é o amortecimento,  $k_t$  é a constante mecânica,  $k_e$  a constante elétrica,  $r_a$  a resistência da armadura,  $l_a$  a indutância da armadura,  $J$  é a inércia no motor,  $u$  é a tensão de entrada, e  $d_m$  é a perturbação causada por um torque externo. Uma ilustração simplificada do circuito elétrico do motor DC é apresentada na Figura 4.2. O motor é controlado pela tensão de entrada e perturbado pelo torque externo, causado por forças da ação do vento no caso deste trabalho. Essa força não é medida diretamente e é considerado que não há conhecimento prévio sobre ela.

Como o sistema será controlado por um computador, é importante que seja conhecida a sua forma discreta, podendo para isso utilizar a discretização pelo método de Euler [50]. O modelo dinâmico discreto do motor DC pode ser encontrado por exemplo em [95], sendo

$$\mathbf{x}_{m,k+1} = A_m \mathbf{x}_{m,k} + B_m u_k + \Gamma_m d_{m,k}, \quad (4.4)$$

sendo

$$A_m = \mathbf{I} + T_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -b/J & k_t/J \\ 0 & -k_e/l_a & -r_a/l_a \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

$$B_m = T_s \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/l_a \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

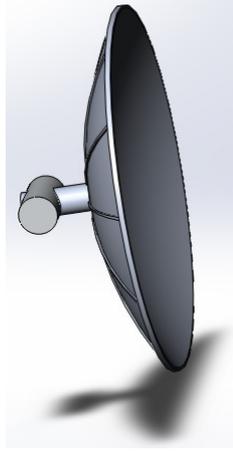


Figura 4.3: Ilustração do modelo tridimensional da antena.

$$\Gamma_m = T_s \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

A medição do sistema é feita por um codificador óptico e um tacômetro, e sua relação com as variáveis de estado é

$$\mathbf{y}_{\text{med},k} = \begin{bmatrix} \theta_{\text{med},k} \\ \omega_{\text{med},k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{m,k} - \gamma \\ \omega_{m,k} \end{bmatrix} + \mathbf{w}_{m,k}, \quad (4.8)$$

provendo informações sobre a posição angular e velocidade angular. O modelo de medição tem um ruído branco Gaussiano  $\mathbf{w}_m$ , com matriz de covariâncias  $\mathbf{W}_m$ . A medida de posição também pode ter uma componente de polarização  $\gamma$  constante e desconhecida, podendo ser decorrente da montagem do equipamento, interferindo nas medidas feitas.

O motor DC tem algumas limitações físicas, por exemplo limitação no torque transmitido, limitação na corrente da armadura, e limitação na velocidade angular. Todas essas saturações devem ser levadas em conta na modelagem do motor. Os valores numéricos simulados foram utilizados a partir de um motor comercial, e são dados por  $b = 0$ ,  $k_t = 15,6$ ,  $k_e = 0,7926$ ,  $r_a = 0,808$  e  $l_a = 0,0054$ . A antena é modelada como um corpo rígido com aproximadamente  $J = 90 \text{ kg m}^2$  de inércia. A inércia da antena foi obtida por *software*, a partir do seu modelo tridimensional, mostrado na Figura 4.3.

### 4.3 CONTROLE PREDITIVO POR MODELO

O MPC é utilizado em sistemas industriais há décadas, principalmente pelo fato de poder lidar de forma ótima com não linearidades e restrições rígidas, tanto de estado quanto de

atuação [92, 96]. O fundamento básico do MPC é calcular uma sequência de atuações que minimize uma função de custo para um horizonte finito de  $N$  amostragens futuras [92]. Após calcular esta sequência, o primeiro elemento é utilizado como atuação no instante atual. Em [92], foi provado que, havendo solução para o problema de otimização formulado, é garantido que o erro de resposta do sistema convergirá para 0 quando o tempo tende a infinito. O MPC realiza o passo de otimização a cada iteração. Nos casos práticos, nos quais há incertezas e perturbações, a repetição do passo de minimização dá robustez ao controle. Em [92], esta característica é chamada de robustez inerente. Alguns trabalhos, como [97, 98, 99], investigam técnicas para melhorar a robustez do MPC, propondo modificações no algoritmo para lidar com tipos específicos de descrição de incerteza. Para mais detalhes, um excelente trabalho sobre MPC é [92].

Conhecendo o vetor de estados no instante atual em  $t_k$ , é possível prever os seus estados futuros em função das próximas entradas. O  $N$ -ésimo estado a frente do sistema (4.1) pode ser encontrado como

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Ax_k + Bu_k \\ x_{k+2} &= A^2x_k + ABu_k + Bu_{k+1} \\ &\vdots \\ x_{k+N} &= A^Nx_k + \sum_{i=0}^{N-1} A^iBu_{k+N-1-i}, \end{aligned} \quad (4.9)$$

fazendo que o sistema  $N$  instantes a frente se torna

$$\begin{cases} x_{k+N} = A^Nx_k + \sum_{i=0}^{N-1} A^iBu_{k+N-1-i} \\ y_k = Cx_k \end{cases} . \quad (4.10)$$

Assim, deseja-se prever os próximos estados e montar um problema de otimização de forma que, quando resolvido, a sequência de atuações  $\mathbf{u}_{k,1:N} = [u_k \ u_{k+2} \ \cdots \ u_{k+N-1}]^T$  faça com que a saída do sistema tenha o menor erro quadrático em relação a referência  $\mathbf{y}_{r,1:N} = [y_{r,k+1} \ y_{r,k+2} \ \cdots \ y_{r,k+N}]^T$ . Uma ilustração para este problema é apresentada na Figura 4.4, e a função de custo do problema é

$$V(x_k, \mathbf{y}_{r,1:N}, \mathbf{u}_{k,1:N}) = \sum_{i=1}^N (y_{r,k+i} - y_{k+i})^2. \quad (4.11)$$

Para analisar a saída do estado nos próximos  $N$  instantes, é necessário utilizar a relação (4.10) multiplicada pela matriz de saída do sistema. Assim, o seguinte conjunto de equações é encontrado:

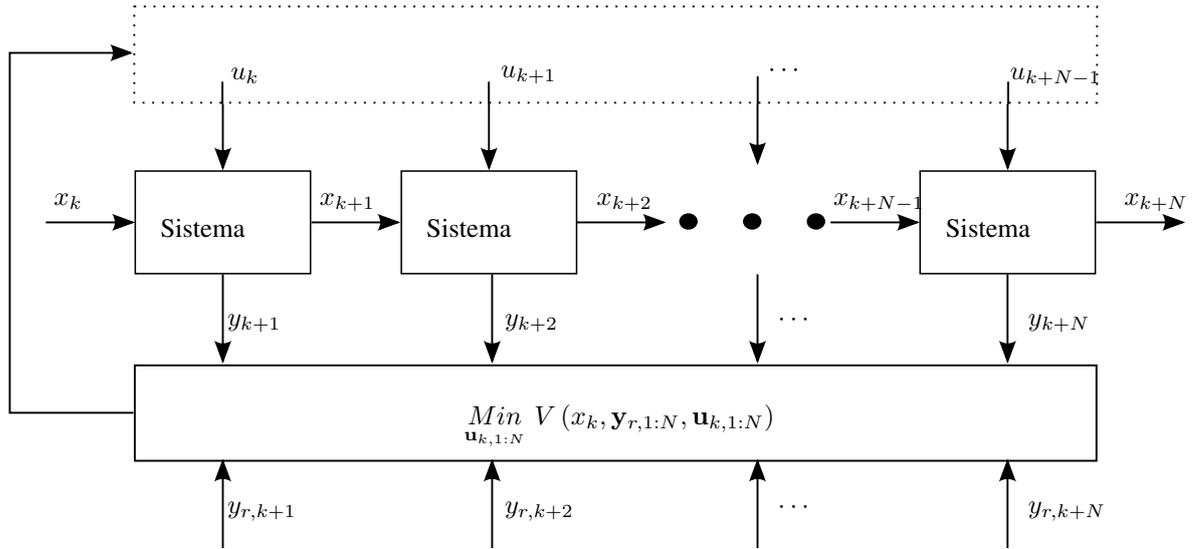


Figura 4.4: Ilustração de minimização do MPC.

$$\begin{aligned}
 y_{k+1} &= Cx_{k+1} = CAx_k + CBu_k \\
 y_{k+2} &= Cx_{k+2} = CA^2x_k + CABu_k + CBu_{k+1} \\
 \vdots &= \vdots \\
 y_{k+N} &= Cx_{k+N} = CA^N x_k + C \sum_{i=0}^{N-1} A^i B u_{k+N-1-i}.
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Deseja-se encontrar  $\mathbf{u}_{k,1:N}$  tal que as saídas  $[y_{k+1} \ y_{k+2} \ \dots \ y_{k+N}]^T$  de (4.12) minimizem (4.11). O problema pode ser resolvido utilizando mínimos quadrados, sendo necessário reescrevê-lo na forma matricial, dada por

$$\mathbf{y}_{r,1:N} = \begin{bmatrix} CAx_k \\ CA^2x_k \\ \vdots \\ CA^N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ CA^{N-1}B & CA^{N-2}B & \dots & CB \end{bmatrix} \mathbf{u}_{k,1:N}. \tag{4.13}$$

Fazendo

$$L = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ CA^{N-1}B & CA^{N-2}B & \dots & CB \end{bmatrix}, \tag{4.14}$$

a sua pseudo inversa é dada por  $L^+$ , e uma solução do problema é

$$\mathbf{u}_{k,1:N} = L^+ \left( \mathbf{y}_{r,1:N} - \begin{bmatrix} CAx_k \\ CA^2x_k \\ \vdots \\ CA^N \end{bmatrix} \right). \quad (4.15)$$

O MMQ tem uma das formas mais simples, tanto em sua formulação matemática quanto sua implementação computacional [100]. Ao se formular o problema de otimização utilizando o MMQ como mostrado, não são levadas em conta possíveis restrições de estado e de atuação. Desta forma, é possível que, para minimizar a função de custo, os estados futuros ou as atuações calculadas não respeitem suas restrições físicas. Caso isso ocorra, seria indicado utilizar outro método de otimização que não o MMQ, já sendo consideradas as restrições do sistema. Há outras formas de otimização aplicadas ao MPC, apresentadas por exemplo em [101, 102]. O principal problema do MPC é o custo computacional do passo de otimização, que aumenta com o tamanho do vetor de estados e do horizonte a frente. Mesmo utilizando o MMQ, que é menos custoso do que outros métodos, o custo aumenta de acordo com o horizonte de predição. Para tentar minimizar esse problema, o ReMPC é proposto nesta dissertação, visando um controlador estável e que não tenha um aumento do custo computacional significativo quando o horizonte a frente é aumentado.

#### 4.4 CONTROLE PREDITIVO POR MODELO REDUZIDO

A formulação do ReMPC é semelhante à do MPC. Dado o estado atual, procura-se uma sequência de atuação que minimize uma função de custo. A primeira atuação da sequência é aplicada, e os passos são repetidos no próximo instante de atuação. A ilustração da minimização feita no ReMPC é apresentado na Figura 4.5. Visando minimizar o custo computacional, é assumida a hipótese de que a referência é constante. Ou seja, considera-se que para o horizonte de predição a referência é da forma  $\mathbf{y}_{r,1:N} = [y_r \ y_r \ \cdots \ y_r]_{1 \times N}^T$ , na qual  $1 \times N$  é dimensão do vetor. Além disso, é feita uma restrição à sequência de atuação procurada no problema de otimização, buscando  $\mathbf{u}_{k,1:N} = [u_k^* \ u_k^* \ \cdots \ u_k^*]_{1 \times N}^T$ . Deseja-se então que, ao fim do horizonte de predição, o erro da saída em relação a sua referência seja minimizado. Em resumo, deseja-se encontrar uma atuação que, se mantida constante durante o horizonte de predição, minimize a função de custo

$$V(x_k, y_r, u_k^*) = (y_r - y_{k+N})^2. \quad (4.16)$$

Conhecendo o vetor de estados atual, deseja-se prever o  $N$ -ésimo estado à frente que minimize (4.16), dado por

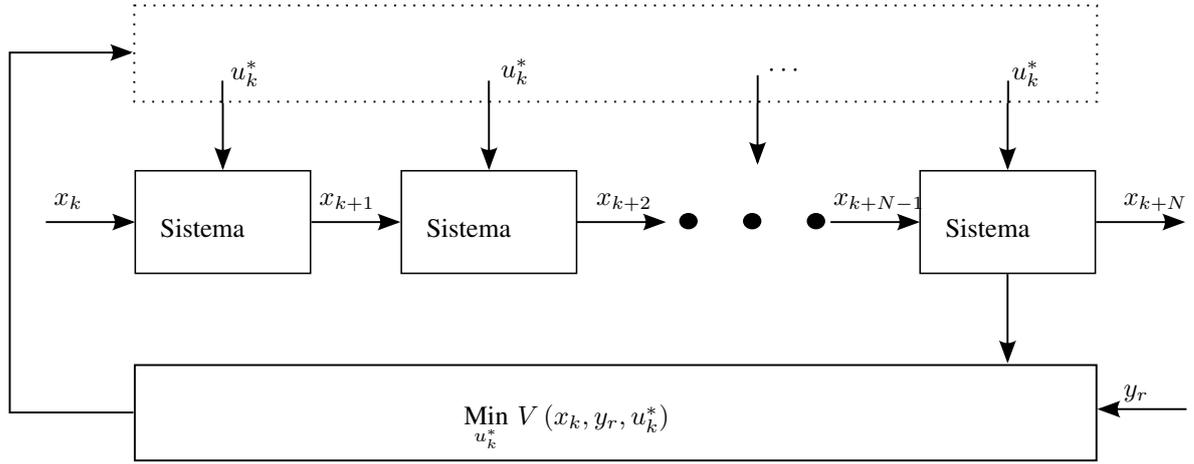


Figura 4.5: Ilustração de minimização do ReMPC.

$$x_{k+N}^* = A^N x_k + \sum_{i=0}^{N-1} A^i B u_k^*, \quad (4.17)$$

tal que, (4.16) assumo seu valor mínimo, sendo  $V(x_k, y_r, u_k^*) = 0$ , ou seja

$$C x_{k+N}^* = y_r. \quad (4.18)$$

As equações (4.17) e (4.18) podem ser reescritas como

$$\begin{cases} x_{k+N}^* - \sum_{i=0}^{N-1} A^i B u_k^* = A^N x_k \\ C x_{k+N}^* = y_r \end{cases}, \quad (4.19)$$

que têm a seguinte forma matricial:

$$\Delta \begin{bmatrix} x_{k+N}^* \\ u_k^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^N x_k \\ y_r \end{bmatrix}, \quad (4.20)$$

na qual

$$\Delta = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & - \sum_{i=0}^{N-1} A^i B \\ C & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Neste momento é importante lembrar que o sistema é SISO, ou seja,  $C$  é uma matriz linha e  $\sum_{i=0}^{N-1} A^i B$  é uma matriz coluna. Assim,  $\Delta$  é uma matriz quadrada, com dimensão  $(n+1) \times (n+1)$ , e  $n$  é a dimensão do vetor de estados. Para que (4.20) tenha uma solução única, é necessário que  $\Delta$  seja inversível, desta forma encontrando um mínimo global para

a função de custo (4.16). Caso  $\Delta$  não seja inversível, seria encontrada uma solução de mínimos quadrados para (4.16) ao se utilizar a pseudo inversa. Uma condição que garante a inversibilidade de  $\Delta$  é que seu determinante seja diferente de zero [103]. Decompondo esta matriz, encontra-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\sum_{i=0}^{N-1} A^i B \\ C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ C & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sum_{i=0}^{N-1} CA^i B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\sum_{i=0}^{N-1} A^i B \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

sendo possível perceber que o determinante de  $\Delta$  é

$$\det \Delta = \sum_{i=0}^{N-1} CA^i B. \quad (4.23)$$

A partir de (4.23), verifica-se que a condição para que  $\Delta$  seja inversível é

$$\sum_{i=0}^{N-1} CA^i B \neq 0. \quad (4.24)$$

A condição (4.24) restringe a seleção de  $N$  em função do atraso do sistema para que a saída responda a uma entrada. Se (4.1) for um sistema com exatamente  $N_d$  atrasos, sua função transferência  $G(z)$  é tal que

$$G(z) = C(z\mathbf{I} - A)^{-1}B = z^{-N_d} \bar{G}(z), \quad (4.25)$$

sendo  $\bar{G}(z)$  a função de transferência do sistema  $(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, \bar{D})$  sem atrasos, ou seja

$$\lim_{z \rightarrow \infty} \bar{G}(z) = \bar{D} \neq \mathbf{0}. \quad (4.26)$$

Desta forma, para um modelo com exatamente  $N_d$  atrasos, a partir de um estado inicial  $x_k$ , a saída do sistema (4.1) em  $t_{k+N_d}$  é

$$y_{k+N_d} = CA^{N_d}x_k + CA^{N_d-1}Bu_k + \cancel{CA^{N_d-2}Bu_{k+1}}^{\rightarrow 0} + \dots + \cancel{CBu_{k+N_d-1}}^{\rightarrow 0}. \quad (4.27)$$

Considerando que haja atraso de  $N_d$  amostras no sistema, é possível verificar que  $N \geq N_d$  é condição necessária mas não suficiente para que (4.24) seja satisfeita. Um caso particular que se pode garantir a condição (4.24) é para  $N = N_d$ , como proposto no seguinte lema, um dos resultados do presente trabalho:

LEMA Se o sistema  $(A, B, C, D)$  possui um número finito de exatamente  $N_d$  atrasos, ou seja,

$$G(z) = C(z\mathbf{I} - A)^{-1}B = z^{-N_d}\bar{G}(z), \quad \square$$

sendo  $\bar{G}(z)$  uma função de transferência discreta sem atrasos do sistema  $(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, \bar{D})$ , então a relação

$$\sum_{i=0}^{N-1} CA^i B \neq 0 \quad (4.29)$$

é satisfeita para  $N = N_d$ .

**Demonstração:** Sabemos por [104] que a função transferência  $\bar{G}(z)$  pode ser escrita em termos de seus parâmetros de Markov  $\bar{C}\bar{A}^j\bar{B}$ , da forma

$$\bar{G}(z) = \bar{D} + \frac{\bar{C}\bar{B}}{z} + \frac{\bar{C}\bar{A}\bar{B}}{z^2} + \frac{\bar{C}\bar{A}^2\bar{B}}{z^3} + \dots$$

Sendo  $G(z) = z^{-N_d}\bar{G}(z)$  a função de transferência do sistema  $(A, B, C, D)$ , ela é da forma

$$G(z) = z^{-N_d}\bar{G}(z) = z^{-N_d}\bar{D} + z^{-N_d}\frac{\bar{C}\bar{B}}{z} + z^{-N_d}\frac{\bar{C}\bar{A}\bar{B}}{z^2} + z^{-N_d}\frac{\bar{C}\bar{A}^2\bar{B}}{z^3} + \dots \quad (4.31)$$

Ao reescrever  $G(z)$  em termos de seus parâmetros de Markov  $CA^jB$ , encontra-se

$$G(z) = D + \frac{CB}{z} + \frac{CAB}{z^2} + \frac{CA^2B}{z^3} + \dots$$

Comparando as duas formas de escrita de  $G(z)$ ,

$$\begin{aligned} G(z) &= \frac{\bar{D}}{z^{N_d}} + \frac{\bar{C}\bar{B}}{z^{N_d+1}} + \frac{\bar{C}\bar{A}\bar{B}}{z^{N_d+2}} + \frac{\bar{C}\bar{A}^2\bar{B}}{z^{N_d+3}} + \dots \\ &= D + \frac{CB}{z} + \frac{CAB}{z^2} + \frac{CA^2B}{z^3} + \dots, \end{aligned}$$

nota-se que

$$D = 0, \quad CB = 0, \quad CAB = 0, \quad CA^2B = 0, \quad \dots, \quad CA^{N_d-1}B \neq 0. \quad \diamond$$

É importante notar que de acordo com este lema,  $N = N_d$  satisfaz as condições, mas nada é garantido para qualquer  $N \geq N_d$ . Assim, a condição de que  $N \geq N_d$  é necessária, mas não suficiente para garantir (4.24).

Garantindo a inversibilidade de  $\Delta$  e conhecendo o vetor de estados atual, a atuação do sistema é obtida a partir de

$$\begin{bmatrix} x_{k+N}^* \\ u_k^* \end{bmatrix} = \Delta^{-1} \begin{bmatrix} A^N x_k \\ y_r \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

A matriz inversa de  $\Delta$  é da forma

$$\Delta^{-1} = \begin{bmatrix} P_{n \times n} & Q_{n \times 1} \\ R_{1 \times n} & S_{1 \times 1} \end{bmatrix}, \quad (4.35)$$

sendo

$$\begin{aligned} P &= \mathbf{I} - \frac{1}{\alpha} \left( \sum_{i=0}^{N-1} A^i B \right) C, \\ Q &= \frac{1}{\alpha} \left( \sum_{i=0}^{N-1} A^i B \right), \\ R &= \frac{1}{\alpha} C, \\ S &= -\frac{1}{\alpha}, \\ \alpha &= \sum_{i=0}^{N-1} C A^i B. \end{aligned} \quad (4.36)$$

sendo  $\alpha$  um escalar.

Utilizando as relações (4.36) e (4.35) em (4.34), a atuação é dada por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k+N}^* \\ u_k^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & Q \\ R & S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^N x_k \\ y_r \end{bmatrix} \\ u_k^* &= \begin{bmatrix} R & S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^N x_k \\ y_r \end{bmatrix} \\ u_k^* &= R A^N x_k + S y_r. \end{aligned} \quad (4.37)$$

Por (4.37), sendo  $N$  definido, a atuação encontrada depende apenas do estado atual. Fazendo  $u_k = u_k^*$  no sistema (4.1), encontra-se a equação do sistema em malha fechada, dada por

Tabela 4.1: Análise de tempo de execução.

$N$	$t_n$ [s]	$t_N$ [s]
3	0.089	0.118
5	0.087	0.135
10	0.093	0.132
30	0.082	0.166
300	0.093	0.347

$$\begin{cases} x_{k+1} = \left(A + \frac{1}{\alpha}BCA^N\right) x_k - \frac{1}{\alpha}By_r \\ y_k = Cx_k \end{cases} \quad (4.38)$$

A principal motivação para o desenvolvimento do controlador é a redução do custo computacional do MPC para horizontes longos. Para minimizar (4.11), a função de custo do MPC, pode ser utilizado o MMQ. Por não considerar as restrições do problema de minimização, o MMQ não é considerada a melhor técnica de otimização, mas ela tem menor custo computacional. Mesmo com esse método simples, o custo computacional cresce com o aumento do horizonte de predição, ao passo que para solucionar o problema de MMQ, é necessário utilizar (4.15), uma multiplicação de matrizes com dimensão  $N \times N$  a cada iteração. O ReMPC fornece diretamente um controlador por realimentação de estados com ganho constante, multiplicando matrizes de dimensão  $n$ . Esta redução de custo computacional foi verificada para diferentes valores de  $N$ , como mostrado na Tabela 4.1, sendo  $t_n$  o tempo computacional do ReMPC e  $t_N$  o tempo de computação do MPC. O tempo de execução considerado aqui é o tempo gasto pelo processador executando apenas a função do controlador. Os testes tiveram as mesmas condições para cada valor de  $N$ , e, por ser apenas um exemplo ilustrativo, as simulações foram feitas considerando 7 s de atividade.

A Tabela 4.1 mostra que o custo computacional do MPC tende a aumentar o tempo de computação com o aumento de  $N$ , diferentemente do ReMPC. Para diferentes valores de  $N$ , o tempo de computação do ReMPC teve pouca variação, o tempo de computação do MPC apresentou uma alteração mais significativa com o aumento do horizonte de predição.

Infelizmente, ainda não se chegou a uma condição suficiente para a estabilidade do ReMPC, apenas a uma condição necessária de que, para um sistema com exatamente  $N_d$  atrasos,  $N$  deve ser tal que  $N \geq N_d$ . Para que haja estabilidade, os autovalores  $\lambda_j$ ,  $j \in \mathbb{N}$ ,  $1 \leq j \leq n$ , da nova matriz de sistema devem ter módulo menor do que a unidade [105], sendo  $n$  é a dimensão do vetor de estados. Ou seja, uma condição que  $N$  deve satisfazer é

$$\left\| \lambda_j \left( A + \frac{1}{\alpha}BCA^N \right) \right\| < 1. \quad (4.39)$$

Tabela 4.2: Pólos dos sistemas testados

$N$	Pólos do sistema controlado
3	$[0, 3787; -0, 1893 \pm 0, 3289i] \cdot 10^{-4}$
30	$[0, 8513; -0, 9582 \pm 0, 0430i]$
300	$[0, 8530; -0, 9965 \pm 0, 0034i]$

#### 4.5 TESTES NUMÉRICOS

A fim de testar diferentes valores para o horizonte  $N$ , foram feitas simulações considerando o modelo do motor DC. Como os testes aqui se tratam apenas do controlador proposto, as incertezas sobre o modelo não são consideradas. Além disso, nesta subseção, trabalha-se com a hipótese de que as variáveis de estado podem ser medidas diretamente, ou seja, o modelo de medição apresentado ainda não é usado.

No caso considerado, o sistema possui exatamente  $N_d = 3$  atrasos, portanto, é necessário que o horizonte de predição satisfaça  $N \geq 3$ . Todos os casos testados satisfizeram a condição (4.24) e os pólos ficaram dentro círculo unitário. Na simulação, o motor inicia em repouso com posição angular em  $0^\circ$ , e a referência passada é para que ele se mantenha parado na posição angular de 2 graus, ou seja,  $y_r = 2$ . Para  $N = 3$ ,  $N = 30$ , e  $N = 300$ , as diferentes respostas do sistema são mostradas na Figura 4.6. Neste teste, é possível reparar o efeito causado por um horizonte pequeno. Sabendo que o período de amostragem é  $T_s = 0,001$  s, ao se fazer  $N = 3$ , é esperado que o controlador minimize a função de custo (4.16) em  $0,003$  s. Assim, mudanças bruscas são exigidas da atuação, alternando entre seus valores de saturação. Isso não é interessante por motivos de economia de energia e pela própria dinâmica do atuador, a qual pode não permitir tais mudanças. Ao se fazer  $N = 300$ , se espera que o controlador minimize o erro em  $0,3$  s, deixando a resposta mais amortecida. A atuação definida pela lei de controle não considera o efeito saturação. Assim, sendo a saturação do atuador dada por  $\pm u_{max}$ , a atuação é da forma

$$u_k = \begin{cases} u_{max}, & \text{se } u_k^* > u_{max} \\ -u_{max}, & \text{se } u_k^* < -u_{max} \\ u_k^*, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.40)$$

A Figura 4.7 apresenta a atuação obtida para o exemplo simulado, sabendo que esta atuação é limitada em  $\pm 320$  V. Ao analisar os pólos do sistema para os três casos testados, é importante notar que eles ficam no círculo unitário nas três simulações, como apresentado na Tabela 4.2.

As respostas do ReMPC e do MPC também foram comparadas considerando os mesmos horizontes de predição. No teste realizado, não se notou uma melhora significativa no de-

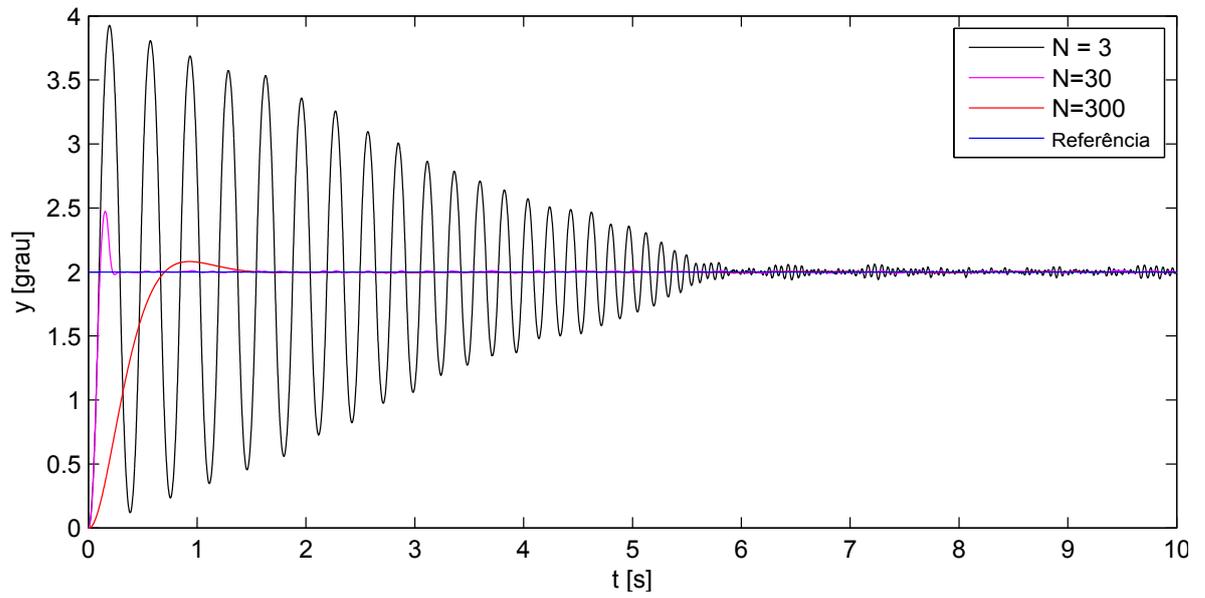


Figura 4.6: Resultado do controlador para diferentes tamanhos de horizontes

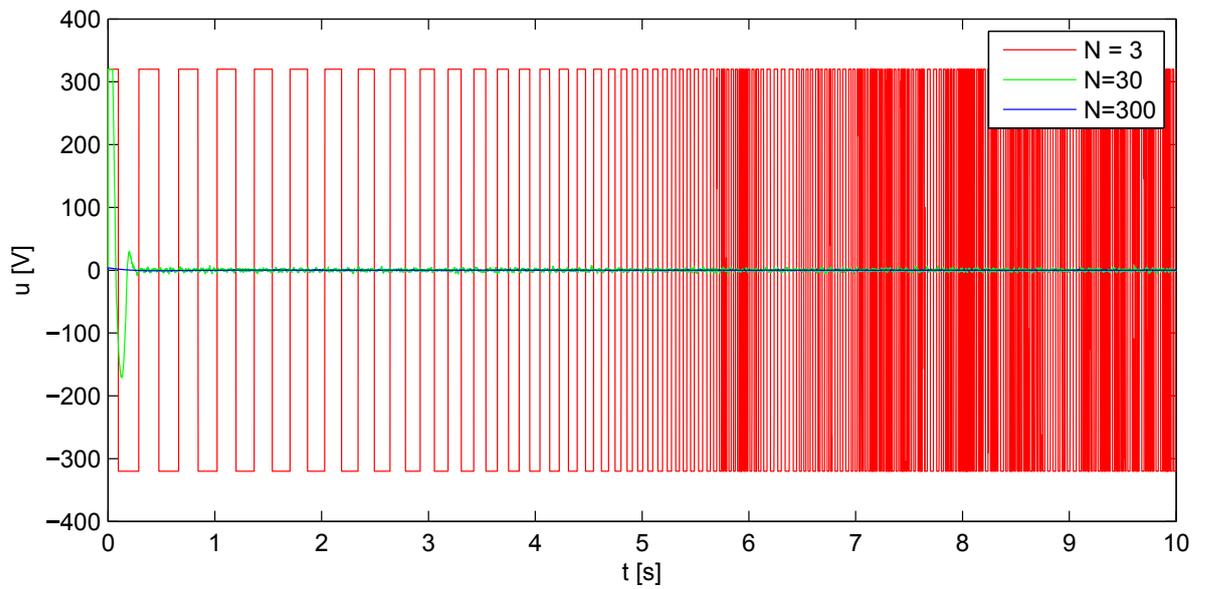


Figura 4.7: Atuação do controlador para diferentes tamanhos de horizontes

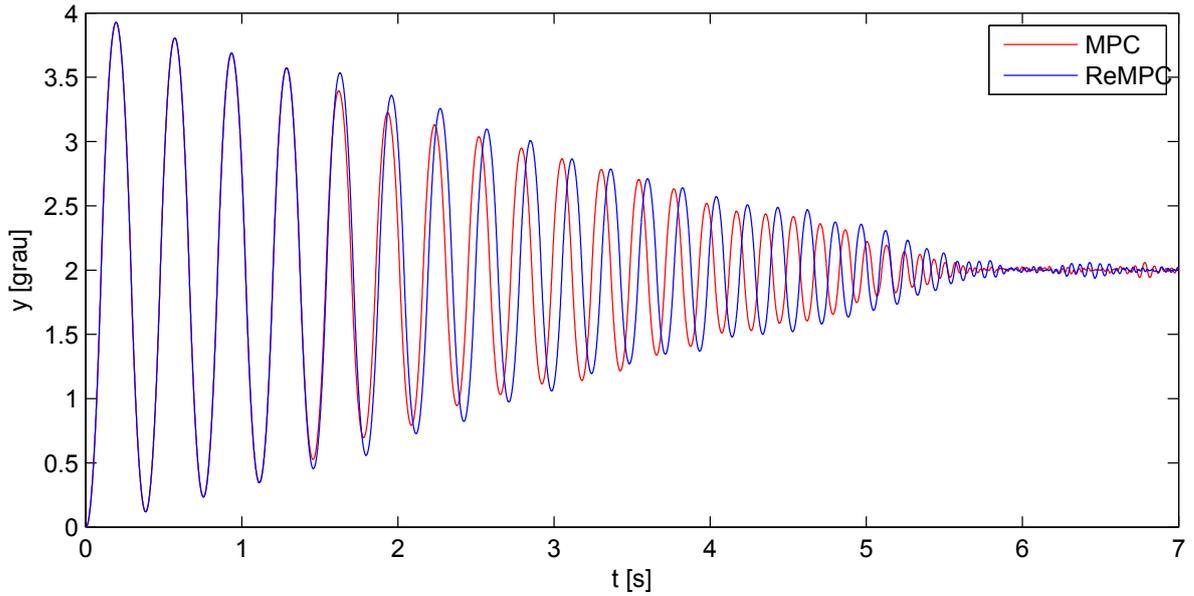


Figura 4.8: Resultado comparativo entre MPC e ReMPC com  $N = 3$ .

sempenho do MPC com o aumento do horizonte de predição, diferentemente do ReMPC. Em todos os casos, a resposta do MPC demorou aproximadamente 6 s para convergir e se mostrou saturada independente do horizonte de predição. No entanto, é comum que horizontes maiores devam ser empregados para melhores resposta do MPC [106]. Os resultados comparativos entre o MPC e o ReMPC são mostrados na Figura 4.8 para  $N = 3$ , na Figura 4.9 para  $N = 30$ , e na Figura 4.10 para  $N = 300$ . Para o caso de  $N = 3$ , a diferença entre o MPC e o ReMPC é pouca, pois ambas têm aproximadamente o mesmo período de oscilação, mesma amplitude de oscilação e demoram aproximadamente 6 s para convergir. Ao se analisar as formulações para o problema, (4.13) e (4.19) são semelhantes para  $N = 3$ . Nos outros casos, a resposta do ReMPC chegou mais rápido à sua estabilidade, levando aproximadamente 0.4 s para convergir com  $N = 30$ , e 1.5 s para  $N = 300$ . Neste caso, quando se aumenta o horizonte de predição, a solução do MPC não varia muito, pois está sempre saturada. Enquanto isso, para o ReMPC, selecionando o horizonte de predição de modo que satisfaça (4.23), é garantida a inversibilidade da matriz  $\Delta$  em (4.20), e, portanto, uma solução única é encontrada. Esta solução encontrada não satura o controlador. Para um sistema com exatamente  $N_d$  atrasos, para todo  $N \geq N_d$ , haverá uma solução única para (4.20). Considerando que a seleção de  $N$  deixe o sistema estável, é intuitivo que quanto maior  $N$ , mais amortecida será a saída do sistema.

A principal vantagem do controlador proposto é a possibilidade de aumentar o tamanho do horizonte de predição, sem aumentar significativamente o custo computacional do algoritmo, pois ele se torna um caso de realimentação de estados. É necessário definir o horizonte de predição  $N$  observando a condição (4.24). As condições necessárias para a estabilidade do controlador ainda não foi encontrada, mas a mesma pode ser verificada.

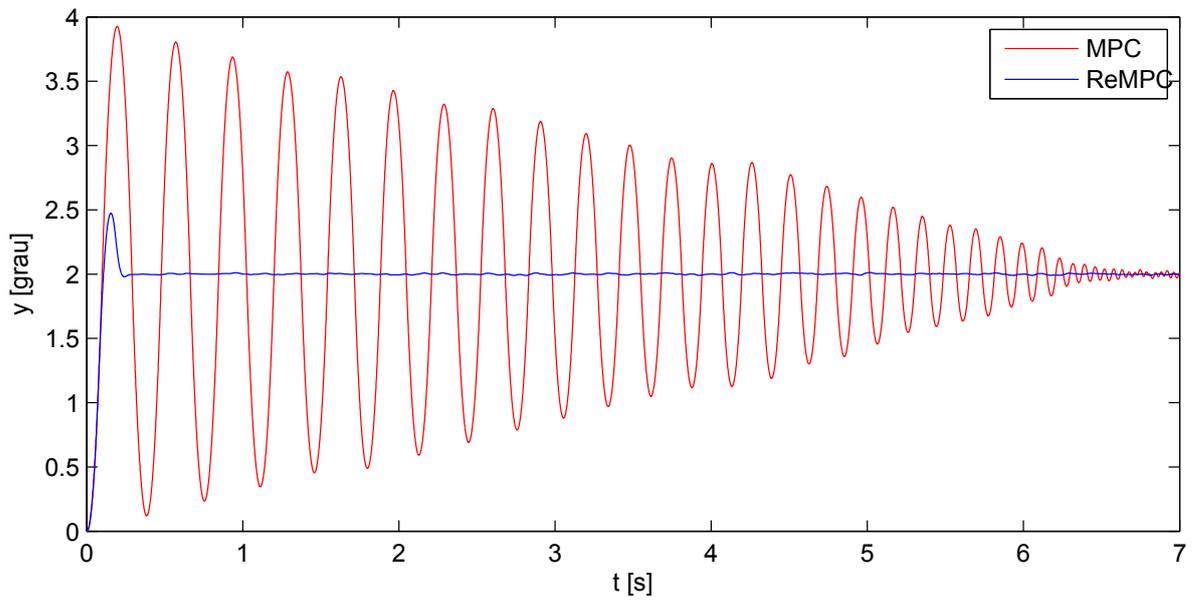


Figura 4.9: Resultado comparativo entre MPC e ReMPC com  $N = 30$ .

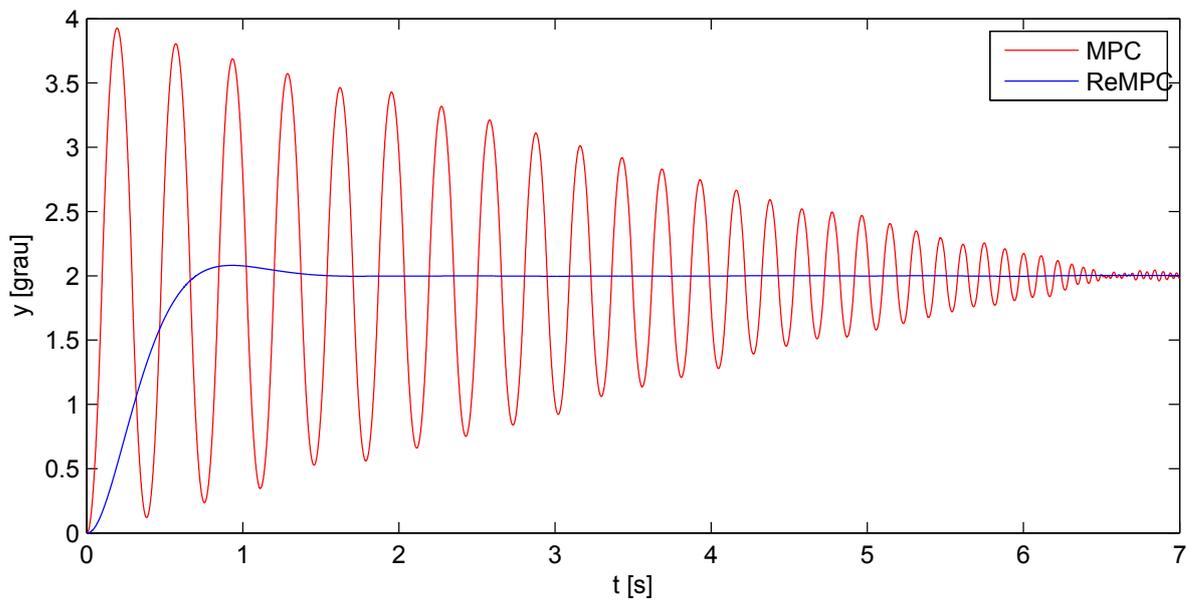


Figura 4.10: Resultado comparativo entre MPC e ReMPC com  $N = 300$ .

## 5 SIMULAÇÃO DE ARQUITETURA PROPOSTA

### 5.1 INTRODUÇÃO

No projeto desenvolvido aqui, a antena pode ser rotacionada em torno de seus eixos (azimute e elevação) por dois motores de corrente contínua (DC) independentes, cujo modelo foi apresentado no Capítulo 4. O sistema de controle deve ser capaz de seguir a referência de posição angular, com erro total menor do que 0,3 grau, ou seja

$$\|e\| = \sqrt{e_a^2 + e_e^2} \leq 0.3, \quad (5.1)$$

em que  $e_a$  é o erro de apontamento no eixo azimute e  $e_e$  o erro de apontamento no eixo de elevação. Esta condição de erro deve ser mantida mesmo na presença de perturbação externa causada pelo vento. Cada motor tem: um codificador óptico para medição de posição angular, e um tacômetro para posição de velocidade angular. Ambos os sensores estão sujeitos a ruído de medição. Devido à montagem, é comum que haja uma polarização de valor desconhecido na medição do codificador óptico, que não pode ser desconsiderado devido à precisão desejada no controle. A polarização deve ser levada em conta no momento da medição de posição angular, mas não há uma forma direta de medi-la diretamente. O FK é utilizado não somente para estimação do estado do motor, mas também para a estimação da polarização e da perturbação externa causada pela ação do vento. Um diagrama do sistema de controle pode ser visto na Figura 5.1.

Para uma observação, a posição do satélite e a referência do motor são apresentadas na Figura 5.2. A referência do motor deve levar a antena de seu estado inicial (no caso posição e velocidade nulas) e levar para posição inicial de visibilidade. Esta referência deve ser mantida até o momento o qual o satélite esteja visível para então começar a segui-lo. Quando o satélite não mais estiver visível, a referência deve apontar a antena para a posição inicial da próxima observação e repetir todos os passos.

Neste trabalho, os resultados são apresentados apenas para o eixo de azimute, sem perda de generalidade, pois os sistemas de ambos os eixos são iguais. Inicialmente, é apresentado como é feita a estimação de estados do motor, mostrando o modelo utilizado no FK e como a polarização e a perturbação são estimadas. São feitos alguns comentários sobre a compensação utilizada a partir dos resultados do conscan. Por fim, é apresentado como o ReMPC foi utilizado. A amostragem do sistema é  $T_s = 1 \text{ ms}$ , tanto para atuação como para o conscan.

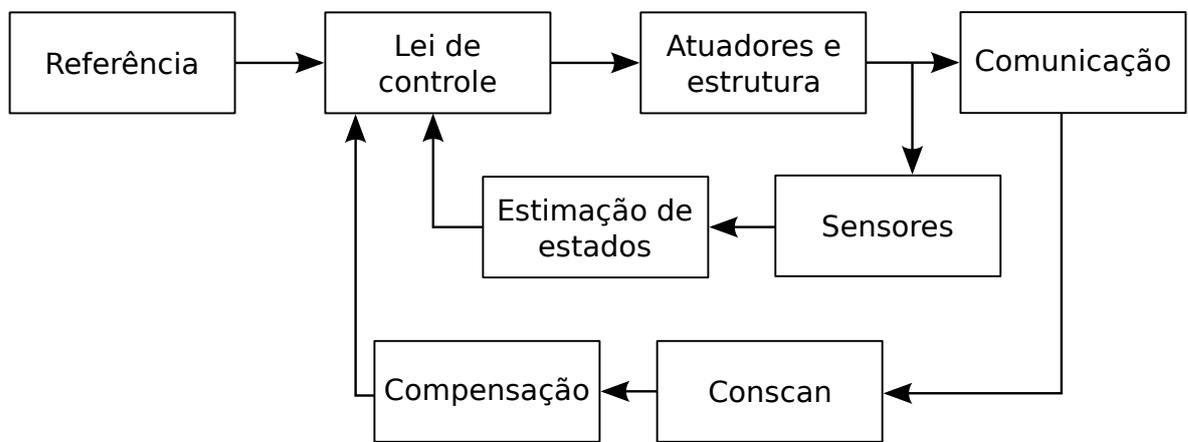


Figura 5.1: Diagrama do sistema de controle.

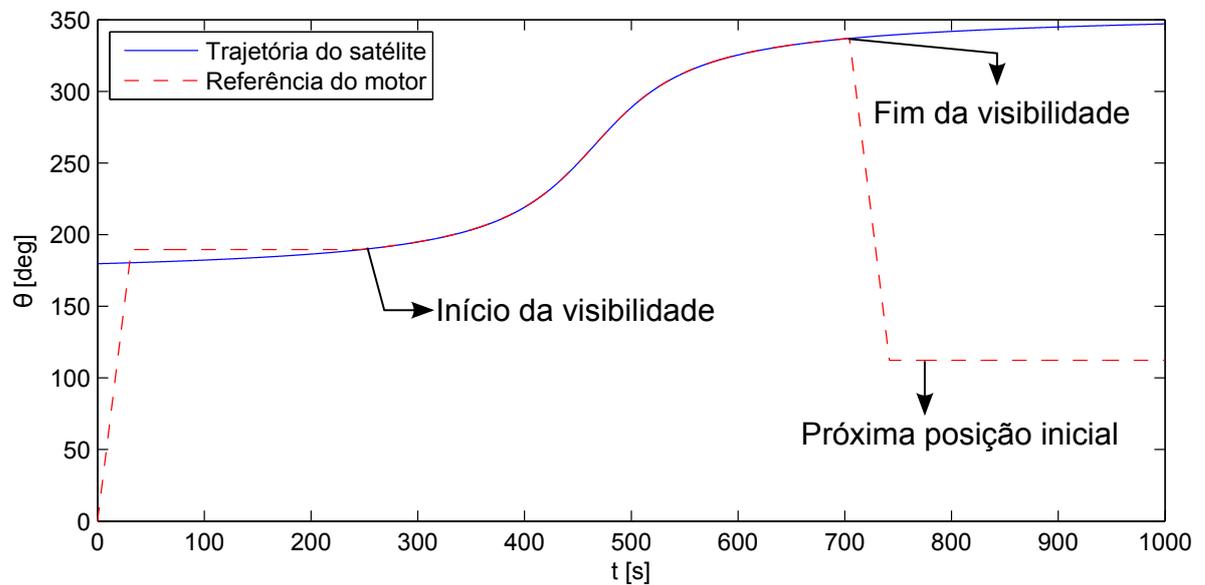


Figura 5.2: Referência de posição e velocidade angular.

## 5.2 ESTIMAÇÃO DE ESTADO DO MOTOR

O controlador utilizado necessita de conhecimento sobre todas as variáveis de estado. Apenas as medidas de posição e velocidade angular estão disponíveis, e mesmo assim, estas medidas são ruidosas e podem ter polarização. Portanto, é necessário que seja feita a estimação do estado do motor. Infelizmente, nenhuma informação sobre as perturbações causadas pelo vento e sobre a polarização do codificador óptico é conhecida previamente. Para o propósito de estimação, o vetor de estados estimado deve ser estendido por essas variáveis, se tornando

$$\mathbf{x}_{em,k} = \begin{bmatrix} \theta_{m,k} & \omega_{m,k} & i_{m,k} & d_{m,k} & \gamma_k \end{bmatrix}^T, \quad (5.2)$$

no qual, como apresentado no Capítulo 4,

$$\mathbf{A}_m = \mathbf{I} + T_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -b/J & k_t/J \\ 0 & -k_e/l_a & -r_a/l_a \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

$$\mathbf{B}_m = T_s \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/l_a \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

$$\mathbf{\Gamma}_m = T_s \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

A tensão de entrada do motor tem média conhecida, mas está sujeita a um ruído branco Gaussiano com variância  $U$ . A variância da tensão de entrada pode ser determinada experimentalmente, e é dependente do equipamento. O torque externo e o bias são modelados como um “movimento aleatório”. Para a estimação, o modelo de evolução de estado é dado por

$$\mathbf{x}_{em,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_m & \mathbf{\Gamma}_m & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{em,k-1} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{k-1}. \quad (5.6)$$

A medição se relaciona com o vetor de estado estimado pelo o seguinte modelo

$$\mathbf{y}_{med,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{em,k} + w_{m,k}. \quad (5.7)$$

Tabela 5.1: Erro de estimação de parâmetros, polarização e perturbação externa do motor.

Variável:	$\hat{\theta}_m$ [grau]	$\hat{\omega}_m$ [grau/s]	$\hat{i}_m$	$\hat{d}_m$	$\hat{\gamma}$ [grau]
Erro RMS:	0.0104	0.0116	$3.7107 \cdot 10^{-5}$	0.4230	0,0101

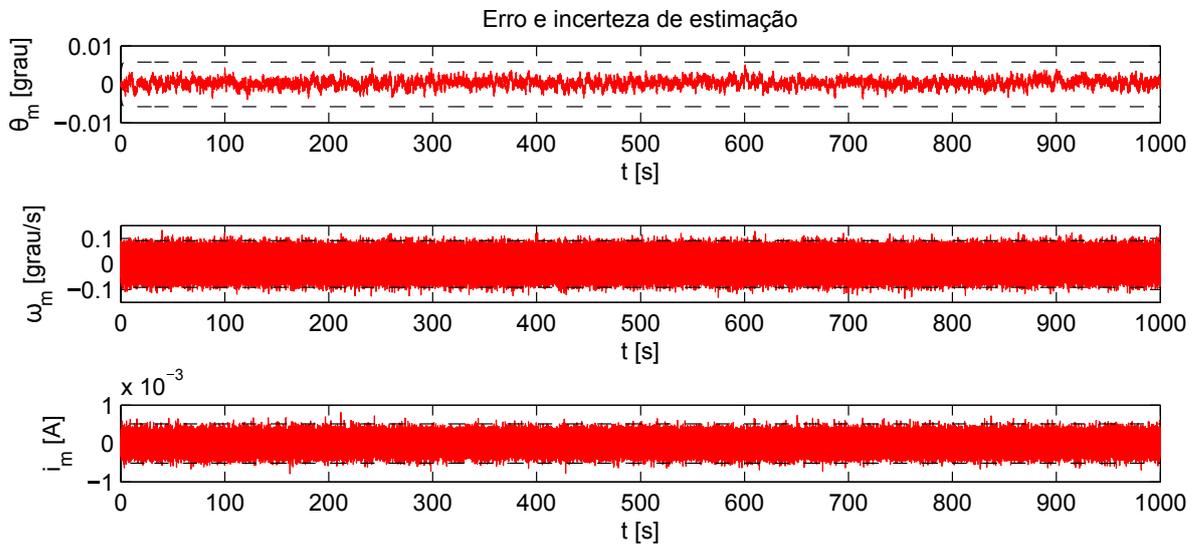


Figura 5.3: Resultado para estimação do vetor de estados. Erro de estimação (linha contínua) e intervalo de incerteza  $3\sigma$  (linha tracejada).

Dado que as equações de evolução e medição são lineares em relação ao vetor de estados estimado, o FK pode ser utilizado para estimar o vetor de estados do modelo estendido pelo torque externo e pela polarização. O modelo do motor é limitado por saturações. Durante a fase de predição, quando alguma dessas variáveis ultrapassa o valor de saturação, o filtro deve limitar a estimativa ao valor da saturação antes de fazer a correção.

Os resultados da raiz quadrática média (RMS) do erro para a estimação dessas variáveis durante a simulação são apresentados na Tabela 5.1. Como pode ser observado, o FK foi capaz de estimar todas as variáveis de forma satisfatória, inclusive a polarização e o torque externo. A Figura 5.3 apresenta o erro de estimação e o intervalo de incerteza das variáveis de estado do motor, enquanto a Figura 5.4 apresenta estes resultados para a estimação do torque externo e da polarização do codificador óptico. O intervalo de incerteza representado é de  $\pm 3\sigma$ , sendo  $\sigma$  o desvio padrão da estimação.

### 5.3 COMPENSAÇÃO UTILIZANDO A VARREDURA CÔNICA

Quando houver comunicação, o conscan deverá estimar o desvio de apontamento utilizando a técnica proposta. No caso simulado, a trajetória real difere da trajetória estimada, a qual é passada como referência para o controlador. Para simular o desvio na trajetória de

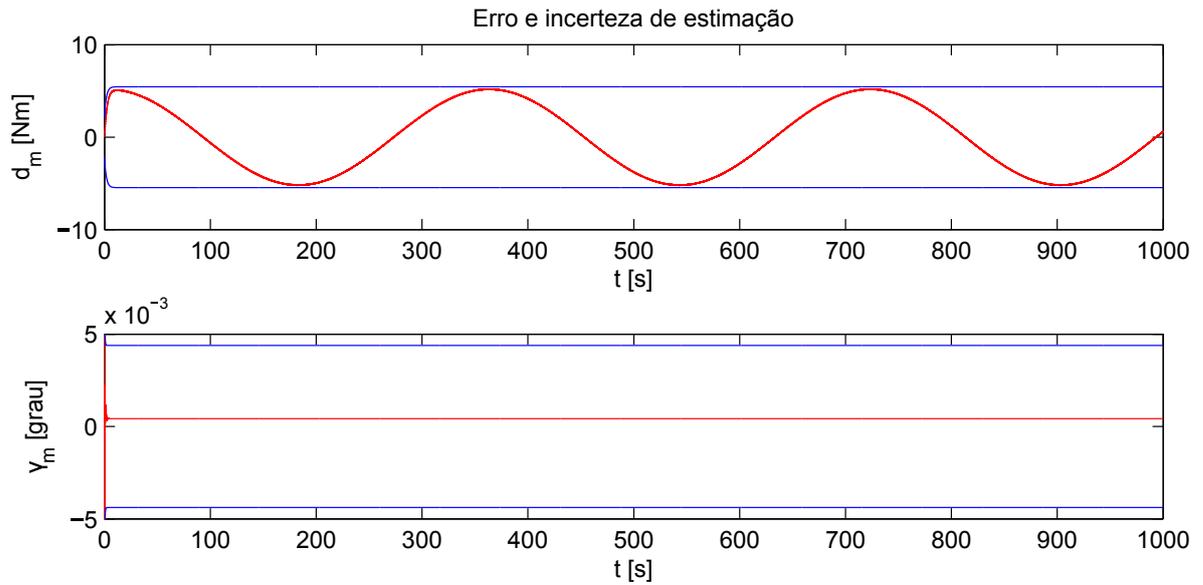


Figura 5.4: Resultado para estimação da perturbação externa e da polarização do codificador óptico. Erro de estimação (linha contínua) e intervalo de incerteza  $3\sigma$  (linha tracejada).

referência, é adicionado 0,1 grau no eixo de elevação da trajetória real e subtraído 0,1 grau do eixo de azimute, totalizando um erro de aproximadamente 0,14 grau. Vale a pena ressaltar que o ângulo de 3 dB da antena é aproximadamente 0,3 grau. É esperado que o sistema reconheça esse desvio e o compense.

Há duas condições necessárias para que a compensação seja factível. Para poder estimar a compensação a ser feita, é necessário que haja a recepção de sinal na comunicação. Assim, a primeira condição necessária é que a compensação seja feita durante a comunicação, caso contrário, a compensação é definida como nula. O Capítulo 3 mostra que a estimação utilizando a técnica proposta oscila muito no início do processo, não sendo confiável nesse início. A variância de cada termo do vetor de estados diminui à medida que a estimação de tal variável converge. Analisando a matriz de covariâncias, é possível definir um limiar superior para a validade da compensação, sendo que esta só ocorre quando o valor de variância da variável for menor do que esse limiar. Portanto, a segunda condição para que haja a compensação do conscan é que a matriz diagonal seja menor do que esse limiar. Com essa regra, a compensação pode ser representada pela seguinte lei:

$$c_{a,k} = \begin{cases} 0 & \text{se } P_a > P_l \\ \hat{s}_{a,k} & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (5.8)$$

na qual  $c_a$  é a compensação feita no eixo azimute,  $\hat{s}_{a,k}$  é a estimação do desvio de apontamento do azimute,  $P_a$  é a variância da estimação realizada, e  $P_l$  é o limiar definido. A Equação (5.8) mostra a compensação realizada no eixo azimute, sendo que a realizada na elevação é feita da mesma forma.

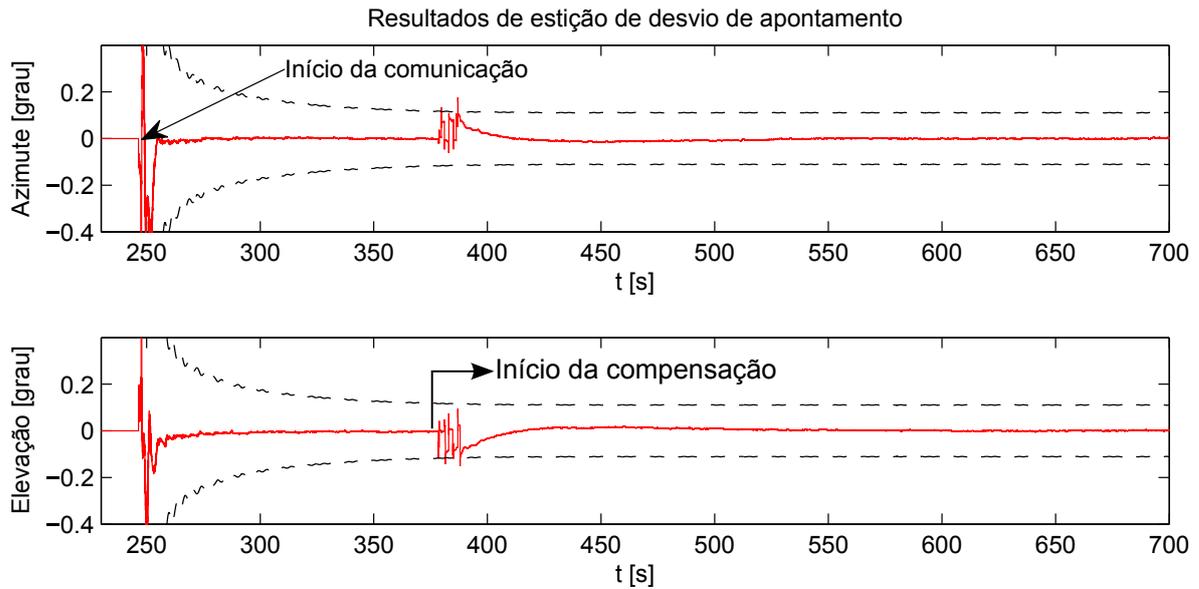


Figura 5.5: Resultados de estimação de desvio de apontamento. Erro de estimação (linha contínua) e intervalo de segurança (linha tracejada).

O conscan deve ser capaz de determinar o desvio real entre o satélite e o apontamento do motor da antena. Já que durante a varredura a antena faz um movimento senoidal, é necessário apenas a estimação do desvio médio, e não do instantâneo. Desta forma, o conscan estará estimando o valor de  $s_a$  e de  $s_e$ . A Figura 5.5 mostra o resultado da estimação dos desvios de apontamento. Isso é exatamente o desejado, pois significa que o sistema está estimando o desvio corretamente e compensando o mesmo. A estimação de  $\Delta$  e de  $p_0$  está apresentada na Figura 5.6. Nesta imagem, estão presentes os valores reais instantâneos e o valor estimado. É importante ressaltar que os valores estimados são os valores médios, que desconsideram o movimento de varredura feito pela antena. A estimação do parâmetro  $\Delta$  é feita pelo filtro, sendo esta a variável introduzida na estimação para eliminar a consideração de  $p_0$  constante. Utilizando as relações apresentadas no Capítulo 3, é possível estimar a potência da portadora também.

Na Figura 5.5, o erro de estimação é considerado nulo até que a comunicação se inicie. Quando a comunicação se inicia, há um período até que a estimação convirja. Este efeito também foi visto nos testes realizados no Capítulo 3. Isso é causado pois há uma interação entre cinco variáveis, duas para posição de observação do satélite, duas para a velocidade de observação do satélite e uma relacionada à potência da portadora. Assim, até que todas convirjam, há uma oscilação na estimação. Um pouco mais a frente, aproximadamente em  $t = 380$  s, uma outra oscilação é notada. Neste momento começa a ser feita a compensação, portanto há alterações na dinâmica do sistema, assim causando outras oscilações até que o sistema convirja novamente. Ao fim da comunicação, um pouco antes de  $t = 700$  s, é finalizada a comunicação com o satélite, e o erro é definido como nulo novamente. Estas

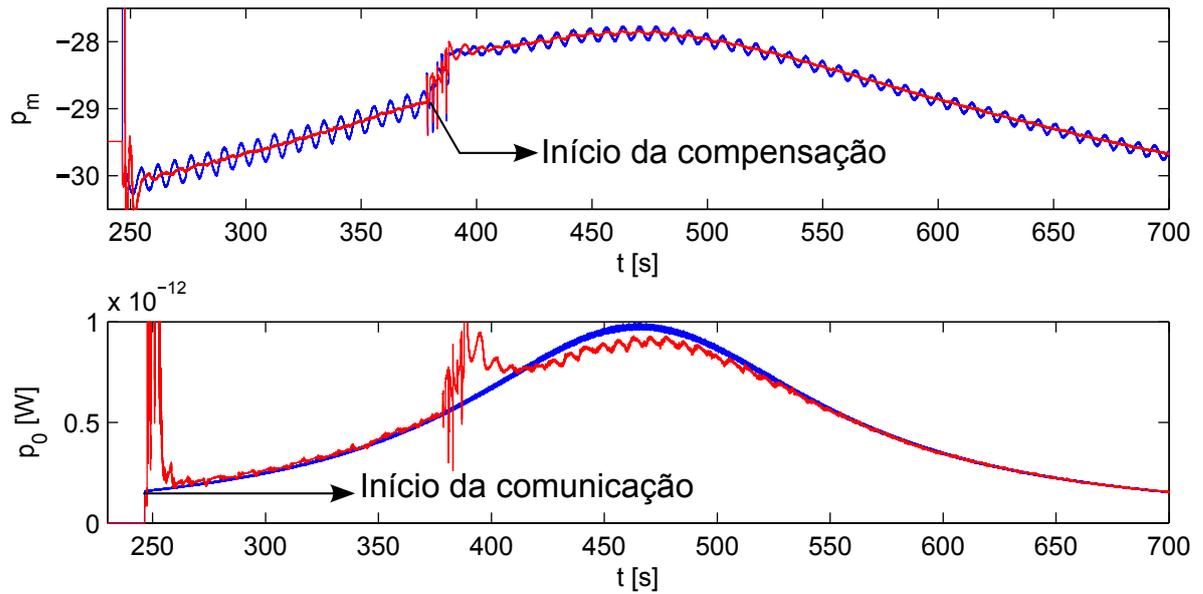


Figura 5.6: Resultados da estimação de  $\Delta$  e de  $p_0$ . Valores reais (linhas azuis) e valores estimados (linhas vermelhas).

mesmas oscilações são observadas na Figura 5.6, tendo as mesmas explicações.

## 5.4 LEI DE CONTROLE

A lei de controle utilizada é a proposta neste trabalho, o ReMPC. Aqui, mesmo com a incerteza introduzida no sistema, tanto na estimação de estados quanto nas medições, o sistema se mostrou estável e com resultado satisfatório. Como a amostragem é rápida, a hipótese de referência constante durante o horizonte de predição pode ser feita. O horizonte de predição é ajustado como  $N = 5$ . Este ajuste foi capaz de satisfazer a condição necessária encontrada (relação (4.24)) e manteve o sistema estável. Como a referência varia lentamente e suavemente, essa janela é suficiente para solucionar o problema.

É possível fazer a análise da estabilidade do controlador para este caso. Utilizando o sistema apresentado e  $N = 5$ , é necessário verificar a localização dos pólos do sistema. Os pólos do sistema são  $[0, 5958; 0, 6633 \pm 0, 3915i]$ , portanto, todos têm módulo menor do que 1, mantendo o sistema estável.

O MPC da forma apresentada no Capítulo 4 precisa de adaptações para ser utilizado no sistema. A primeira consideração é que, da forma apresentada, a lei de controle é para sistemas determinísticos, que podem medir diretamente o estado atual. Aqui, como a estimação de estados apresentou baixa incerteza, esta diferença foi ignorada. Desta forma, para fins de controle, o sistema é considerado determinístico. Outra diferença apresentada aqui é a perturbação externa. Como o sistema é da forma

$$\dot{\mathbf{x}}_m(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -b/J & k_t/J \\ 0 & -k_e/l_a & -r_a/l_a \end{bmatrix} \mathbf{x}_m(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/l_a \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \\ 0 \end{bmatrix} d_m(t), \quad (5.9)$$

é necessário que a perturbação externa seja levada em conta. O estado  $N$  instantes a frente é dado por

$$x_{k+N}^* = A^N x_k + \sum_{i=0}^{N-1} A^i B u_{k+N-1-i}^* + \sum_{i=0}^{N-1} A^i \Gamma d_{m,k+N-1-i}. \quad (5.10)$$

Para poder prever o sistema dentro do horizonte  $N$ , é necessário utilizar a estimação da perturbação externa. Aqui, o argumento do horizonte de predição de 5 *ms* é utilizado novamente. Não se espera que o torque aplicado pelo vento varie de forma significativa neste intervalo de tempo. Fazendo estas considerações, a formulação de mínimos quadrados adaptada ao problema se torna

$$\begin{bmatrix} x_{k+N}^* \\ u_k^* \end{bmatrix} = \Delta^{-1} \begin{bmatrix} A^N \hat{x}_{m,k} - \Gamma \hat{d}_{m,k+N-1-i} \end{bmatrix}, \quad (5.11)$$

em que  $\Delta$  é o mesmo apresentado no Capítulo 4, e  $u_k^*$  é a atuação que se deseja obter.

A Figura 5.7 mostra o erro instantâneo de apontamento para o sistema compensado e não compensado. Sendo  $e_{a,k}$  e  $e_{e,k}$  o desvio instantâneo entre o satélite a antena (considerando o movimento de varredura) respectivamente no eixo de azimute e elevação, o erro instantâneo de apontamento é

$$\|\mathbf{e}_k\| = \sqrt{e_{a,k}^2 + e_{e,k}^2}. \quad (5.12)$$

O sistema de controle sem a compensação do conscan mantém o erro durante o rastreamento, enquanto o sistema compensado consegue reduzir este erro.

## 5.5 COMUNICAÇÃO COM O SATÉLITE

O sinal recebido pela antena durante a comunicação é a última verificação a ser feita por simulação. É possível comparar o sinal recebido pelo sistema compensado com o sistema não compensado, sendo esta comparação apresentada na Figura 5.8. Fica claro que a redução no erro de apontamento provoca um aumento no sinal recebido. Este aumento no sinal recebido é importante em um sistema de comunicação com satélites, pois permite uma maior taxa de

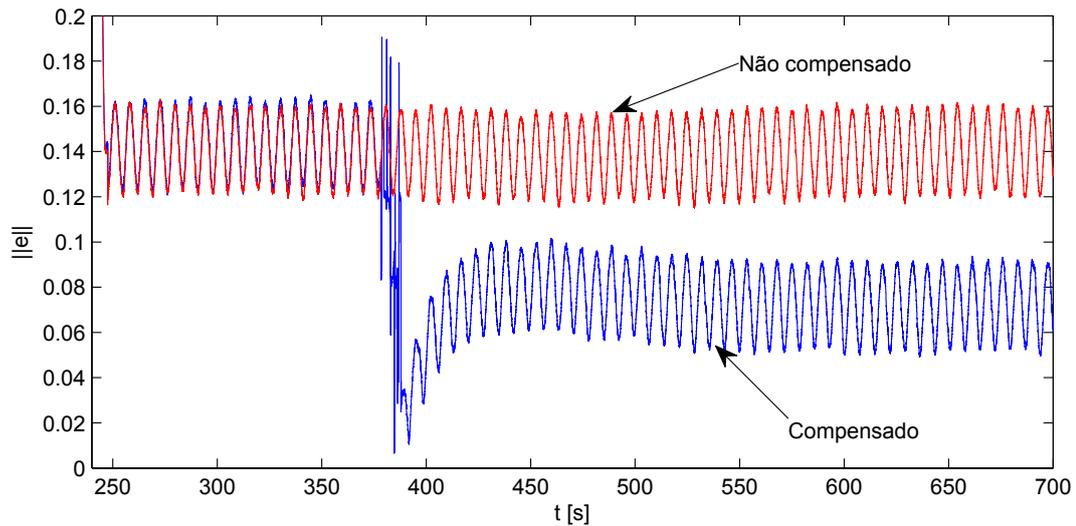


Figura 5.7: Comparação de erro de apontamento entre sistema compensado e não compensado.

transferência na comunicação. Este fator pode ser determinante para a missão de um satélite que tem aproximadamente 25 minutos diários de visibilidade.

Por fim, a Figura 5.9 permite comparar a potência do sinal recebido quando usado o sistema de compensação proposto com a compensação e um sistema comercial de rotor para antena. Este sistema comercial foi cogitado para a utilização na estação de solo. Ele utiliza dois motores independentes para rotacionar a antena em torno de seus eixos. Estes motores têm seus movimentos restritos a incrementos de 0,1 grau, com frequência de atuação de 60 Hz. Como requisito de projeto, a potência de sinal mínima necessária é de aproximadamente  $-150$  dB. Para esta simulação, o apontamento gerado pelo sistema comercial faz com que o sinal recebido seja oscilatório, sendo muitas vezes abaixo deste limiar. Por não suprir a necessidade de sinal, a utilização deste sistema aumenta a probabilidade de que não seja possível se comunicar com o satélite de forma satisfatória, inclusive com a possibilidade de perda de dados de imageamento.

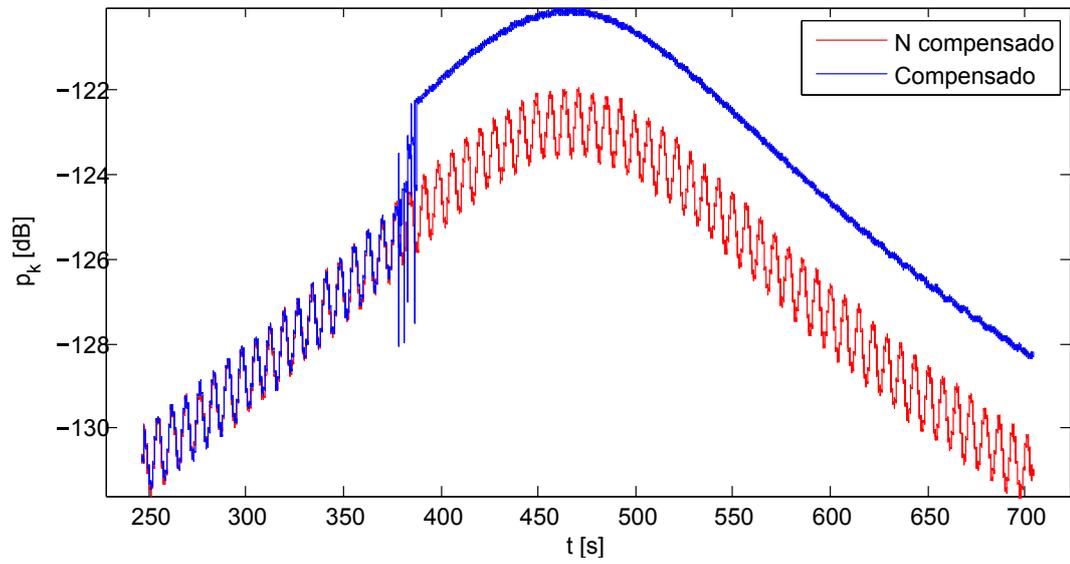


Figura 5.8: Comparação entre potência recebida por sistema compensado e sistema não compensado.

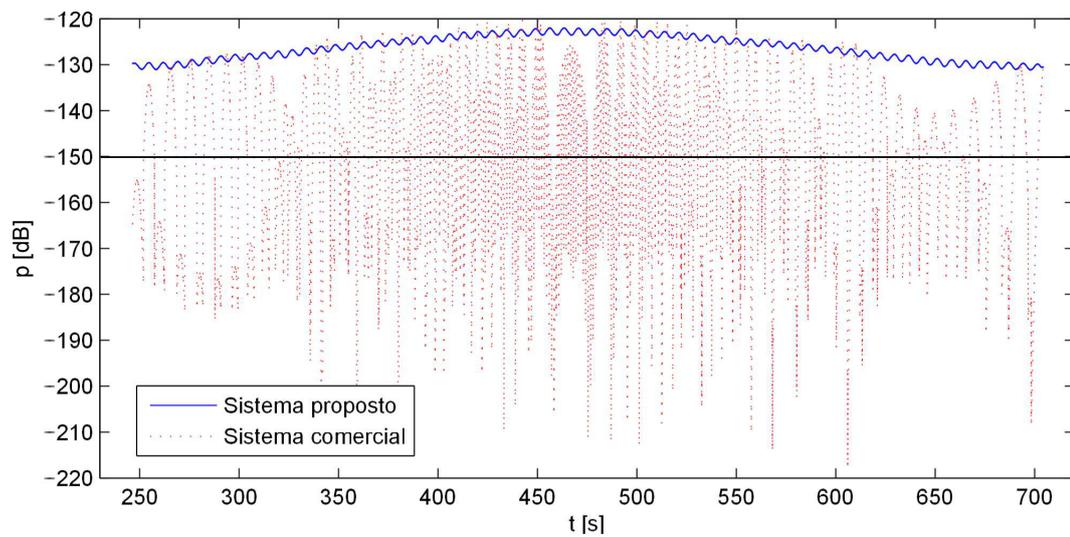


Figura 5.9: Potência recebida pela estação de solo.

## 6 CONCLUSÃO

### 6.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo do trabalho era a aplicação de filtragem estocástica e teoria de controle em um problema prático relacionado à área aeroespacial. O problema estudado aqui foi o controle da estrutura da antena de uma estação de solo. Parte do tempo de trabalho foi dedicada ao estudo da estação de solo atualmente instalada na DNU e as alterações desejadas para a comunicação com o satélite YMC-1, o qual está sendo concebido. Foram estudados algoritmos para predição de órbita de satélite, algoritmos para estimação do desvio do feixe de RF durante a comunicação e sistemas de controle aplicados ao problema de controle de antena. Como resultado destes estudos foram feitas duas propostas principais, uma relativa à estimação de desvio de apontamento da antena e outra relativa à lei de controle.

A primeira proposta é a aplicação do FK para a estimação do desvio de apontamento. Utilizando o movimento de varredura cônica, o sinal recebido varia de forma esperada e é possível estimar o desvio de apontamento. A técnica tradicional, utilizando estimação por batelada, se baseia em duas hipóteses: não há variação da posição do satélite durante o período de varredura e não há variação da potência da portadora. Ao aplicar o FK, foi possível eliminar estas duas considerações e fazer a estimação recursiva a cada instante, não sendo necessário acumular medições para isso. A primeira hipótese já havia sido eliminada em uma proposição semelhante, também utilizando o FK, porém com um modelo mais simples. A segunda suposição não apenas foi eliminada, mas também foi possível estimar a potência da portadora. Os resultados obtidos se mostraram mais precisos do que as outras técnicas de varredura, sendo inclusive comparáveis a resultados de técnicas baseadas em monopulso. Ou seja, com a técnica proposta, é possível obter resultados semelhantes ao monopulso, mas com menor custo de montagem e manutenção. O algoritmo tem um maior custo computacional quando comparado com outras técnicas, mas esse aumento não é significativo. Assim sendo, a desvantagem da técnica proposta em relação a técnicas de monopulso se limitou ao ajuste das matrizes de covariâncias do FK. Os resultados relativos a essa proposta foram aceitos para publicação em conferência internacional (*IEEE International Conference on Control and Automation - 2013*) [40].

A segunda proposta é uma lei de controle preditivo discreto baseado em modelo reduzido, ReMPC. O ReMPC não é restrito à aplicação que foi utilizada aqui, sendo uma alternativa ao MPC tradicional. O intuito do ReMPC é a diminuição do custo computacional atribuído ao passo de otimização do MPC, muitas vezes um fator limitante. Ao se estudar a lei de controle proposta, ela apresentou a forma de realimentação de estados fixa, com o ganho dependente

apenas do horizonte de predição, sendo menos custosa computacionalmente do que realizar um passo de otimização a cada instante. A lei de controle permite um projeto simples, sendo necessário apenas definir o horizonte de predição. Foram feitas ressalvas quanto à escolha desse horizonte de predição ao relacioná-lo com o atraso do sistema. Apesar de não se ter chegado a uma condição de estabilidade para a lei de controle, se chegou a uma expressão que, quando analisada, permite fazer essa verificação.

O sistema de controle projetado, incluindo as técnicas propostas, foi testado por meio de simulações. Os parâmetros das simulações foram os mais realistas possíveis. As simulações mostraram que o sistema proposto foi capaz de resolver o problema tendo um baixo custo financeiro. A estimação do feixe de RF foi precisa, com resultados similares a técnicas de monopulso, mas com equipamentos mais simples. Utilizando equipamentos simples como motor DC, codificador óptico e tacômetro, o controle teve um resultado de apontamento melhor do que sistemas comerciais próprios para antenas do porte da que foi testada, os quais têm o custo elevado. O sistema foi capaz de receber a potência de sinal mínima para a comunicação especificada para o projeto da antena, diferente do sistema comercial simulado.

## **6.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS**

Uma primeira proposta de trabalho futuro é o teste do sistema em uma estação de solo. Os resultados apresentados aqui foram promissores, mas não foram testados em um sistema real. Apesar da tentativa de realismo nas simulações, é necessário que o sistema seja confrontado com as adversidades de uma implementação prática. Há detalhes não modelados que possivelmente influenciariam nos resultados, por exemplo sinais captados pelos lóbulos laterais. Além disso, a viabilidade da implementação prática é desconhecida, e pouco se sabe sobre ela, já que não foi testada, podendo aqui ser citado o poder computacional disponível.

A técnica de conscan proposta ainda permite estudos. As matrizes de covariâncias são ajustadas de forma empírica por meio de simulações. Seria interessante ajustar tais matrizes mais facilmente, aumentando a simplicidade de implementação da técnica, por exemplo relacionando os valores das matrizes com os parâmetros da órbita, mesmo que por uma heurística. Outra proposta quanto à técnica de conscan é a utilização de filtros não lineares. O FK foi utilizado, mas antes foi necessário um processo de linearização da equação de medição. Como mostrado em [76], considerando outras fontes de incerteza no modelo como a incerteza do movimento da antena, o modelo de predição se torna não linear também. Uma abordagem seria estudar o problema utilizando modelos não lineares, considerando mais fontes incertezas no modelo e outras não linearidades. A partir dessa abordagem, seria interessante aplicar técnicas de filtragem próprias para sistemas não lineares.

A proposição de lei de controle ainda está sendo estudada. A lei foi concebida para

sistemas determinísticos e testadas em um modelo com incertezas, se mostrando capaz de superar esta diferença. Não se chegou a uma condição de estabilidade para o sistema, esta devendo ser testada em cada caso, mesmo que o sistema não controlado seja estável. Este ajuste permitiria uma restrição à definição do horizonte de predição. Além disso, o efeito de diferentes horizontes de predição deve ser estudado, de forma a facilitar a sua escolha.

Neste trabalho foi utilizada a heurística de que antenas de pequeno porte podem ser modeladas como corpo rígido, mas é importante verificar a influência desta abordagem para a comunicação em si. É possível que vibrações na antena influenciem a recepção do sinal, sendo necessário fazer a modelagem da antena como um corpo flexível. Ao se modelar a antena como um corpo flexível, é possível levar em conta restrições de vibrações durante a formulação da lei de controle.

O campo de estudos sobre comunicação com satélites e utilização de antenas é vasto. Desse tema, o que foi estudado e utilizado aqui não se aprofundou muito, pois que o trabalho teve foco na área de controle. Assim, um estudo sobre a modelagem do problema e sobre diferentes aplicações deve ser feito. Esse estudo enriqueceria o trabalho, permitindo novas análises em diferentes aplicações.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. D. Curtis, *Orbital Mechanics for Engineering Students*, ser. Elsevier Aerospace Engineering Series. Jordan Hill, Oxford: Butterworth-Heinemann, 2010.
- [2] W. Gawronski and E. M. Craparo, “Three Scanning Techniques for Deep Space Network Antennas to Estimate Spacecraft Position,” Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 2001.
- [3] B. R. Elbert, *The Satellite Communication Application Handbook*, 2nd ed. Massachusetts: Inc. Artech House, 2004.
- [4] W. Gawronski, “Control and Pointing Challenges of Large Antennas and Telescopes,” *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 2, pp. 276–289, march 2007.
- [5] T. S. Tuli, N. G. Orr, and R. E. Zee, “Low Cost Ground Station Design for Nanosatellite Missions,” in *AMSAT - North American Space Symposium*, 2006.
- [6] J. R. Chaurais, A. L. G. Souza, G. F. Oliveira, V. A. Larin, V. V. Belikov, and A. M. Kulabukhov, “Attitude determination, control and stabilization of a nanosatellite using reaction wheels,” *Journal of Dnepropetrovsk National University (Traduzido do russo)*, vol. 20, no. 4, pp. 130 – 136, 2012.
- [7] J. R. Chaurais, H. C. Ferreira, J. Y. Ishihara, R. A. Borges, A. M. Kulabukhov, V. A. Larin, and V. V. Belikov, “A High Precision Attitude Determination and Control System for the UYS-1 Nanosatellite,” in *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference*, 2013.
- [8] G. F. Oliveira, J. R. Chaurais, A. L. G. Souza, A. M. Kulabukhov, V. A. Larin, and V. V. Belikov, “An electromagnetic system for attitude determination and control of a nanosatellite,” *Journal of Dnepropetrovsk National University (Traduzido do russo)*, vol. 20, no. 4, pp. 137 – 144, 2012.
- [9] G. F. Oliveira, J. Y. Ishihara, R. A. Borges, H. C. Ferreira, A. M. Kulabukhov, V. A. Larin, and V. V. Belikov, “A low cost attitude determination and control system for the UYS-1 nanosatellite,” in *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference*, 2013.
- [10] A. L. G. Souza, G. F. de Oliveira, J. R. Chaurais, V. V. Belikov, A. M. Kulabukhov, and V. A. Larin, “Design of Ground Communication Antenna Control System for Nanosatellite Mission,” *Journal of Dnepropetrovsk National University (Traduzido do russo)*, vol. 20, no. 4, pp. 144 – 152, 2012.

- [11] B. R. Elbert, *The Satellite Communication Ground Segment and Earth Station Handbook*. Norwood: Artech House, 2001.
- [12] M. Bester, M. Lewis, T. Quinn, and J. Rauch-Leiba, "Automation of Operations and Ground Systems at U. C. Berkeley," in *Proceedings of the 5th International Symposium on Reducing the Cost of Spacecraft Ground Systems and Operations (RCSGSO)*, Padena, California, 2003.
- [13] K. Kim, H. Bang, J.-S. Chae, H.-Y. Park, and S.-H. Lee, "Ground Station Design for STSAT-3," *International Journal of Aeronautical and Space Science*, vol. 12, no. 3, pp. 283 – 287, 2011.
- [14] A. Chandrasekaran, K. Stewart, and G. Murphy, "Telemetry, Tracking and Ground Station Architectures for Small Satellite Clusters," in *42nd AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit*. Reno, Nevada: AIAA, 2004.
- [15] J. K. Kreng, M. M. Ardeshiri, O. C. Barbosa, and Y. Y. Krikorian, "Telemetry, Tracking, and Commanding (TT&C) Link Considerations for a LEO Sat," in *IEEE Aerospace Conference*, 2005.
- [16] Y. Doat, G. Theis, and C. Lannes, "Evolution of the ESA Ground-Station Monitoring and Control System," in *SpaceOps 2006 Conference*. AIAA, 2006.
- [17] T. Kelecyc and M. Jah, "Detection and orbit determination of a satellite executing low thrust maneuvers," *Acta Astronautica*, vol. 66, no. 5-6, pp. 798 – 809, 2010.
- [18] A. Heilmann, L. D. D. Ferreira, C. Dartora, and K. Nobrega, "Perturbative effects of antenna radiation reaction on artificial satellite orbit," *Aerospace Science and Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 352 – 357, 2012.
- [19] W. Gawronski, F. Baher, and O. Quintero, "Azimuth-track level compensation to reduce blind-pointing errors of the Deep Space Network antennas," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 42, no. 2, pp. 28–38, 2000.
- [20] W. Gawronski, *Modeling and Control of Antennas and Telescopes*. New York: Springer, 2008.
- [21] V. Y. Lo and M. K. Sue, "Monopulse Signal Processing and Simulation for DSN Beam Waveguide Antenna," Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1995.
- [22] V. Y. Lo, "Ka-Band Monopulse Antenna-Pointing System Analysis and Simulation," Jet Propulsion Laboratory - Communications Systems and Research Section, Pasadena, California, Tech. Rep., 1996.

- [23] M. A. Gudim, W. Gawronski, W. J. Hurd, P. R. Brown, and D. M. Strain, “Design and Performance of the Monopulse Pointing System of the DSN 34-Meter Beam Waveguide Antennas,” Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1999.
- [24] W. Gawronski and M. A. Gudim, “Design and Performance of the Monopulse Control System,” Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1999.
- [25] J. Nateghi, L. Mohammadi, and G. R. Solat, “Analysis of the four-horn monopulse for LEO satellite tracking using the exact model,” in *Advanced Communication Technology, 2009. ICACT 2009. 11th International Conference on*, vol. 02, feb. 2009, pp. 1349 –1352.
- [26] J. Nateghi and L. Mohammadi, “The comparison between the  $TE_{21}$  mode and the four-horn monopulse technique for LEO satellite tracking,” in *Advanced Communication Technology (ICACT), 2010 The 12th International Conference on*, vol. 1, feb. 2010, pp. 403 – 406.
- [27] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, and M. A. Hein, “A dual-band multimode monopulse tracking antenna for land-mobile satellite communications in Ka-band,” in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, march 2012, pp. 2357 – 2361.
- [28] J. E. Ohlson and M. S. Reid, “Conical-Scan Tracking With the 64-m-diameter Antenna at Goldstone,” Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1976.
- [29] J. Nateghi, L. Mohammadi, and G. R. Solat, “Analysis of the conical tracking technique in LEO satellite stations,” in *Advanced Communication Technology, 2009. ICACT 2009. 11th International Conference on*, vol. 03, feb. 2009, pp. 1950 –1953.
- [30] P. Besso, M. Bozzi, M. Gormaggi, and L. Perregrini, “Pointing enhancement techniques for deep-space antennas,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 2, no. 2, pp. 211 – 218, 2010.
- [31] G. J. Hawkins, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan, “Tracking systems for satellite communications,” *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, vol. 135, no. 5, pp. 393 – 407, october 1988.
- [32] L. S. Alvarez, “Analysis of Open-Loop Conical Scan Pointing Error and Variance Estimators,” Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1993.
- [33] W. Gawronski and E. M. Creparo, “Antenna scanning techniques for estimation of spacecraft position,” in *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, vol. 2, 2002, pp. 939 – 948.

- [34] W. K. Gawronski, C. S. Racho, and J. A. Mellstrom, "Application of the LQG and feedforward controllers to the deep space network antennas," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 417–421, 1995.
- [35] W. Gawronski, "An  $H_\infty$  Controller with Wind Disturbance Rejection Properties for the DSS-13 Antenna," Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1996.
- [36] A. T. Fleury, "Controle Robusto da Antena de um Radar Meteorológico," in *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, 2010.
- [37] R. B. Dybdal and K. M. SooHoo, "Narrow beamwidth satellite antenna pointing and tracking," in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, pp. 2012–2015.
- [38] W. Gaw, "Single-Loop Antenna Control," Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 2002.
- [39] D. B. Eldred, "An Improved Conscan Algorithm Based on a Kalman Filter," Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 1994.
- [40] A. L. G. Souza, G. A. Borges, J. Y. Ishihara, H. C. Ferreira, R. A. Borges, V. V. Belikov, A. M. Kulabukhov, and V. A. Larin, "Antenna Pointing Error Estimation Using Conical Scan Technique and Kalman Filter," in *IEEE International Conference on Control and Automation*, 2013, accepted.
- [41] L. H. Arab, A. Belemhedi, M. A. Ahmed, and N. Habani, "Model Predictive Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor in State Space with Input Constraints," in *AIP Conference Proceedings*. American Institute of Physics, 2008, pp. 203–207.
- [42] A. Ghahramani, T. Karbasi, M. Nasirian, and A. K. Sedigh, "Predictive control of earth station antenna (XY pedestal)," in *Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), 2011 2nd International Conference on*, 2011, pp. 344–349.
- [43] I. Mohammadzaman, A. Sedigh, M. Nasirian, and M. H. Ferdowsi, "Predictive control of earth station antenna with backlash compensation," in *Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 2006 IEEE*, 2006, pp. 2225–2230.
- [44] I. Mohammadzaman, A. K. Sedigh, and M. Nasirian, "Predictive Control of Earth Station Antenna with Friction Compensation," in *Mechatronics and Automation, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on*, 2006, pp. 1577–1582.

- [45] I. Mohammadzaman, A. K. Sedigh, and M. Nasirian, "Predictive Control of Non-minimum Phase Motor with Backlash in an Earth Station Antenna," in *Control Conference, 2006. CCC 2006. Chinese*, 2006, pp. 900–905.
- [46] A. Ghahramani, T. Karbasi, M. Nasirian, and A. K. Sedigh, "Predictive Control of a Two Degrees of Freedom XY robot (Satellite Tracking Pedestal) and comparing GPC and GIPC algorithms for Satellite Tracking," in *Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), 2011 2nd International Conference on*, 2011, pp. 865–870.
- [47] L. J. I. Jr., *Satellite Communications Systems Engineering - Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance*, ser. Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing. John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [48] M. O. Kolawole, *Satellite Communication Engineering*, ser. Signal Processing and Communications Series. New York: Inc. Marcel Dekker, 2002.
- [49] A. A. Atayero, M. K. Luka, and A. A. Alatishe, "Satellite Link Design: A Tutorial," *International Journal of Electrical & Computer Sciences*, vol. 11, no. 04, pp. 1 – 6, 2011.
- [50] D. Simon, *Optimal State Estimation*. New Jersey: Wiley Interscience, 2005.
- [51] R. Vullings, B. De Vries, and J. W. M. Bergmans, "An Adaptive Kalman Filter for ECG Signal Enhancement," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 1094–1103, 2011.
- [52] S. Y. Chen, "Kalman Filter for Robot Vision: A Survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 11, pp. 4409–4420, 2012.
- [53] Z.-Q. Zhang, X.-L. Meng, and J.-K. Wu, "Quaternion-Based Kalman Filter With Vector Selection for Accurate Orientation Tracking," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 10, pp. 2817–2824, 2012.
- [54] S. Bogatin, K. Foppe, P. Wasmeier, T. A. Wunderlich, T. Schafer, and D. Kogoj, "Evaluation of linear Kalman filter processing geodetic kinematic measurements," *Measurement*, vol. 41, no. 5, pp. 561 – 578, 2008.
- [55] A. H. Jazwinski, *Stochastic Processes and Filtering Theory*. New York: Dover Publications, INC, 1970.
- [56] L. A. Auirre, *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.

- [57] J. Jena and P. K. Sahu, "Rain fade and Ka-band Spot Beam Satellite communication in India," in *Recent Advances in Space Technology Services and Climate Change (RSTSCC)*, 2010, nov. 2010, pp. 304 –306.
- [58] T. V. Omotosho, J. S. Mandeep, and M. Abdullah, "Atmospheric gas impact on fixed satellite communication link a study of its effects at Ku, Ka and V bands in Nigeria," in *Space Science and Communication (IconSpace)*, 2011 IEEE International Conference on, july 2011, pp. 69 –72.
- [59] M. Krynitz, "The ground station of the future," *Acta Astronautica*, vol. 67, no. 9-10, pp. 1252 – 1254, 2010.
- [60] A. N. Curren, J. Dayton, J. A., R. W. Palmer, K. J. Long, D. A. Force, C. E. Weeder, Z. A. Zachar, and W. L. Harvey, "The Cassini mission Ka-band TWT," in *Electron Devices Meeting, 1994. IEDM '94. Technical Digest., International*, dec 1994, pp. 783 – 786.
- [61] S. Shambayati, "The Struggle for Ka-band: NASA's Gradual Move Towards Using 32-GHz Ka-band for Deep Space Mission," in *Aerospace Conference, 2007 IEEE*, march 2007, pp. 1 – 21.
- [62] W. Li, C. L. Law, and V. Dubey, "A novel ARQ-based multistep power control scheme for Ka-band LEO satellite CDMA systems," in *Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on*, vol. 9, 2001, pp. 2625 – 2629.
- [63] M. Hein, H. Bayer, A. Kraus, R. Stephan, C. Volmer, A. Heuberger, E. Eberlein, C. Keip, M. Mehnert, A. Mitschele-Thiel, P. Dries, and T. Volkert, "Perspectives for mobile satellite communications in Ka-band (MoSaKa)," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, april 2010, pp. 1 – 5.
- [64] S. H. M. Armaki, F. H. Kashani, J. R. Mohasel, and M. Nasser-Moghadas, "Design and Realization of Tracking Feed Antenna System," in *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 12, 2011, pp. 908 – 915.
- [65] S. A. Elgamel and J. J. Soraghan, "Enhanced monopulse radar tracking using filtering in fractional Fourier domain," in *Radar Conference, 2010 IEEE*, may 2010, pp. 247 –250.
- [66] U. Nickel, "Overview of generalized monopulse estimation," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 21, no. 6, pp. 27 –56, june 2006.
- [67] U. Nickel, "Performance analysis of space time-adaptive monopulse," *Signal Processing*, vol. 84, no. 9, pp. 1561 – 1579, 2004.

- [68] U. Nickel, "Generalised monopulse estimation and its performance," in *Signal Processing and Information Technology, 2003. ISSPIT 2003. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on*, dec. 2003, pp. 174 – 177.
- [69] T. Inoue and T. Kaituka, "K-Band Tracking System for Domestic Satellite Communication System," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no. 4, pp. 561 – 570, 1981.
- [70] A. Tribak, A. Mediavilla, K. Cepero, and J. L. Cano, "Highly efficient monopulse tracking feed subsystem for unmanned aerial vehicle," in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, oct. 2011, pp. 1027 –1030.
- [71] S. H. M. Armaki, F. H. Kashani, J. Rashed-Mohassel, and M. Fallah, "Design and Development of Monopulse Dual Mode Corrugated Horn," in *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, 2011.
- [72] B. Subbarao and V. F. Fusco, "Single aperture monopulse horn antenna," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15, no. 2, pp. 80 – 82, feb. 2005.
- [73] Z. Yu, G. Wang, T. Lei, and Z. Yu, "Design of a broadband planar monopulse antenna of S band," in *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2011*, vol. 1, july 2011, pp. 510 –513.
- [74] G. M. Brooker, "Conical-scan antennas for W-band radar systems," in *Proceedings of the International Radar Conference, 2003.*, 2003, pp. 406 – 411.
- [75] W. E. Schmitendorf, Y. K. Kao, and H. Y. Hwang, "Robust tracking controller for a seeker scan loop," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 2, pp. 282 – 288, mar 1999.
- [76] L. Chen, N. Fathpour, and R. K. Mehra, "Comparison Antenna Conical Scan Algorithms for Spacecraft Position Estimation," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 30, no. 4, pp. 1186 – 1189, 2007.
- [77] W. Gawronski and J. A. Mellstrom, "Antenna Servo Design for Tracking Low-Earth-Orbiting Satellites," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 17, no. 6, pp. 1179 – 1184, 1994.
- [78] W. Gawronski, "Linear Quadratic Controller Design for the Deep Space Network Antennas," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 17, no. 04, pp. 655 – 660, 1994.
- [79] W. Gawronski, "A Balanced LQG Compensator for Flexible Structures," *Automatica*, vol. 30, no. 10, pp. 1555 – 1564, 1994.

- [80] K. B. Lim and W. Gawronski, "Hankel Singular Values of Flexible Structures in Discrete Time," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 19, no. 6, pp. 1370 – 1377, 1996.
- [81] W. Gawronski and K. B. Lim, "Frequency Weighting for the  $H_\infty$  and  $H_2$  Control Design of Flexible Structures," *Journal of Guidance*, vol. 21, no. 4, pp. 664 – 666, 1998.
- [82] W. K. Gawronski, *Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures*. New York: Springer, 2004.
- [83] W. Gawronski, "Design and Performance of the  $H_\infty$  Controller for the Beam-Waveguide Antennas," Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 2011.
- [84] C.-H. Cho, S.-H. Lee, T.-Y. Kwon, and C. Lee, "Antenna Control System Using Step Tracking Algorithm with  $H_\infty$  Controller," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 83 – 92, 2003.
- [85] W. Gawronski., "Antenna Linear-Quadratic-Gaussian (LQG) Controllers: Properties, Limits of Performance, and Tuning Procedure," Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep., 2004.
- [86] P. S. Crawford and R. J. H. Brush, "Trajectory optimisation to minimise antenna pointing error," *Computing Control Engineering Journal*, vol. 6, no. 2, pp. 61 –67, april 1995.
- [87] W. Gawronski, "Command Preprocessor for the Beam-Waveguide Antennas," Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, Tech. Rep., 1999.
- [88] W. Gawronski, B. Bienkiewicz, and R. E. Hill, "Wind-Induced Dynamics of a Deep Space Network Antenna," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 178, no. 1, pp. 67 – 77, 1994.
- [89] W. Gawronski, "Modeling Wind-Gust Disturbance for the Analysis of Antenna Pointing Accuracy," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 1, pp. 50 – 58, 2004.
- [90] W. Gawronski, J. A. Mellstrom, and B. Bienkiewicz, "Antenna Mean Wind Torques: A Comparison of Field and Wind-Tunnel Data," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 5, pp. 55 – 59, 2005.
- [91] W. Gawronski, "Antenna control systems: from PI to  $H_\infty$ ," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, no. 1, pp. 52–60, feb. 2001.

- [92] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, and P. O. M. Scokaert, “Constrained model predictive control: Stability and optimality,” *Automatica*, vol. 36, pp. 789 – 814, 1999.
- [93] A. Rahideh and M. H. Shaheed, “Constrained output feedback model predictive control for nonlinear systems,” *Control Engineering Practice*, vol. 20, pp. 431 – 443, 2012.
- [94] D. Yulin, “The analysis and implement of PLC- based PI control for the permanent magnet DC motor,” in *Communication Systems, Networks and Applications (ICCSNA), 2010 Second International Conference on*, vol. 1, 2010, pp. 448–451.
- [95] B. Bhushan and M. Singh, “Adaptive control of DC motor using bacterial foraging algorithm,” *Applied Soft Computing*, vol. 11, pp. 4913 – 4920, 2011.
- [96] J. Lofberg, “A stabilizing MPC algorithm using performance bounds from saturated linear feedback,” in *Proceedings of the 39-th IEEE Conference on Decision and Control*, 2000.
- [97] W. Al-Gherwi, H. Budman, and A. Elkamel, “A robust distributed model predictive control algorithm,” *Journal of Process Control*, vol. 21, no. 8, pp. 1127 – 1137, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S095915241100134X>
- [98] I. S. Choi, A. Rossiter, and P. Fleming, “Effectiveness of MPC algorithms for hot rolling mills in the presence of disturbances,” in *Proceedings of the 2007 American Control Conference*, 2007.
- [99] B. Khan and J. A. Rossiter, “Robust MPC algorithms using alternative parameterisations,” in *UKACC International Conference on Control*, 2012.
- [100] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [101] P. Chen and Y.-Z. Lu, “Memetic algorithms based real-time optimization for nonlinear model predictive control,” in *System Science and Engineering (ICSSE), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 119–124.
- [102] M. Y. He, M. Kiemb, A. L. Tits, A. Greenfield, and V. Sahasrabudhe, “Constraint-reduced interior-point optimization for model predictive rotorcraft control,” in *American Control Conference (ACC), 2010*, 2010, pp. 2088–2094.
- [103] C. D. Meyer, *Matrix Analysis and Applied Linear Algebra*. Philadelphia: SIAM, 2001.
- [104] T. Kailath, *Linear systems*, ser. Prentice-Hall information and system sciences series. New Jersey: Prentice-Hall, 1980.

- [105] G. F. Franklin, D. J. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*. Boston, Massachusetts: Addison-Wesley, 1997.
- [106] D. Chu, T. Chen, and H. Marquez, “Finite horizon robust model predictive control with terminal cost constraints,” *Control Theory and Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, no. 2, pp. 156–166, 2006.