

FÁBIO DE OLIVEIRA FIALHO

**RADIOTELESCÓPIO DE ITAPETINGA: MODELAGEM E
PROJETO DE COMPENSADORES.**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de Mestre
em Engenharia.

**CONSULTA
FD-3373**

São Paulo
2003

OK

FÁBIO DE OLIVEIRA FIALHO

**RADIOTELESCÓPIO DE ITAPETINGA: MODELAGEM E
PROJETO DE COMPENSADORES.**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de Mestre
em Engenharia.

Área de Concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador:
Fuad Kassab Júnior

São Paulo
2003

FD-3373

FICHA CATALOGRÁFICA

Fialho, Fábio de Oliveira

Radiotelescópio de Itapetinga: modelagem e projeto de compensadores / Fábio de Oliveira Fialho. -- São Paulo, 2003. 194 p. + 1 CD-Rom.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle

**1.Radiotelescópios 2.Modelagem matemática
3.Controladores digitais I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II.t.**

*Aos meus familiares e amigos, às pessoas que
torcem pelo meu sucesso e a todos que
contribuem para o crescimento do nosso país.*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais que me deram tranqüilidade para a realização deste mestrado e sem os quais não teria sido viável.

Meus especiais agradecimentos ao Prof. Dr. Fuad Kassab Júnior, orientador deste projeto, que confiou a mim a tarefa de abrir novos horizontes a um equipamento que caminhava para a obsolescência e por ter mantido seu apoio do início ao fim.

Ao Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas da Universidade de São Paulo (IAG-USP) por ter apostado na parceria com a EPUSP na busca de melhorias para o radiotelescópio, especialmente à Prof^a. Livre-Docente Zulema Abraham, que coordenou a participação do IAG no desenvolvimento deste projeto, ao Mestre Cesar Strauss pelas numerosas horas dedicadas a este trabalho, contribuindo direta e decisivamente para o seu sucesso e ao Eng. Jorge Claudio Raffaelli pelas informações e assessoria prestadas.

À equipe do Observatório de Itapetinga, especialmente ao técnico Rubens Yasushi Hadano por sua contribuição nos testes experimentais e esforço em manter o radiotelescópio em condições operacionais adequadas.

Quero agradecer também aos Profs. Drs. Paulo Sérgio Pereira da Silva e Ricardo Paulino Marques pelas críticas construtivas realizadas durante a *Qualificação* deste trabalho, que contribuíram, respectivamente, para melhorar a qualidade e abrangência do sistema de controle com o estudo de geração de trajetórias, e para melhorar a qualidade da apresentação e encadeamento de idéias desenvolvidas.

Aos Profs. Drs. José Jaime da Cruz e Cláudio Garcia pelas conversas durante a fase inicial de projeto que foram determinantes para a definição dos rumos do desenvolvimento teórico e experimental deste trabalho.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS

RESUMO

ABSTRACT

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS DO TRABALHO	1
1.2	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	2
1.3	FLUXOGRAMA DE DESENVOLVIMENTO	3
2	RADIOTELESCÓPIO	7
2.1	DEFINIÇÕES BÁSICAS	7
2.1.1	<i>ASTRONOMIA</i>	7
2.1.2	<i>SISTEMAS DE COORDENADAS</i>	7
2.1.3	<i>TELESCÓPIO</i>	9
2.1.4	<i>RADIOTELESCÓPIO</i>	11
2.1.5	<i>MONTAGEM</i>	11
2.2	MODOS DE OPERAÇÃO	12
2.3	TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS	14
2.4	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA	15
2.4.1	<i>DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE ELEVÇÃO</i>	15
2.4.2	<i>DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE AZIMUTE</i>	19
2.4.3	<i>DIAGRAMAS DE BLOCOS TOTAL DO SISTEMA</i>	20
3	MODELO DO RADIOTELESCÓPIO	22
3.1	MODELAMENTO DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES	23
3.1.1	<i>MODELAGEM MATEMÁTICA DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES</i>	24
3.1.2	<i>RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES</i>	27
3.2	MODELAMENTO DOS MOTORES	33
3.2.1	<i>MODELAGEM MATEMÁTICA DOS MOTORES</i>	33
3.2.2	<i>RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS MOTORES</i>	38
3.3	MODELAMENTO DO SISTEMA DE AZIMUTE	40
3.3.1	<i>MODELAGEM MATEMÁTICA DO SISTEMA DE AZIMUTE</i>	42
3.3.2	<i>RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE AZIMUTE</i>	50
3.4	MODELAMENTO DO SISTEMA DE ELEVÇÃO	56
3.4.1	<i>MODELAGEM MATEMÁTICA DO SISTEMA DE ELEVÇÃO</i>	56
3.4.2	<i>RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE ELEVÇÃO</i>	61
4	CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE E ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO	67
4.1	CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE	67
4.2	ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO	68
4.2.1	<i>RESTRICÇÕES GERAIS DO SISTEMA</i>	68
4.2.2	<i>ESPECIFICAÇÕES DE OPERAÇÃO</i>	68
5	PROJETO DOS CONTROLADORES E SIMULAÇÕES E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	75

5.1	GERAÇÃO DE TRAJETÓRIAS	76
5.1.1	<i>POSICIONAMENTO</i>	76
5.1.2	<i>RASTREIO CONTÍNUO</i>	81
5.1.3	<i>COMUTAÇÃO ON-OFF</i>	82
5.1.4	<i>VARREDURA</i>	85
5.2	COMPENSADORES	88
5.3	VALIDAÇÃO DOS COMPENSADORES DE AZIMUTE	93
5.3.1	<i>VALIDAÇÃO DO POSICIONAMENTO</i>	94
5.3.2	<i>VALIDAÇÃO DO RASTREIO CONTÍNUO</i>	96
5.3.3	<i>VALIDAÇÃO DA COMUTAÇÃO ON-OFF</i>	99
5.3.4	<i>VALIDAÇÃO DA VARREDURA</i>	101
5.4	VALIDAÇÃO DOS COMPENSADORES DE ELEVAÇÃO	103
5.4.1	<i>VALIDAÇÃO DO POSICIONAMENTO</i>	104
5.4.2	<i>VALIDAÇÃO DO RASTREIO CONTÍNUO</i>	105
5.4.3	<i>VALIDAÇÃO DA VARREDURA</i>	107
5.5	TABELAS COMPARATIVAS DE RESULTADOS.....	108
6	ANÁLISE DOS RESULTADOS	111
7	PROPOSTA DE NOVO SISTEMA DE AUTOMAÇÃO E CONTROLE	116
7.1	NOVOS MOTORES	116
7.2	NOVOS AMPLIFICADORES.....	118
7.3	NOVA ARQUITETURA DE CONTROLE.....	121
8	CONCLUSÕES.....	129
9	LISTA DE REFERÊNCIAS	135
10	APÊNDICES	137
10.1	PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES	137
10.2	DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES.....	139
10.3	PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS MOTORES ..	152
10.4	DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS MOTORES.....	157
10.5	PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE AZIMUTE.....	161
10.6	DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE AZIMUTE	167
10.7	PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE ELEVAÇÃO ..	177
10.8	DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO	182
10.9	PROJETO DO FILTRO DIGITAL	192
10.10	CONTROLE PID	192

CD-ROM ALGORITMOS, DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO, TABELAS E DOCUMENTOS

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1: FLUXOGRAMA DE ATIVIDADES.....	4
FIGURA 2.1: SISTEMA DE COORDENADAS HORIZONTAIS LOCAIS.....	8
FIGURA 2.2: SISTEMA EQUATORIAL DE COORDENADAS.....	8
FIGURA 2.3: FOCO TIPO <i>CASSEGRAIN</i>	10
FIGURA 2.4: MONTAGEM <i>ALTAZIMUTAL</i> DE UM TELESCÓPIO.....	12
FIGURA 2.5: OPERAÇÃO DE <i>VARREDURA</i>	13
FIGURA 2.6: DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO (ADAPTADO DE GENZANI <i>ET AL</i> (2000))	15
FIGURA 2.7: DIAGRAMA DE BLOCOS DA MALHA DE CONTROLE ATUAL DE ELEVAÇÃO DO RADIOTELESCÓPIO.....	17
FIGURA 2.8: DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE AZIMUTE.....	20
FIGURA 2.9: DIAGRAMA DE BLOCOS ATUAL DO RADIOTELESCÓPIO.....	21
FIGURA 3.1: MALHA DE CONTROLE DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO.....	22
FIGURA 3.2: CURVA CARACTERÍSTICA ENTRADA X SAÍDA DOS AMPLIFICADORES.....	25
FIGURA 3.3: CURVA CARACTERÍSTICA ENTRADA X SAÍDA DOS AMPLIFICADORES E REGIÕES DE OPERAÇÃO.....	25
FIGURA 3.4: OPERAÇÃO TÍPICA DOS PARES DE AMPLIFICADORES.....	26
FIGURA 3.5: MODELO DOS AMPLIFICADORES <i>EL1</i> E <i>EL2</i>	27
FIGURA 3.6: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE SEM AJUSTES.....	28
FIGURA 3.7: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE APÓS AJUSTES.....	29
FIGURA 3.8: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO SEM AJUSTES.....	31
FIGURA 3.9: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO APÓS AJUSTES.....	31
FIGURA 3.10: DIAGRAMA DE UM MOTOR DE C.C COM EXCITAÇÃO INDEPENDENTE.....	33
FIGURA 3.11: CARACTERÍSTICA TORQUE X VELOCIDADE.....	36
FIGURA 3.12: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DO MOTOR.....	39
FIGURA 3.13: COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DO MOTOR E SEU MODELO NÃO LINEAR.....	40
FIGURA 3.14: SISTEMA MECÂNICO DO RADIOTELESCÓPIO.....	41
FIGURA 3.15: SISTEMA DE COORDENADAS SOLIDÁRIO AO EIXO DE ELEVAÇÃO.....	42
FIGURA 3.16: φ E θ_{EL} NO PLANO CARTESIANO.....	42
FIGURA 3.17: SISTEMA DE COORDENADAS SOLIDÁRIO AO EIXO DE AZIMUTE.....	43
FIGURA 3.18: TRANSMISSÃO DE ENGRENAGENS (CRUZ, 1999).....	44
FIGURA 3.19: RESPOSTAS AO DEGRAU TRIPLO DO AZIMUTE NEGATIVO PARA DIVERSAS ELEVAÇÕES ANTES DO BALANCEAMENTO.....	51
FIGURA 3.20: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE AZIMUTE POSITIVO P/ ELEVAÇÕES DE 45° E 80° REAL E MODELADO.....	53
FIGURA 3.21: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE AZIMUTE NEGATIVO P/ ELEVAÇÕES DE 45° E 80°.....	54
FIGURA 3.22: VALIDAÇÃO DO MODELO DE AZIMUTE POSITIVO PARA ELEVAÇÃO DE 60°.....	55
FIGURA 3.23: VALIDAÇÃO DO MODELO DE AZIMUTE NEGATIVO PARA ELEVAÇÃO DE 60°.....	55
FIGURA 3.24: φ E θ_{EL} NO PLANO CARTESIANO.....	56
FIGURA 3.25: RESPOSTAS AO DEGRAU DO EIXO DE ELEVAÇÃO ANTES DO BALANCEAMENTO.....	62
FIGURA 3.26: RESPOSTAS AO DEGRAU DO EIXO DE ELEVAÇÃO APÓS O BALANCEAMENTO PARA TODA A ELEVAÇÃO.....	63
FIGURA 3.27: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE ELEVAÇÃO SUBIDA.....	64
FIGURA 3.28: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE ELEVAÇÃO DESCIDA.....	65
FIGURA 3.29: VALIDAÇÃO DO MODELO DE ELEVAÇÃO SUBIDA.....	66
FIGURA 3.30: VALIDAÇÃO DO MODELO DE ELEVAÇÃO DESCIDA.....	66
FIGURA 4.1: REQUISITOS E RESTRIÇÕES DO <i>POSICIONAMENTO</i> GRAFICAMENTE.....	69
FIGURA 4.2: REQUISITOS E RESTRIÇÕES DO <i>RASTREIO CONTÍNUO</i> GRAFICAMENTE.....	70
FIGURA 4.3: REQUISITOS E RESTRIÇÕES DA <i>COMUTAÇÃO ON-OFF</i> GRAFICAMENTE.....	72
FIGURA 4.4: ESBOÇO DA <i>VARREDURA</i>	73
FIGURA 4.5: REQUISITOS E RESTRIÇÕES DA <i>VARREDURA</i> GRAFICAMENTE.....	73
FIGURA 5.1: DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE A SER DESENVOLVIDO.....	75
FIGURA 5.2: TRAJETÓRIA DE <i>POSICIONAMENTO</i> BASEADA EM RAMPA.....	78
FIGURA 5.3: 1ª OPÇÃO DE TRAJETÓRIA DE <i>POSICIONAMENTO</i> ADOTADA.....	78

FIGURA 5.4: 2ª OPÇÃO DE TRAJETÓRIA DE <i>POSICIONAMENTO</i> ADOTADA	80
FIGURA 5.5: TRAJETÓRIA DE <i>COMUTAÇÃO ON-OFF</i>	83
FIGURA 5.6: TRAJETÓRIA DE <i>COMUTAÇÃO ON-OFF</i> ACRESCIDA DO <i>RASTREIO</i>	83
FIGURA 5.7: TRECHOS DA TRAJETÓRIA DE <i>COMUTAÇÃO ON-OFF</i>	84
FIGURA 5.8: TRAJETÓRIA DE <i>VARREDURA</i> ADOTADA	86
FIGURA 5.9: TRECHOS DA TRAJETÓRIA DE <i>VARREDURA</i>	87
FIGURA 5.10: CONTRIBUIÇÃO DO <i>RASTREIO CONTÍNUO</i> NO DESLOCAMENTO DE <i>VARREDURA</i>	88
FIGURA 5.11: MALHA DE CONTROLE ATUAL DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO	89
FIGURA 5.12: NOVA MALHA DE CONTROLE DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO	90
FIGURA 5.13: MALHA DE CONTROLE DE AZIMUTE EM <i>SIMULINK</i>	91
FIGURA 5.14: RESPOSTAS COMPARATIVAS ENTRE AS DUAS TRAJETÓRIAS SUGERIDAS	92
FIGURA 5.15: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>POSICIONAMENTO</i> PARA $\Delta\theta = 10^\circ$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	95
FIGURA 5.16: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>POSICIONAMENTO</i> PARA $\Delta\theta = -10^\circ$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	96
FIGURA 5.17: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>POSICIONAMENTO</i> PARA $\Delta\theta = 1^\circ$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	96
FIGURA 5.18: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>RASTREIO</i> PARA $\omega_{rast} = 0,002^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	97
FIGURA 5.19: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>RASTREIO</i> PARA $\omega_{rast} = 0,01^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	98
FIGURA 5.20: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>RASTREIO</i> PARA $\omega_{rast} = 0,1^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	99
FIGURA 5.21: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>COMUTAÇÃO</i> PARA $\omega_{rast} = 0,01^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	100
FIGURA 5.22: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>VARREDURA</i> PARA $\omega_{var} = 0,05^\circ/\text{seg}$, $\omega_{rast} = 0,002^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	101
FIGURA 5.23: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>VARREDURA</i> PARA $\omega_{var} = 0,05^\circ/\text{seg}$, $\omega_{rast} = 0,1^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	102
FIGURA 5.24: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>VARREDURA</i> PARA $\omega_{var} = 0,3^\circ/\text{seg}$, $\omega_{rast} = 0,002^\circ/\text{seg}$ E $\theta_{EL} = 45^\circ$	103
FIGURA 5.25: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>POSICIONAMENTO</i> PARA $\Delta\theta = 10^\circ$	104
FIGURA 5.26: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>POSICIONAMENTO</i> PARA $\Delta\theta = 1^\circ$	105
FIGURA 5.27: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>RASTREIO</i> PARA $\omega_{rast} = 0,001^\circ/\text{seg}$	106
FIGURA 5.28: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>RASTREIO</i> PARA $\omega_{rast} = 0,005^\circ/\text{seg}$	106
FIGURA 5.29: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>VARREDURA</i> PARA $\omega_{var} = 0,05^\circ/\text{seg}$ E $\omega_{rast} = 0,001^\circ/\text{seg}$	107
FIGURA 5.30: RESPOSTAS DO CONTROLE DE <i>VARREDURA</i> PARA $\omega_{var} = 0,1^\circ/\text{seg}$ E $\omega_{rast} = 0,005^\circ/\text{seg}$	108
FIGURA 7.1: CURVAS CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DOS AMPLIFICADORES	119
FIGURA 7.2: PROPOSTA DE CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES	120
FIGURA 7.3: ARQUITETURA ATUAL DE CONTROLE DO RADIOTELESCÓPIO	122
FIGURA 7.4: PROPOSTA DE ARQUITETURA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO PARA O RADIOTELESCÓPIO	124
FIGURA 7.5: PROPOSTA DE DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO	128
FIGURA 8.1: TRAJETÓRIA ALTERNATIVA DE VARREDURA PARA ATENUAR O EFEITO DO ATRITO DE DESTAQUE	131
FIGURA 10.1: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE SEM AJUSTES	140
FIGURA 10.2: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE APÓS AJUSTES	141
FIGURA 10.3: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE APÓS AJUSTES (REGIÃO DE TRABALHO)	141
FIGURA 10.4: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE APÓS AJUSTES MEDIDAS POR OSCILOSCÓPIO (REGIÃO DE TRABALHO)	142
FIGURA 10.5: APROXIMAÇÕES POR FUNÇÕES DE 1º E 2º GRAU DAS CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE (ESFORÇO DE CONTROLE NEGATIVO)	143

FIGURA 10.6: APROXIMAÇÕES POR FUNÇÕES DE 1° E 2° GRAU DAS CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE AZIMUTE (ESFORÇO DE CONTROLE POSITIVO).....	143
FIGURA 10.7: MODELO EM <i>SIMULINK</i> DO CONDICIONADOR E AMPLIFICADORES DE AZIMUTE.....	146
FIGURA 10.8: RESPOSTA AO DEGRAU TÍPICA DOS AMPLIFICADORES	146
FIGURA 10.9: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO SEM AJUSTES.....	147
FIGURA 10.10: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO APÓS AJUSTES	148
FIGURA 10.11: CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO APÓS AJUSTES (REGIÃO DE TRABALHO)	148
FIGURA 10.12: APROXIMAÇÕES POR FUNÇÕES DE 1° E 2° GRAU DAS CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO (ESFORÇO DE CONTROLE NEGATIVO).....	149
FIGURA 10.13: APROXIMAÇÕES POR FUNÇÕES DE 1° E 2° GRAU DAS CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO (ESFORÇO DE CONTROLE POSITIVO).....	149
FIGURA 10.14: MODELO EM <i>SIMULINK</i> DO CONDICIONADOR E AMPLIFICADORES DE ELEVAÇÃO	152
FIGURA 10.15: DIAGRAMA DE BLOCOS DO MOTOR.....	153
FIGURA 10.16: RESPOSTA AO DEGRAU DE UM SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM	153
FIGURA 10.17: CURVA PARA A IDENTIFICAÇÃO DO ATRITO DE <i>COULOMB</i>	155
FIGURA 10.18: MONTAGEM PARA ENSAIO DO MOTOR.....	156
FIGURA 10.19: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DO MOTOR.....	157
FIGURA 10.20: MONTAGEM ALTERNATIVA PARA ENSAIO DO MOTOR.....	158
FIGURA 10.21: MODELO PADRÃO EM <i>SIMULINK</i> DOS MOTORES	160
FIGURA 10.22: COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DO MOTOR E SEU MODELO NÃO LINEAR	161
FIGURA 10.23: RESPOSTA AO DEGRAU DE UM SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM	163
FIGURA 10.24: CURVA PARA A IDENTIFICAÇÃO DO ATRITO DE <i>COULOMB</i> EM AZIMUTE	164
FIGURA 10.25: MONTAGEM PARA ENSAIO DO SISTEMA DE AZIMUTE.....	166
FIGURA 10.26: RESPOSTAS AO DEGRAU TRIPLO DO AZIMUTE NEGATIVO PARA DIVERSAS ELEVAÇÕES ANTES DO BALANCEAMENTO	167
FIGURA 10.27: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE AZIMUTE POSITIVO P/ ELEVAÇÕES DE 45° E 80°	169
FIGURA 10.28: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE AZIMUTE NEGATIVO P/ ELEVAÇÕES DE 45° E 80°	171
FIGURA 10.29: MODELO EM <i>SIMULINK</i> DE AZIMUTE POSITIVO.....	174
FIGURA 10.30: COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DE AZIMUTE POSITIVO COM ELEVAÇÃO DE 45° E O MODELO NÃO LINEAR OBTIDO DA MESMA.....	175
FIGURA 10.31: COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DE AZIMUTE NEGATIVO COM ELEVAÇÃO DE 45° E O MODELO NÃO LINEAR OBTIDO DA MESMA.....	175
FIGURA 10.32: VALIDAÇÃO DO MODELO DE AZIMUTE POSITIVO PARA ELEVAÇÃO DE 60°.....	176
FIGURA 10.33: VALIDAÇÃO DO MODELO DE AZIMUTE NEGATIVO PARA ELEVAÇÃO DE 60°	176
FIGURA 10.34: RESPOSTA AO DEGRAU DE UM SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM	178
FIGURA 10.35: CURVA PARA A IDENTIFICAÇÃO DO ATRITO DE <i>COULOMB</i> EM ELEVAÇÃO	180
FIGURA 10.36: MONTAGEM PARA ENSAIO DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO	181
FIGURA 10.37: RESPOSTAS AO DEGRAU DO EIXO DE ELEVAÇÃO ANTES DO BALANCEAMENTO.....	182
FIGURA 10.38: “QUEIJOS” DE AJUSTE DE BALANCEAMENTO	183
FIGURA 10.39: RESPOSTAS AO DEGRAU DO EIXO DE ELEVAÇÃO APÓS O BALANCEAMENTO PARA TODA A ELEVAÇÃO.....	183
FIGURA 10.40: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE ELEVAÇÃO SUBIDA	184
FIGURA 10.41: RESPOSTA AO DEGRAU DUPLO DE ELEVAÇÃO DESCIDA	186
FIGURA 10.42: MODELO EM <i>SIMULINK</i> DE ELEVAÇÃO SUBIDA	189
FIGURA 10.43: COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DE ELEVAÇÃO DE SUBIDA E O MODELO NÃO LINEAR OBTIDO DA MESMA	190
FIGURA 10.44: COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DE ELEVAÇÃO DE DESCIDA E O MODELO NÃO LINEAR OBTIDO DA MESMA	190
FIGURA 10.45: VALIDAÇÃO DO MODELO DE ELEVAÇÃO SUBIDA	191
FIGURA 10.46: VALIDAÇÃO DO MODELO DE ELEVAÇÃO DESCIDA	191
FIGURA 10.47: REALIZAÇÃO DO ESQUEMA DE CONTROLE <i>PID</i> DIGITAL NA <i>FORMA DE POSICIONAL</i>	194

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1: MODELOS FINAIS ADOTADOS PARA OS AMPLIFICADORES DO EIXO DE AZIMUTE	30
TABELA 3.2: MODELOS FINAIS ADOTADOS PARA OS AMPLIFICADORES DO EIXO DE ELEVAÇÃO	32
TABELA 5.1: SINTONIA INICIAL DOS CONTROLADORES	91
TABELA 5.2: SINTONIA REFINADA DOS CONTROLADORES DE AZIMUTE	93
TABELA 5.3: SINTONIA REFINADA DOS CONTROLADORES DE ELEVAÇÃO	104
TABELA 5.4: DESEMPENHO DOS CONTROLADORES ANALÓGICO E DIGITAL REFINADO DE AZIMUTE	109
TABELA 5.5: DESEMPENHO DOS CONTROLADORES ANALÓGICO E DIGITAL REFINADO DE ELEVAÇÃO .	110
TABELA 10.1: EXEMPLO DE PLANILHA DE ENSAIO DOS CONDICIONADORES	137
TABELA 10.2: EXEMPLO DE PLANILHA DE ENSAIO DOS AMPLIFICADORES	138
TABELA 10.3: RESUMO DOS POLINÔMIOS LEVANTADOS PARA CADA UMA DAS REGIÕES DE OPERAÇÃO DE CADA AMPLIFICADOR DO EIXO DE AZIMUTE.....	144
TABELA 10.4: MODELOS FINAIS ADOTADOS PARA OS AMPLIFICADORES DO EIXO DE AZIMUTE	145
TABELA 10.5: RESUMO DOS POLINÔMIOS LEVANTADOS PARA CADA UMA DAS REGIÕES DE OPERAÇÃO DE CADA AMPLIFICADOR DO EIXO DE ELEVAÇÃO.....	150
TABELA 10.6: MODELOS FINAIS ADOTADOS PARA OS AMPLIFICADORES DO EIXO DE ELEVAÇÃO	151
TABELA 10.7: GANHO DO TACÔMETRO	157
TABELA 10.8: PARÂMETROS NOMINAIS DOS MOTORES	158
TABELA 10.9: PARÂMETROS MEDIDOS DOS MOTORES	159

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EL	- Elevação
AZ	- Azimute
CONDIC	- Condicionador
RT	- Radiotelescópio
PID	- Proporcional, Integral e Derivativo
PC	- Personal Computer
IHM	- Interface Homem-Máquina
D/A	- Digital/Analógico
A/D	- Analógico/Digital
ISO	- International Standard Organization
DSP	- Digital Signal Processor
TCP-IP	- Transmission Control Protocol-Internet Protocol
CC	- Corrente Contínua
CA	- Corrente Alternada

LISTA DE SÍMBOLOS

$V_{cont}(t)$	Tensão de controle aplicada ao conversor D/A
V_{sat}	Tensão de saturação do amplificador
$I_{out_{amp}}(t)$	Corrente de saída do amplificador
$I_{out+_{amp}}$	Corrente de saturação positiva do amplificador
$I_{out-_{amp}}$	Corrente de saturação negativa do amplificador
$I_{out0_{amp}}$	Corrente de “ <i>off-set</i> ” de saída do amplificador
K_{cond}	Ganho do condicionador do sinal de controle
K_{amp}	Ganho da região linear do amplificador
a e b	Coefficientes da região não linear do amplificador
$\dot{\omega}_m$	Aceleração angular do motor
ω_m	Velocidade angular do motor
φ_m	Constante proporcional ao coeficiente de atrito de Coulomb do motor
$\text{sgn}(\omega_m(t))$	Função sinal algébrico de $\omega_m(t)$
R_a	Resistência de armadura
τ_{0_m}	Torque mínimo para vencer o atrito de destaque do motor
K_t	Constante de proporcionalidade entre corrente e torque do motor
$V_a(t)$	Tensão de armadura do motor
b_m	Coefficiente de atrito viscoso do motor
J_m	Momento de inércia do motor
ε_m	Velocidade angular máxima do motor onde o atrito de destaque atua
$\dot{\omega}_{AZ}$	Aceleração angular do eixo de azimute

ω_{AZ}	Velocidade angular do eixo de azimute
J_{z_2}	Momento de inércia total de azimute
b_{totAZ}	Coefficiente de atrito viscoso proveniente do rolamento do eixo de azimute e dos motores de acionamento do radiotelescópio
τ_{0totAZ}	Torque mínimo para vencer o atrito de destaque do rolamento do eixo de azimute, dos motores e das engrenagens de redução
c_{totAZ}	Módulo do torque gerado pelo atrito de <i>Coulomb</i> do rolamento do eixo de azimute, dos motores e das engrenagens de redução
$\text{sgn}(\omega_{AZ}(t))$	Função sinal algébrico de $\omega_{AZ}(t)$
N	Relação de redução de engrenagens
K_t	Constante de proporcionalidade entre corrente e torque do motor
$V_{comAZ}(t)$	Tensão de controle aplicada ao conversor D/A de azimute
V_{satAZ}	Tensão de saturação dos amplificadores de azimute
J_{AZ}	Momento de inércia proveniente do eixo de azimute, engrenagens, antena e receptor
τ_{0AZ}	Torque mínimo para vencer o atrito de destaque do rolamento do eixo de azimute e das engrenagens de redução
b_{AZ}	Coefficiente de atrito viscoso proveniente do rolamento do eixo de azimute e engrenagens
c_{AZ}	Módulo do torque gerado pelo atrito de <i>Coulomb</i> do rolamento do eixo de azimute e das engrenagens de redução
ε_{AZ}	Velocidade angular máxima de azimute onde o atrito de destaque atua

RESUMO

Este trabalho trata da modelagem e controle do radiotelescópio de Itapetinga (Atibaia, SP). Ele compreende não só síntese dos modelos e sintonia dos controladores, mas também identificação de sistemas, validação experimental de modelo e controle, reespecificação de componentes, sugestão de nova arquitetura de automação e controle e direcionamento do desenvolvimento que deve ser feito em futuros trabalhos.

A parte inicial desta dissertação trata dos principais conceitos envolvidos e do levantamento de informações preliminares para a compreensão do sistema a ser modelado. A seguir é feita a modelagem matemática dos diversos componentes que formam os sistemas de posicionamento dos eixos de elevação e azimute. São então identificados experimentalmente os coeficientes matemáticos dos modelos e são feitas suas validações experimentais. Os controladores *PID* são sintonizados, baseados na simulação das malhas de controle através das ferramentas matemáticas *MATLAB* e *Simulink*. A validação experimental dos controladores é feita e comparada ao sistema de controle atual. São feitos os encaminhamentos das definições de novos motores e amplificadores e desenvolvida uma nova proposta de arquitetura para controle e supervisão do radiotelescópio, dando a ele funcionalidades muito além das que existem atualmente. Finalmente é dado o direcionamento dos próximos passos de desenvolvimento dos modelos, controladores e arquitetura de controle.

Com este trabalho procura-se aumentar significativamente o entendimento do sistema de posicionamento do radiotelescópio, criando novos horizontes para o controle, operação, supervisão e manutenção do mesmo.

ABSTRACT

This work covers the modeling and control of the radiotelescope of Itapetinga (Atibaia, SP). It tackles not only model synthesis and controllers tuning, but also system identification, experimental validation of model and control, re-specification of components, as well as a suggestion of a new automation and control architecture, and suggestions for future works.

The initial part of this dissertation covers the main concepts and preliminary information for the understanding of the system to be modeled. Then a math model of the several components that form the pointing systems of the elevation and azimuth axis is done, followed by the experimental identification and validation of the math coefficients for the model.

PID controllers are tuned based on the simulation of control loops using the math tools *MATLAB* and *Simulink*. Then the experimental validation of the controllers is done and compared to the current system control.

Preliminary definitions of new motors and amplifiers are suggested, and a new proposal of architecture for radiotelescope's control and supervision is developed, expanding its functionalities far beyond the ones available today. Finally, directions for the next steps to be taken in order to develop models, controllers and control architecture are given.

This work aims to greatly increase the understanding of the radiotelescope's pointing system, creating new horizons for its control, operation, supervision and maintenance.

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS DO TRABALHO

O radiotelescópio, que é um aparelho utilizado para medir a radiação dos corpos celestes, pode se mover horizontalmente e verticalmente seguindo modos de operação e trajetórias calculadas. Esses modos e trajetórias exigem controladores bem projetados que devem respeitar determinados critérios de desempenho e restrições de operação para que propiciem o posicionamento correto da antena e, conseqüentemente, do receptor instalado no seu foco, de modo que leituras adequadas e consistentes das radiações emitidas pelos corpos celestes possam ser feitas. Dessa forma, o sistema de controle de posicionamento se torna peça-chave na qualidade do processo. Em Genzani *et al* (2000), através de identificação do radiotelescópio, sintonia de controladores e testes práticos realizados no Observatório de Itapetinga (Atibaia, SP), o algoritmo de controle de elevação proposto atingiu desempenho superior aos controladores atualmente em operação, porém deixou uma margem para melhorias no desempenho, arquitetura e para ampliação da base de conhecimento do processo. Já os controladores de azimute não funcionaram. Além disso, o sistema de controle utilizado atualmente é bastante antigo e apresenta diversas limitações que comprometem o desempenho do sistema como um todo. Por fim, temos no radiotelescópio um excelente “laboratório” para modelagem de sistemas e projeto e implementação de controladores, completando e consolidando a formação obtida na área de Controle.

Assim, este trabalho tem diversos objetivos que podem ser colocados da seguinte maneira: aumentar, através de nova modelagem, a base de conhecimento sobre o radiotelescópio para, com isso, aumentar a compreensão do sistema e possibilitar a definição de novas especificações de seus componentes (por exemplo, amplificadores e motores) e para que possam ser desenvolvidos novos projetos de controladores utilizando diferentes técnicas de controle; modernizar e flexibilizar o sistema de controle atual através da concepção de uma nova arquitetura de controle digital e de um novo hardware baseado em soluções industriais comerciais; e, finalmente, melhorar o desempenho do sistema, não só pela introdução de um novo

hardware de controle e pela reespecificação de componentes do sistema eletromecânico, mas, como também, pelo projeto de novos controladores.

Os benefícios notáveis se traduzem na melhoria de desempenho do sistema de controle, e conseqüente melhoria na qualidade das observações astronômicas, na elevação do grau de automatização do processo, na diminuição de paradas para manutenção do sistema e aumento da disponibilidade e na melhoria dos recursos computacionais, abrindo possibilidade para a implementação de novas funcionalidades.

1.2 *ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO*

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira:

- *Capítulo 1*: é o capítulo introdutório que descreve as motivações e objetivos deste trabalho, a disposição e conteúdo dos capítulos e o fluxograma de desenvolvimento;
- *Capítulo 2*: traz uma visão geral do radiotelescópio, descrevendo suas características e os principais aspectos de sua utilização, assim como também sua forma de funcionamento e diagrama em blocos.
- *Capítulo 3*: trata do modelamento realizado para os eixos de elevação e azimute;
- *Capítulo 4*: traduz o problema prático de operação do radiotelescópio na linguagem de um problema de controle e lista as especificações de desempenho e restrições referentes a tal problema;
- *Capítulo 5*: trata da geração de trajetórias e sintonia dos diversos controladores para os dois eixos de deslocamento (azimute e elevação). Fornece as respectivas simulações e os resultados dos testes práticos realizados em Itapetinga;
- *Capítulo 6*: traz a análise dos resultados obtidos nas validações experimentais dos modelos e controladores em confronto com os resultados esperados com base nas simulações feitas na fase de projeto;

- *Capítulo 7*: este capítulo trata da análise inicial de definição de novos motores e amplificadores para posicionamento do radiotelescópio e uma nova arquitetura para o controle digital do radiotelescópio;
- *Capítulo 8*: conclusões finais.

1.3 FLUXOGRAMA DE DESENVOLVIMENTO

Pelo que foi exposto no item 1.1, podemos resumir o foco (ou objetivos) deste trabalho da seguinte maneira:

- Novo modelo: aumentar base de conhecimento para entendimento do processo, reespecificação de componentes e projeto de controladores;
- Nova arquitetura de controle: modernização e flexibilização do sistema de controle;
- Novo hardware: modernização do sistema de controle e do sistema eletromecânico e melhoria de desempenho;
- Novos algoritmos: melhoria de desempenho.

Para atingir esses objetivos é necessária uma seqüência de atividades definidas no fluxograma abaixo:

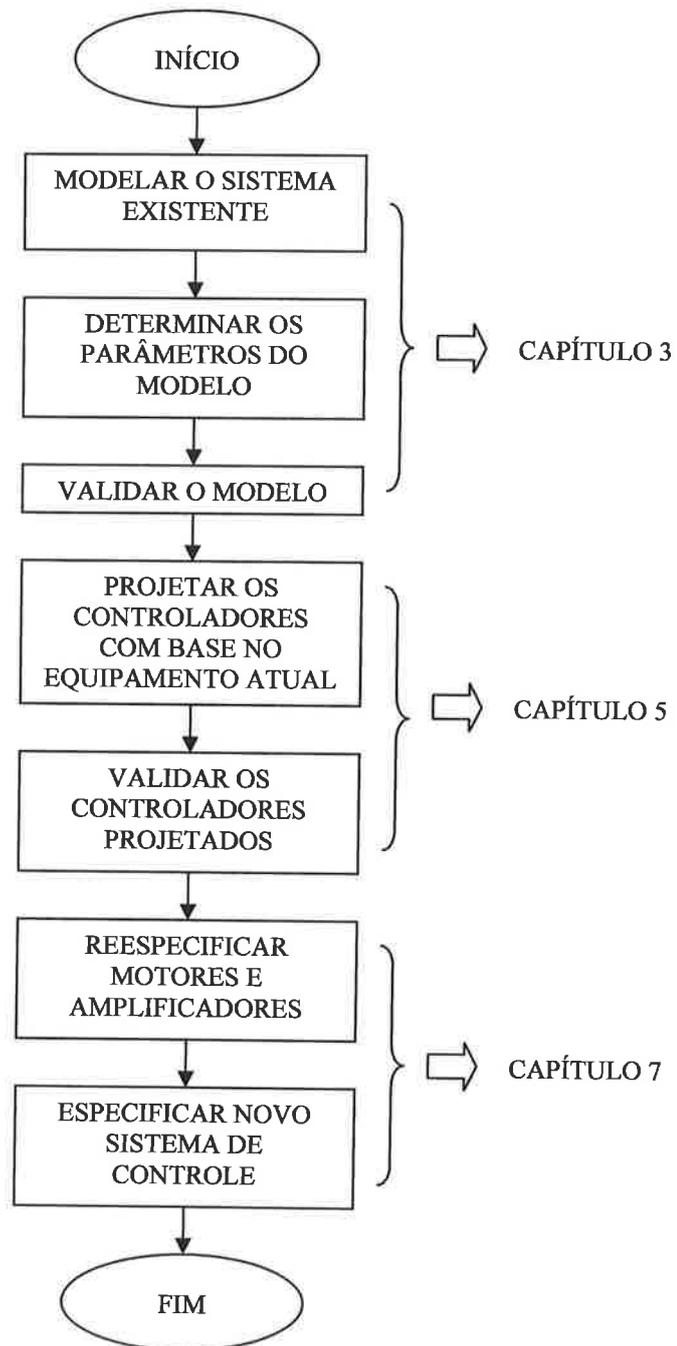


Figura 1.1: Fluxograma de atividades

Esta seqüência de atividades está atrelada a algumas características do sistema a ser estudado:

- *Modelar o sistema existente:* não existe um modelo matemático que represente adequadamente a dinâmica do radiotelescópio. O primeiro e único modelo levantado até hoje foi feito por Genzani *et al* (2000) e foi baseado na *identificação* do sistema como um

todo, o que fornece muito pouca informação a respeito de seus componentes, algo imprescindível para quem deseja reespecificar o equipamento. Além disso, foi levantado um modelo linear, o que, durante testes, mostrou-se inadequado para a precisão que se exige do sistema de controle. Assim, um novo modelo não linear deve ser levantado;

- *Determinar os parâmetros do modelo:* como a modelagem a ser realizada neste trabalho será baseada nas leis físicas que regem o comportamento do sistema, as equações finais terão coeficientes associados a parâmetros físicos e que devem ser levantados em ensaios;
- *Validar o modelo:* uma vez que se tenha o modelo com seus parâmetros levantados, é preciso verificar se ele realmente descreve o comportamento do sistema físico com precisão para as diversas posições de operação;
- *Projetar os controladores com base no equipamento atual:* esta dissertação tem um compromisso entre entender e aproveitar o sistema eletromecânico que existe atualmente e inovar ao introduzir um outro esquema de controle digital. Neste sentido é necessário primeiro definir a nova malha de controle, projetar e testar os controladores, para comprovar a eficácia deste novo sistema de controle em cima dos equipamentos que já existem, para daí então, numa próxima etapa, procurar pontos de melhoria no processo que tornem o sistema mais eficiente;
- *Validar os controladores projetados:* um modelo é uma aproximação da realidade física, portanto o controlador projetado com base em um modelo não produzirá resultados idênticos para o sistema teórico e o real, assim é necessário fazer testes práticos com os controladores a fim de comprovar sua validade;
- *Reespecificar motores e amplificadores:* atualmente estes são os equipamentos que mais precisam ser substituídos. Os motores já não são mais fabricados, e assim, com sua reespecificação, novos motores comercialmente disponíveis serão adquiridos. Os

amplificadores também são muito antigos, geram muito ruído e são muito sensíveis à variação de temperatura;

- *Especificar novo sistema de controle:* uma vez que se propõem neste trabalho uma nova arquitetura de controle e a modernização do sistema, é preciso, a partir dos sistemas digitais comercialmente disponíveis, definir qual será utilizado em função das suas características e das necessidades de projeto, o que inclui hardware e software.

Com estas etapas, esta dissertação cerca os objetivos propostos.

2 RADIOTELESCÓPIO

2.1 DEFINIÇÕES BÁSICAS

Para que se possa compreender em linhas gerais as características e funcionamento de um radiotelescópio, é necessário introduzir alguns conceitos pertinentes ao assunto.

As próximas subseções são destinadas à mostra e explanação de definições básicas.

2.1.1 ASTRONOMIA

“A Astronomia é a ciência que se ocupa de estudar os Astros, à luz dos conhecimentos disponíveis. Esse estudo pode, em regra geral, ser feito de duas maneiras:

- (i) Analisando e medindo a direção de onde vem a luz,
- (ii) Analisando e medindo a quantidade e o tipo de luz recebida.

A parte da Astronomia concernente à medida de direções é estudada pela Astrometria e pela Mecânica Celeste. Já a parte relativa à quantidade e ao tipo de luz fica a cargo da Astrofísica” (MACIEL, 1991, p. 5).

2.1.2 SISTEMAS DE COORDENADAS

Cabe a Astrometria, então, as definições e estudos dos sistemas de coordenadas, dentre os quais, dois são de particular interesse para nós: o *Sistema de Coordenadas Horizontais Locais* e o *Sistema Equatorial de Coordenadas*, que são responsáveis, respectivamente, por definir a posição dos corpos celestes em relação à Terra e em relação à *Esfera Celeste* que é uma esfera imaginária, de raio arbitrário, na qual se encontram projetados todos os corpos celestes.

“ No caso do *Sistema de Coordenadas Horizontais Locais* os dois ângulos geralmente utilizados são (Figura 2.1):

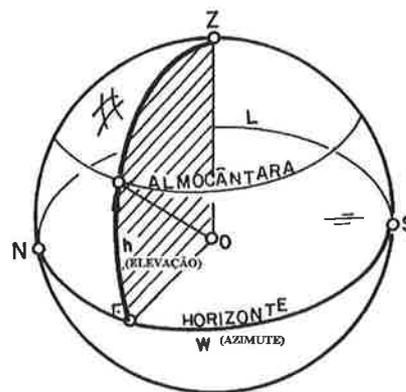


Figura 2.1: Sistema de Coordenadas Horizontais Locais

Azimute (A): ângulo medido a partir do Norte, para o Leste, sobre o Horizonte, até a Circunferência Vertical que passa pelo astro cuja posição se deseja definir; o campo de definição dos Azimutes está limitado entre 0° e 360° .

Altura (h): ângulo medido desde o Plano do Horizonte, ao longo da Circunferência Vertical do astro, até o astro. Quando o astro está acima do Horizonte sua Altura é positiva; quando abaixo do Horizonte (não visível, portanto) sua Altura é negativa. Assim, o campo de definição das Alturas está entre -90° (no Nadir) até $+90^\circ$ (no Zênite)” (MACIEL, 1991, p. 8).

“Vamos definir sobre a Esfera Celeste, o *Sistema Equatorial de Coordenadas*, que associará um par (α, δ) a cada ponto dessa esfera. Chamaremos de *Equador Celeste* ao plano que, passando pelo centro da Terra, for perpendicular ao Eixo de Rotação da Terra (ou da Esfera Celeste). Esse plano cortará a Esfera Celeste ao longo de uma circunferência que também é chamada Equador Celeste (Figura 2.2).

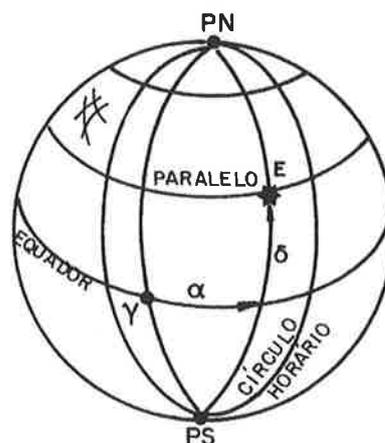


Figura 2.2: Sistema Equatorial de Coordenadas

Cada uma das infinitas semi-circunferências que se iniciam no Pólo Celeste Norte e findam no Pólo Celeste Sul recebe o nome de *Meridiano Celeste*. Escolhamos um desses meridianos como sendo o Meridiano Celeste de Referência. A interseção desse meridiano com o Equador Celeste é chamado *Ponto Vernal* ou *Ponto Gama* (γ) ou *Equinócio da Primavera Boreal* (relativo ao Hemisfério Norte). O sistema Equatorial de Referências é definido por (Figura 2.2):

Ascensão Reta (α): é o ângulo medido sobre o Equador Celeste, desde o Meridiano de Referência, no sentido anti-horário quando visto do Pólo Celeste Norte, até o Meridiano Celeste que passa pelo astro em questão. Seu campo de definição vai de 0h até 24h.

Declinação (δ): é o ângulo medido ao longo do Meridiano Celeste do astro, desde o Equador Celeste até o astro. Astros do hemisfério Norte Celeste têm declinações positivas e astros do Hemisfério Sul Celeste as têm negativas. Seu campo de definição está entre -90° e $+90^\circ$ (MACIEL, 1991, p. 10).

De posse das coordenadas de um corpo celeste num sistema, para obter as coordenadas desse mesmo corpo no outro sistema, aplica-se a técnica dos Triângulos Esféricos, que fornece as equações de transformação entre os sistemas.

O radiotelescópio de Itapetinga utiliza os sistemas de coordenadas acima explicados.

2.1.3 TELESCÓPIO

Com base na Astrofísica (MACIEL, 1991), seguem-se definições importantes:

“A função de um telescópio é coletar a radiação, medi-la, e, eventualmente, formar uma imagem do objeto estudado. O telescópio recebe e acumula mais luz que o olho humano, possibilitando a observação de objetos que de outra maneira não seriam detectados.

O conceito de telescópio surgiu primeiramente para a radiação visível com Galileu, Newton e outros, e somente em 1945 foi aplicado para as radiofrequências e posteriormente para a região dos raios γ , raios X e infravermelho.

Basicamente, um telescópio consiste de uma *superfície coletora* de radiação e de um *receptor* ou *detector* que mede a intensidade de radiação coletada.

Para todos os domínios espectrais, quanto maior um telescópio, maior sua área coletora, maior sua capacidade em coletar fótons e, portanto, maior sua capacidade em detectar objetos mais fracos. Daí, então, o interesse em se construir as maiores superfícies coletoras possíveis. Por outro lado, uma onda eletromagnética não ‘sente’ qualquer irregularidade que seja menor em tamanho que seu próprio comprimento de onda. Por exemplo, observações em rádio, cujo comprimento de onda é muito maior que no visível, podem ser realizados com superfícies coletoras menos precisas; isto barateia o custo e permite a construção de grandes telescópios para observações na região rádio. Para regiões espectrais em que é necessária uma grande precisão da superfície coletora, a construção de grandes superfícies tem custo elevado; nesse caso, procuram-se soluções alternativas.

Um telescópio óptico não reproduz a forma geométrica de uma estrela, mas uma imagem chamada de *padrão de difração*, que consiste em uma mancha central brilhante contendo cerca de 84% da energia total, circundada por anéis concêntricos mais fracos.

A observação da imagem formada por um telescópio pode ser feita de várias posições em relação à objetiva (superfície coletora); a escolha de uma posição depende da medida a ser feita (isto é, do *periférico* a ser utilizado), do tipo e do tamanho do telescópio” (MACIEL, 1991, p. 173).

No caso do radiotelescópio de Atibaia, o foco é do tipo *Cassegrain*, onde a radiação, após incidir na objetiva, é refletida por um refletor secundário, voltando para a direção da objetiva (ou refletor primário) e atravessando um buraco no centro da mesma, de modo que o periférico é colocado atrás do refletor primário (Figura 2.3).

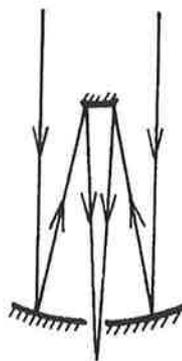


Figura 2.3: Foco tipo *Cassegrain*

2.1.4 RADIOTELESCÓPIO

Como o equipamento que tratamos aqui atua na região rádio do espectro de frequências é importante reproduzir algumas informações relevantes sobre este tipo de telescópio.

“Os telescópios nessa região são chamados de *radiotelescópios*. Geralmente a superfície coletora, também chamada *prato* ou *antena*, é um refletor curvo, normalmente parabólico, que concentra a energia rádio no seu foco. Essa energia é então conduzida para o receptor onde é medida e seu valor registrado. O poder de resolução depende inversamente do comprimento de onda; para um coletor único, na região rádio, é muito baixo; para melhorar o poder de resolução utilizam-se duas ou mais antenas.

As observações nessa região espectral podem ser feitas durante o dia, pois o céu é tão ‘escuro’ em rádio quanto a noite para as observações ópticas. Para ganhar em poder de resolução, os radioastrônomos usam a técnica da interferometria – que, a partir do uso de dois ou mais telescópios pequenos, simula a utilização de um grande.

O Brasil possui os seguintes radiotelescópios: o maior deles, com 13,7 m de diâmetro, está situado no Observatório de Itapetinga (Atibaia, SP), e pertence a um convênio INPE/Escola Politécnica (USP); um outro, do IAG/USP, para ondas milimétricas, com diâmetro de 2,4 m; e um de 9 m, para observações do Sol, que pertence ao INPE” (MACIEL, 1991, p. 175).

2.1.5 MONTAGEM

Com relação ao tipo de montagem: “Devido à rotação da Terra, as estrelas parecem percorrer uma trajetória circular ao redor do pólo celeste. Um telescópio fixo não permitiria então observações prolongadas de um determinado objeto. Portanto, um telescópio é montado de forma que, uma vez apontado para uma estrela, ele a segue em seu movimento ‘diurno’.

Para se poder apontar um telescópio para direções específicas no céu, é necessário montar o coletor numa plataforma que pode ser girada em dois eixos. A

montagem mais simples tem movimento nos eixos vertical e horizontal. É a montagem *altazimutal*. Baseia-se no sistema *horizontal* (ou *altazimutal*) de referência. Na Figura 2.4, vemos o esquema de um telescópio montado nesse sistema; a rotação no eixo vertical permite ao telescópio ser posicionado em azimute e a altura é ajustada através de rotação no eixo horizontal. Esse sistema necessita que o telescópio, para que acompanhe um objeto, seja movimentado simultaneamente em dois eixos, a uma taxa de movimento que varia com o tempo; essa variação depende ainda da posição do objeto na esfera celeste” (MACIEL, 1991, p. 179).

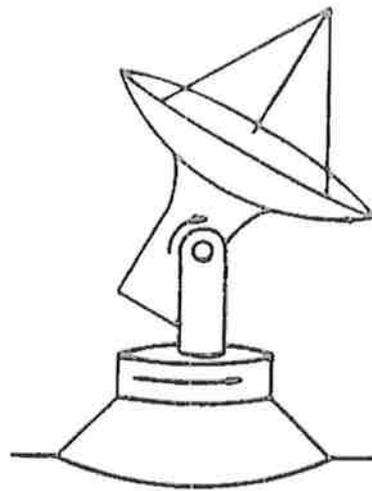


Figura 2.4: Montagem *altazimutal* de um telescópio

Especificamente para o radiotelescópio de Atibaia, os movimentos estão limitados entre 5° e 85° de elevação e duas voltas completas em azimute segundo a montagem *altazimutal*.

2.2 MODOS DE OPERAÇÃO

Entende-se por *modos de operação* as formas como o radiotelescópio pode funcionar, conseqüência de necessidades diferentes de observação. Existem três modos disponíveis:

- *Rastreio Contínuo*: Com o movimento de rotação da Terra, os corpos celestes parecem estar em contínuo movimento, então, para que se possa observar determinado astro, é necessário corrigir continuamente

a posição do radiotelescópio de modo que o mesmo rastreie o corpo celeste observado;

- *Comutação ON-OFF*: Esta forma de operação é utilizada para medir a radiação de um corpo em relação à radiação do céu. Inicialmente o telescópio é posicionado no corpo celeste (posição ON). Ele permanece nesta posição durante um intervalo de tempo, enquanto a radiação é medida pelo receptor. Passado o tempo necessário para a coleta de dados, o telescópio é posicionado próximo ao corpo, porém sem captar sua radiação, captando apenas a emissão do céu (posição OFF). Uma nova aquisição de dados de radiação é feita. A diferença entre as duas leituras fornece a radiação relativa do corpo celeste. A *Comutação* é executada apenas no eixo de azimute;
- *Varredura*: Este modo de operação, que é executado nos dois eixos, tem por objetivo levantar a distribuição de energia do corpo celeste e consiste em deslocar o telescópio continuamente num trecho do espaço com o astro a ser observado no ponto médio deste trecho, ou seja, um movimento contínuo de vai e vem, conforme a Figura 2.5. A *Varredura* é uma *Comutação ON-OFF* mais refinada, ou seja, ao invés de obter-se apenas uma leitura de radiação do corpo, obtêm-se várias em diversos pontos.

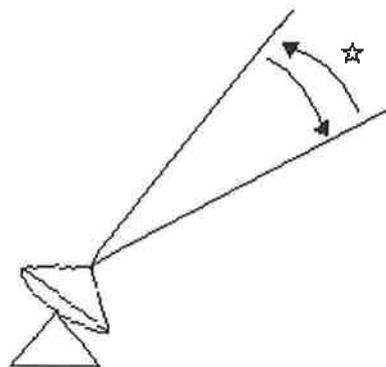


Figura 2.5: Operação de *Varredura*

Para que cada um dos modos acima citados possa ser ativado, é necessário que o radiotelescópio esteja posicionado na estrela a qual se deseja observar. Este não é um modo de operação, mas um procedimento necessário ao qual damos o nome de *Posicionamento*. Ele pode ser realizado manualmente, com o operador

determinando as coordenadas onde o radiotelescópio deve se posicionar ou de forma automatizada, através de um banco de dados que contém as posições das estrelas vinculadas aos seus nomes. Assim, o *Posicionamento* consiste em levar o radiotelescópio de uma posição qualquer para a posição da estrela a ser observada.

A denominação *Modos de Operação* pode sugerir que cada modo opere isoladamente. É preciso ressaltar que, apesar de classificarmos o *Rastreo Contínuo*, a *Comutação ON-OFF* e a *Varredura* como *Modos de Operação*, a operação do sistema exige que o *Rastreo Contínuo* opere junto com a *Comutação ON-OFF* ou a *Varredura*, caso contrário a rotação da Terra não será compensada e os dados colhidos estarão incorretos. Dessa forma, tipicamente, o radiotelescópio estará ou em *Rastreo Contínuo*, ou em *Rastreo Contínuo e Comutação ON-OFF*, ou em *Rastreo Contínuo e Varredura*.

2.3 TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

Vimos nas *definições básicas* os sistemas de coordenadas utilizados pelo radiotelescópio. Além disso, vimos os possíveis modos de operação do sistema. Para que se inicie o *Rastreo Contínuo*, a *Comutação ON-OFF* ou a *Varredura*, é necessário que o radiotelescópio esteja apontado para o corpo celeste desejado, portanto num primeiro momento, através de um procedimento automatizado, é preciso posicioná-lo. Para tanto é necessário executar um procedimento visando uma transformação de coordenadas, que consiste em: determinar a posição do corpo em termos das coordenadas equatoriais (ascensão reta e declinação) e transformá-la para o sistema de coordenadas horizontais (azimute e elevação), que é o sistema utilizado para posicionamento do radiotelescópio. Com esta informação e com a leitura, através de sensores (“*encoders*”), da posição atual do radiotelescópio, o sistema de controle pode atuar e conduzi-lo para a posição desejada. Por fim, pode-se acionar os modos de operação conforme a necessidade do radioastrônomo.

2.4 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA

Atualmente o radiotelescópio possui uma configuração de malha de controle que precisa ser explicada para uma melhor compreensão dos próximos capítulos, porém mais adiante uma nova proposta será apresentada.

Vamos analisar separadamente os eixos de elevação e azimute.

2.4.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO

Considere o diagrama de blocos da Figura 2.6:

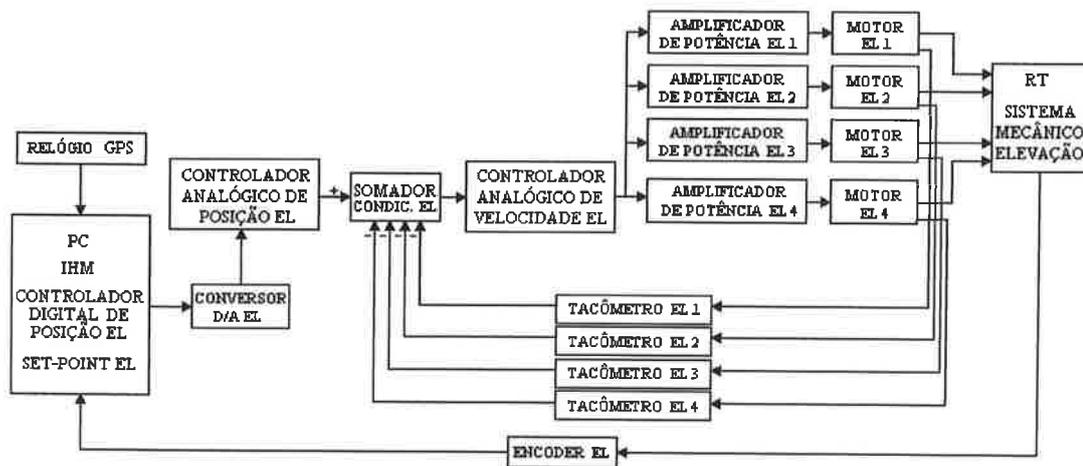


Figura 2.6: Diagrama de blocos do sistema de elevação (adaptado de Genzani *et al* (2000))

Nele está representada a parte pertinente ao sistema de elevação do radiotelescópio e onde podemos identificar os seguintes blocos:

- **CONVERSOR D/A EL:** Utilizado para compatibilizar a saída digital do PC com a entrada analógica do CONTROLADOR ANALÓGICO DE POSIÇÃO EL. Possui entrada de 16 bits;
- **CONTROLADOR ANALÓGICO DE POSIÇÃO EL:** Controla parcialmente a posição do eixo de elevação, fornecendo “set-points” de velocidade para o somador. Uma discussão mais completa será feita mais adiante;
- **SOMADOR / CONDIC. EL:** É responsável por subtrair os sinais de velocidade dos tacômetros do sinal de controle de velocidade proveniente do controlador analógico de posição, criando uma malha

interna de controle de velocidade. Além disso, compatibiliza o nível de tensão do resultado desta operação com o nível de tensão da entrada do controlador analógico de velocidade;

- **CONTROLADOR ANALÓGICO DE VELOCIDADE EL:** Controla a velocidade do eixo de elevação. Este controlador tem sua saída ligada diretamente aos amplificadores com o nível de tensão adequando para estes;
- **AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA EL1, 2, 3 e 4:** Como o sinal de controle é um sinal de baixa potência, é necessário amplificá-lo para que tenha potência para atuar sobre o sentido de rotação e o torque dos motores. Além disso, esses blocos têm uma outra função primordial: são eles que eliminam uma importante não linearidade do sistema mecânico do radiotelescópio - a folga entre engrenagens. Isto é feito através da operação dos motores de forma conjunta, em pares, um contrapondo o torque do outro, e são os amplificadores que garantem uma corrente mínima de armadura nos motores, suficiente para que os torques contrapostos eliminem as folgas entre engrenagens, independentemente do sinal de controle;
- **MOTORES EL1, 2, 3 e 4:** Motores de corrente contínua, controlados por corrente de armadura, de baixa inércia e bobina de ímãs permanentes. Estão dispostos de forma a evitar o escorregamento das engrenagens entre o eixo do motor e o eixo de elevação, propiciando alta precisão. 1 e 3 são responsáveis pela rotação no sentido positivo e 2 e 4 no sentido negativo;
- **RT / SISTEMA MECÂNICO DE ELEVAÇÃO:** Este bloco representa as engrenagens, eixos, parábola, contrapeso e todos os outros componentes que influenciam na dinâmica do radiotelescópio com relação ao eixo de elevação;
- **TACÔMETROS EL1, 2, 3 e 4:** Fornecem os valores de velocidade de rotação dos motores utilizados na realimentação auxiliar de velocidade para o sistema de elevação;
- **ENCODER EL:** Fornece a posição atual do radiotelescópio para o eixo de elevação. Este valor é a variável de saída do processo e é

realimentada ao controlador digital de posição para o mesmo efetuar o primeiro estágio do controle de posição. Os “*encoders*” são indutivos, com saída de 24 *bits* e lêem os valores através da defasagem ente um sinal de 10 *KHz* enviado para os sensores posicionados nos eixos e o sinal de retorno dos mesmos;

- RELÓGIO: Relógio sideral de alta precisão e baseado em GPS que gera pulsos de 1 *Hz* na entrada de interrupção da porta paralela do PC, ao mesmo tempo em que sua hora absoluta é lida pela porta serial (*RS-232*), de modo que os cálculos de “*set-point*” do radiotelescópio possam ser realizados com a precisão adequada;
- PC / IHM / CONTROLADOR DIGITAL DE POSIÇÃO EL: Este bloco representa o computador em si, cujas funções podem ser resumidas numa única frase: provê supervisão e controle parcial do radiotelescópio. Isto significa que o PC é a interface homem-máquina (IHM) do sistema, indicando os valores de posição atual, posição desejada e hora, por exemplo, além de prover a interface de acesso digital ao equipamento controlado. A função de controle existe neste bloco, por razão da necessidade de se obter um desempenho melhor do sistema de controle. Existem duas malhas: uma interna, responsável pelo controle de velocidade; e uma externa, responsável pelo controle de posição. Com a implementação de um controlador digital de posição tornou-se mais fácil alterar a função de transferência da malha externa de controle, modificando o desempenho do sistema conforme as necessidades de operação.

Podemos representar este sistema pelo seguinte diagrama de malhas:

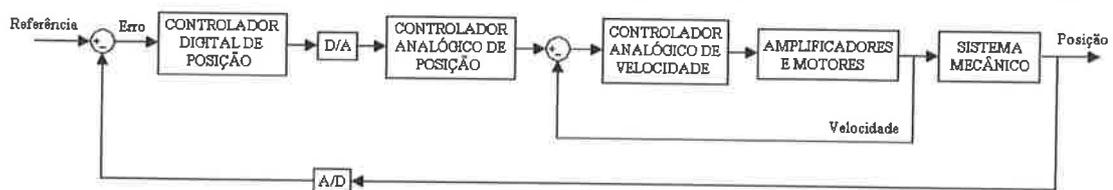


Figura 2.7: Diagrama de blocos da malha de controle atual de elevação do radiotelescópio

Onde o controlador analógico de posição é do tipo *PI*, o controlador analógico de velocidade é do tipo *P* e a equação de diferenças do controlador digital foi definida por tentativa e erro e é do tipo *PD*. É possível ainda variar o ganho de realimentação dos tacômetros via potenciômetros.

Os “*set-points*” dessa malha (SET-POINT EL), que são os valores desejados de posição, e da malha de azimute (SET-POINT AZ) são, em geral, frutos de cálculos realizados por algoritmos implementados no PC. A definição manual de “*set-points*” também é permitida.

Uma vez entendido o que são e para que servem os blocos da Figura 2.6, podemos dar uma explicação geral de funcionamento do sistema e que serve também como preparação para a discussão das modificações que serão aqui propostas.

Inicialmente vamos assumir que o “*set-point*” de elevação foi carregado com um dado valor, que é um campo de entrada de dados no programa de supervisão e controle carregado no PC. O computador atualiza as leituras de posição, provenientes do “*encoder*” de elevação, a uma taxa de 20 *Hz*. Com esses dados, o controlador digital de posição executa o algoritmo de controle e envia o resultado para o conversor D/A, que alimenta o controlador analógico de posição. Este segundo estágio do controle de posição é executado fornecendo um “*set-point*” de velocidade ao somador. Este, por sua vez, envia um novo sinal ao controlador analógico de velocidade, resultado da subtração dos sinais de realimentação de velocidade do sinal de “*set-point*” enviado pela malha de posição. Este sinal é condicionado ao nível de tensão do controlador analógico de velocidade que produzirá um segundo sinal de controle, que agora sim, será enviado aos amplificadores de potência, para que estes forneçam corrente aos motores e posicionem a parábola do radiotelescópio na altura correta. Como já havia sido citado antes, os amplificadores fornecem, além do torque de controle, um torque que poderíamos dizer ser de “*off-set*”, que manterá o sistema de engrenagens sem folga. Isso é obtido através da contraposição de pares de motores, assim o motor EL1 gera um torque no sentido contrário ao gerado pelo motor EL2 e um torque resultante surge da diferença de corrente entre esses dois motores. Da mesma forma, os motores EL3 e EL4 se contrapõem gerando um outro torque resultante. A soma desses torques com o torque de carga é que determinará o sentido do movimento de rotação do eixo de elevação do radiotelescópio. A simetria

do sistema fará com que cada motor contribua com 50% do torque exigido em cada sentido, isso considerando os motores todos iguais, por simplicidade de modelamento.

Durante a movimentação do radiotelescópio, os motores apresentam velocidades que serão lidas pelos tacômetros e realimentadas diretamente no controlador analógico de velocidade através do somador (Figura 2.7). Além disto, esta realimentação tem função de segurança. Como o ganho de realimentação é muito alto, a velocidade máxima atingida é baixa, mesmo que o D/A esteja mandando 16 V, que é o máximo. Além disso, pelo fato dos conversores D/A segurarem na saída o último valor válido de entrada, uma vez que o sinal de controle de posição proveniente do software de controle é interrompido caso haja um simples erro de operação, como, por exemplo, fechar o aplicativo, eles podem manter uma tensão de saída diferente de zero que forneça uma referência de velocidade também diferente de zero, fazendo com que o radiotelescópio se movimente até o fim de seu curso, podendo ocorrer em qualquer sentido. Nesta ocasião a malha de controle de posição estará aberta, pois o controlador digital estará desativado, restando apenas a malha interna analógica de controle de velocidade. Esta malha limitará a velocidade de deslocamento. Já que a idéia é eliminar os controladores analógicos, uma nova estratégia de segurança deverá ser adotada.

Uma vez que a parábola é movimentada, o “*encoder*” lê a nova posição e disponibiliza o sinal na porta paralela do PC. O controlador digital adquire este dado e compara ao “*set-point*” de elevação e modifica o sinal de controle caso haja necessidade de se efetuar correções. E o ciclo se repete.

2.4.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE AZIMUTE

O eixo de azimute difere muito pouco do eixo de elevação em termos de componentes e seu diagrama de blocos é praticamente igual ao anterior, porém, para que fique clara a nomenclatura utilizada neste trabalho para o sistema de azimute, será apresentado aqui o referido diagrama:

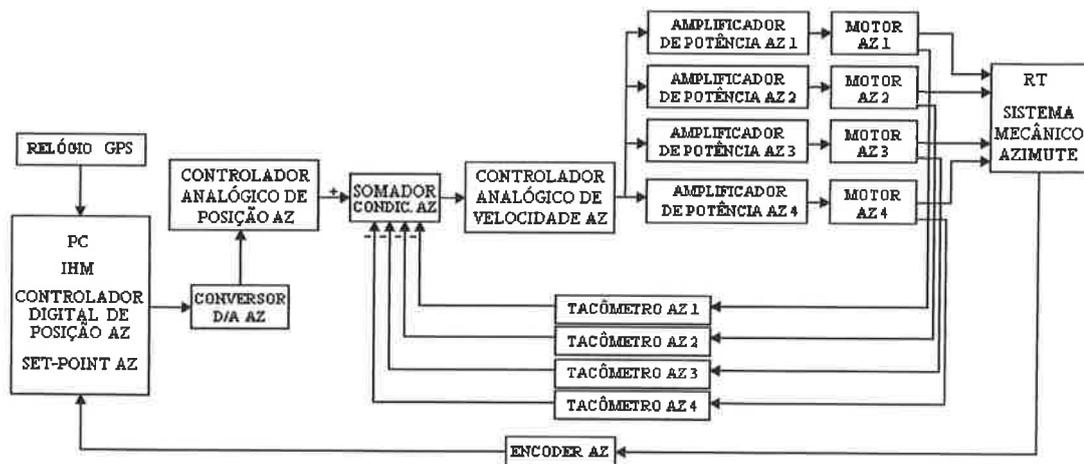


Figura 2.8: Diagrama de blocos do sistema de azimute

Comparando a Figura 2.8 à Figura 2.6, conclui-se que as malhas de controle têm a mesma configuração e, por conseguinte, a mesma filosofia de controle. É evidente que a dinâmica do eixo de elevação é diferente da do eixo de azimute, o que implica em funções de transferência diferentes dos controladores, assim como o ganho da realimentação de velocidade.

2.4.3 DIAGRAMAS DE BLOCOS TOTAL DO SISTEMA

Com o intuito de servir como seção de referência rápida, este item contém o diagrama completo do sistema até aqui discutido:

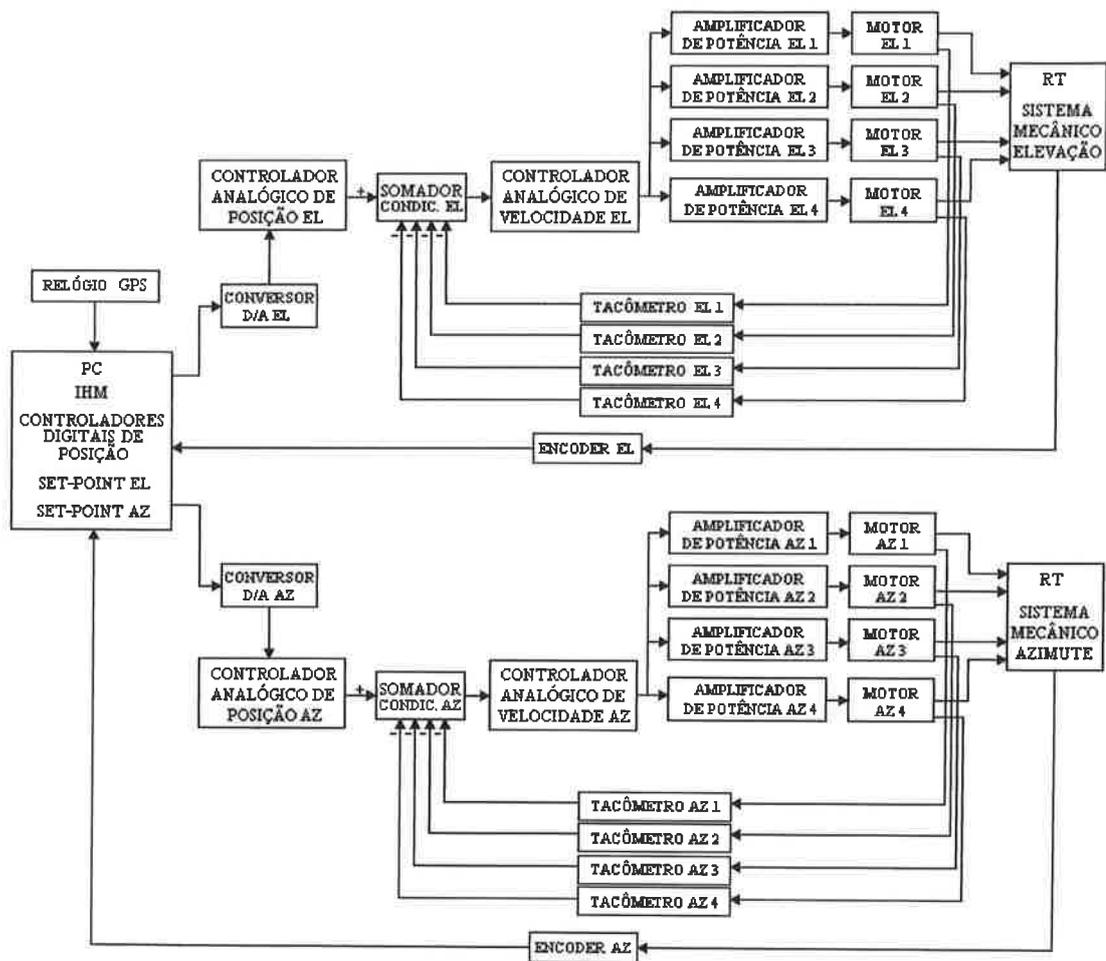


Figura 2.9: Diagrama de blocos atual do radiotelescópio

3 MODELO DO RADIOTELESCÓPIO

Inicialmente vamos considerar a nova proposta de malha de controle de elevação do radiotelescópio de Itapetinga, pois é com base nesta proposta que estão definidos os componentes que devem ser modelados:

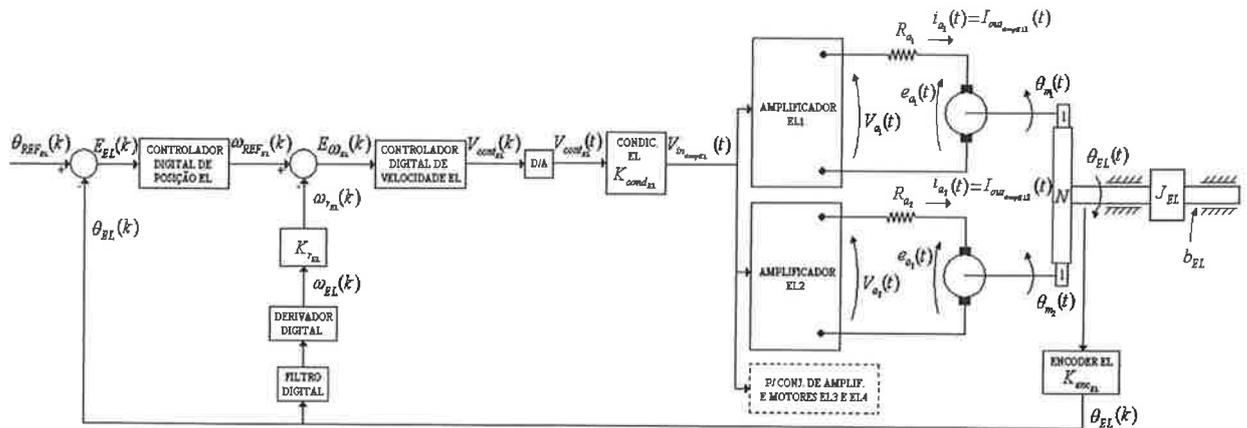


Figura 3.1: Malha de controle do sistema de elevação

Por hora não será dada uma explicação detalhada sobre os blocos desta malha. Estaremos interessados aqui em mostrar algumas características do sistema de modo que fique clara a disposição deste capítulo. A malha de controle será detalhada no capítulo 5.

Indo ao ponto que nos interessa nesta seção, o ramo direto da malha de velocidade da Figura 3.1 possui quatro amplificadores e quatro motores, sendo que dois amplificadores e dois motores estão representados explicitamente nesta figura e os outros dois amplificadores e dois motores estão inclusos no retângulo tracejado do conjunto *EL3* e *EL4*. Todos os motores estão mecânicamente encaixados ao conjunto de engrenagens que compõem a redução entre os eixos dos motores e o eixo de elevação, matematicamente representada pela letra *N*. Ao eixo de elevação está presa a parábola do radiotelescópio, o contrapeso e os equipamentos de medição de radiação (receptor), todos representados pelo momento de inércia J_{EL} .

Para não alongar a discussão, desconsideremos o restante dos blocos, pois têm baixa relevância neste momento.

No capítulo anterior (item 2.4.1) foi explicado o bloco amplificador e suas características. É evidente, por uma simples questão de dimensionamento de projeto, que este tem potência suficiente para fornecer a corrente máxima exigida pelo motor

e, além disso, os transitórios elétricos são muito mais rápidos que os mecânicos, então sua dinâmica é desprezível frente à do conjunto mecânico do radiotelescópio. Isto será comprovado experimentalmente.

Por outro lado, vimos que os amplificadores trabalham aos pares fornecendo um torque com a função de eliminar a folga entre engrenagens do sistema mecânico. Essa implementação cria uma relação estática (pois a dinâmica foi desprezada) entre entrada e saída dos amplificadores, que não mais pode ser modelada por um simples ganho, mas por equações que devem ser levantadas em ensaios.

Os motores possuem uma dinâmica entre corrente aplicada na armadura e velocidade de eixo que é fruto de seu próprio atrito e momento de inércia.

Da mesma forma, o conjunto mecânico formado pelas engrenagens, eixos, parábola e contrapeso têm características físicas que fazem com que a resposta a uma excitação não seja instantânea, o que leva a uma equação dinâmica para descrevê-los e que precisa ser levantada.

Fisicamente, a forma viável de se fazer ensaios com o radiotelescópio é através de tensões aplicadas pelos conversores D/A e medição das posições resultantes destas tensões nos eixos de elevação e azimute e velocidades dos motores. Isto nos leva à seguinte necessidade: ter os condicionadores, amplificadores e motores modelados para conseguir obter então apenas os parâmetros do sistema mecânico nos ensaios de movimentação do radiotelescópio.

Seguindo este raciocínio, é necessária uma seqüência lógica de ensaios. Assim, as próximas seções apresentam os modelamentos dos condicionadores, amplificadores, motores, tacômetros e sistemas de elevação e azimute.

3.1 *MODELAMENTO DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES*

Basicamente, os amplificadores já foram explicados, mas vamos recordar os principais pontos e adicionar algumas informações.

Sua existência está associada ao fato de que os motores elétricos exigem uma grande potência para proporcionar o torque desejado pelo sistema de controle. Além disso, a configuração dos motores foi definida de forma a eliminar o escorregamento entre engrenagens, uma vez que esta não linearidade provocava trancos no sistema

mecânico quando da inversão do sentido de rotação dos eixos do radiotelescópio e também atrapalhava no desempenho do controlador. Assim, os motores foram montados de forma que um gerasse torque contrário ao outro, aos pares, e um torque mínimo foi ajustado para cada motor em cada eixo de forma que o sistema se mantivesse parado e sem folga em qualquer posição em elevação e azimute. O movimento se daria então a partir do desbalanceamento dos torques gerados pelos motores por conta do sinal de controle enviado aos amplificadores. Para fazer essa função, os amplificadores têm um ajuste de corrente de “*off-set*” de saída que alimenta os motores com a corrente necessária para gerar esse torque mínimo, independentemente do sinal de controle. E quando o sinal de controle é diferente de zero, ele gera uma diminuição ΔI ampéres na corrente de saída de um amplificador e um aumento de $\Delta I'$ ampéres no outro amplificador, produzindo um torque resultante no valor e no sentido desejados.

Os condicionadores de sinal fazem o casamento dos sinais de controle com as tensões de entrada dos amplificadores e compõem a variação ΔI e $\Delta I'$ dos mesmos.

Agora podemos partir para a modelagem matemática.

3.1.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES

Sabe-se que os amplificadores possuem a seguinte curva característica entrada X saída:

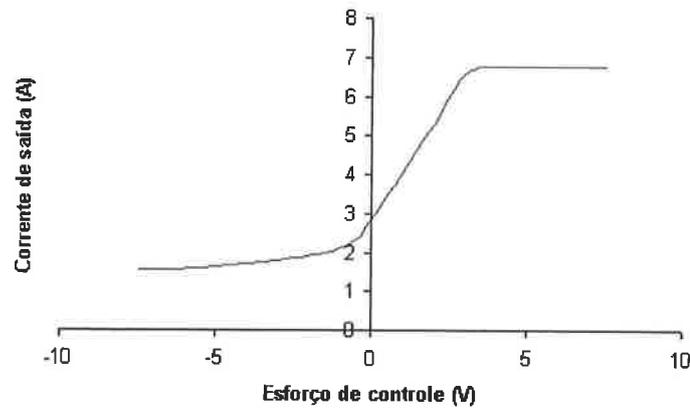


Figura 3.2: Curva característica entrada X saída dos amplificadores¹

Podemos identificar quatro regiões nela:

- Região de saturação positiva;
- Região linear positiva;
- Região não linear negativa;
- Região de saturação negativa².

Representando essas regiões na figura, temos:

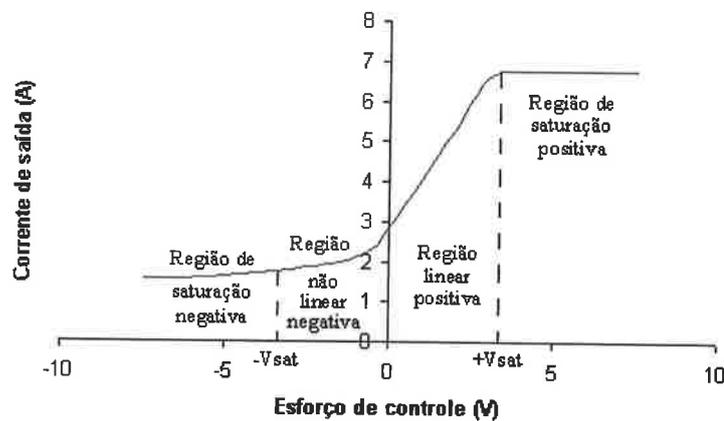


Figura 3.3: Curva característica entrada X saída dos amplificadores e regiões de operação

Além disso, sabe-se que os amplificadores operam aos pares, gerando correntes conforme a figura a seguir:

¹ Neste gráfico e nos subsequentes consideraremos o esforço de controle, ou seja, $V_{cont_{EL}}$ ou $V_{cont_{AZ}}$, ao invés da tensão de entrada dos amplificadores, $V_{in_{amp_{EL}}}$ ou $V_{in_{amp_{AZ}}}$, uma vez que os testes práticos serão baseados em $V_{cont_{EL}}$ e $V_{cont_{AZ}}$.

² Este nome foi adotado por abuso de notação, uma vez que esta região é de baixo ganho e não de ganho nulo como sugere a palavra saturação.

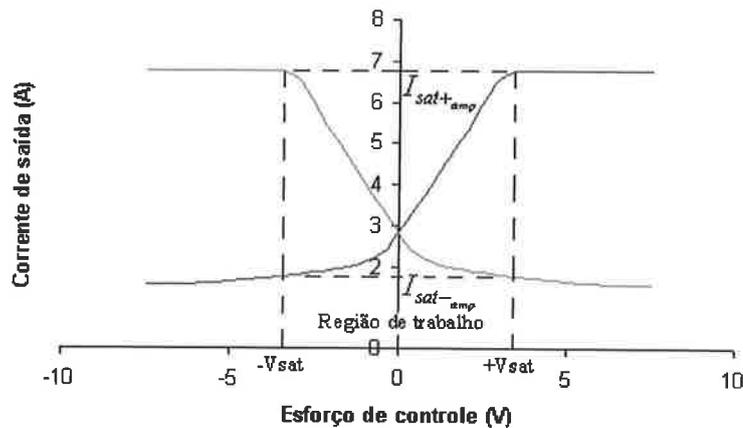


Figura 3.4: Operação típica dos pares de amplificadores

Por esta figura, podemos ver que a região de trabalho dos amplificadores está entre seus limites de saturação positiva e negativa e é esta região onde o sistema de controle deve operar.

Utilizando a nomenclatura da Figura 3.3, a região linear positiva será aproximada por uma função linear:

$$I_{out_{amp}}(t) = I_{out_{0_{amp}}} + K_{cond} \cdot K_{amp} \cdot V_{cont}(t) \quad (3.1.1)$$

Onde:

$I_{out_{amp}}(t)$: Corrente de saída do amplificador;

$I_{out_{0_{amp}}}$: Corrente de “off-set” de saída do amplificador;

K_{cond} : Ganho do condicionador do sinal de controle;

K_{amp} : Ganho do amplificador;

$V_{cont}(t)$: Tensão de saída do controlador (ou esforço de controle).

Em termos da tensão de entrada do amplificador $V_{in_{amp}}(t)$, (3.1.1) torna-se:

$$I_{out_{amp}}(t) = I_{out_{0_{amp}}} + K_{amp} \cdot V_{in_{amp}}(t) \quad (3.1.2)$$

Já a região não linear negativa será aproximada por uma função do 2º grau, uma vez que seu comportamento parece ser característico de funções do 2º grau, o que será comprovado posteriormente durante a apresentação dos resultados:

$$I_{out_{amp}}(t) = I_{out_{0_{amp}}} + b \cdot K_{cond} \cdot V_{cont}(t) + a \cdot (K_{cond})^2 \cdot (V_{cont}(t))^2 \quad (3.1.3)$$

onde a e b são coeficientes desconhecidos e que pode ser escrita ainda como:

$$I_{out_{amp}}(t) = I_{out_{0_{amp}}} + b \cdot V_{in_{amp}}(t) + a \cdot (V_{in_{amp}}(t))^2 \quad (3.1.4)$$

Finalmente as regiões de saturação serão dadas por constantes definidas como $I_{sat+amp}$ e $I_{sat-amp}$ e os ganhos dos condicionadores por K_{cond} .

A discussão realizada acima é ilustrada pela Figura 3.5 para um dos pares de amplificadores do eixo de elevação:

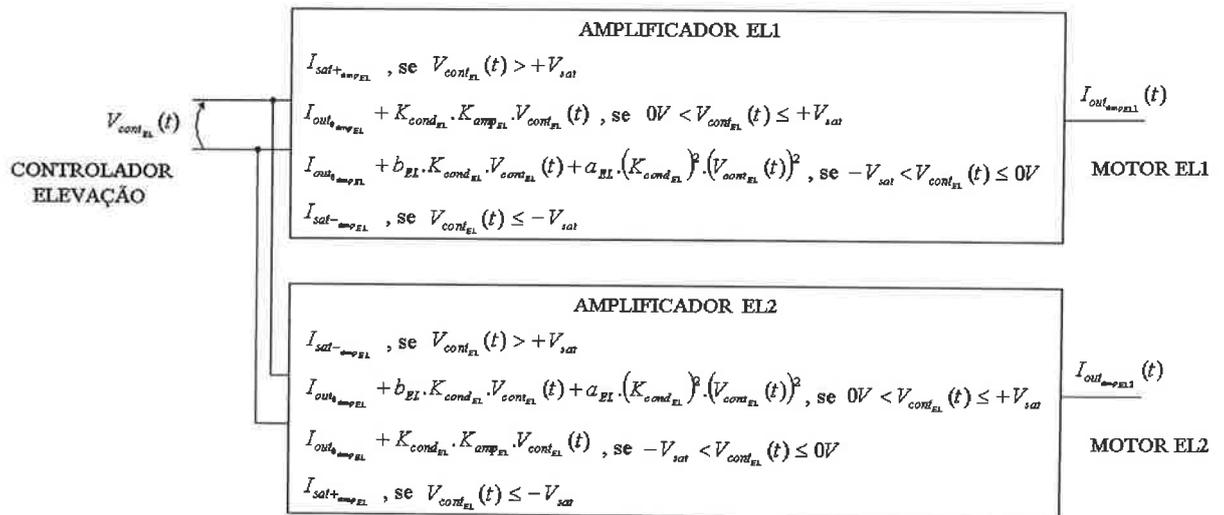


Figura 3.5: Modelo dos amplificadores *EL1* e *EL2*

É importante lembrar que os amplificadores *EL3* e *EL4* recebem a mesma alimentação $V_{cont_{EL}}(t)$ e alimentam o outro par de motores (3 e 4), seguindo a mesma estrutura da Figura 3.5. A idéia se repete para o eixo de azimute, porém lá é usado o sinal $V_{cont_{AZ}}(t)$. Deve-se notar ainda que, em relação à Figura 3.1, o bloco condicionador foi fundido aos blocos amplificadores por se tratar de um simples ganho.

Assume-se aqui que os parâmetros $K_{amp_{EL}}$, $I_{sat+amp_{EL}}$, $I_{sat-amp_{EL}}$, a_{EL} e b_{EL} sejam iguais para os quatro amplificadores de elevação, por simplicidade de solução e para aumentar a praticidade do sistema em casos de manutenção e ajuste de ganhos e parâmetros.

3.1.2 RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES

Para não estender demais o corpo principal desta dissertação, serão apresentados a seguir os principais resultados dos testes. Uma exposição mais

cuidadosa encontra-se no Apêndice 10.2 em conjunto com o arquivo “**Ensaios dos Amplificadores e Condicionadores.xls**”. É importante ressaltar ainda que resultados relevantes encontram-se neste apêndice e que não serão citados aqui.

A descrição do procedimento para obtenção do modelo dos amplificadores e ganhos dos condicionadores encontra-se no Apêndice 10.1.

Ganhos dos condicionadores:

$$K_{cond_{EL}} = 0,1768 V/V$$

$$K_{cond_{AZ}} = -0,1188 V/V$$

Passemos aos amplificadores de azimute. Antes de expormos os modelos dos amplificadores, vejamos o gráfico abaixo:

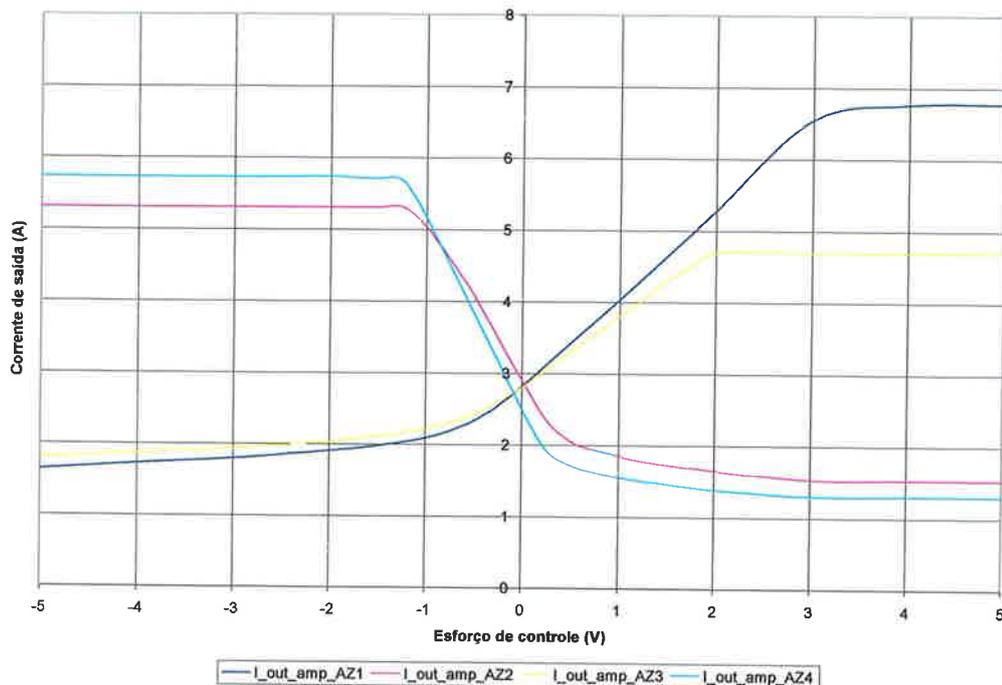


Figura 3.6: Curvas características dos amplificadores de azimute sem ajustes

Este gráfico foi levantado antes de se efetuar quaisquer ajustes nos amplificadores. Ele ilustra o desbalanceamento dos atuadores, já que para um dado esforço de controle, os motores operam com torques consideravelmente diferentes.

Ajustados os amplificadores, as curvas obtidas foram:

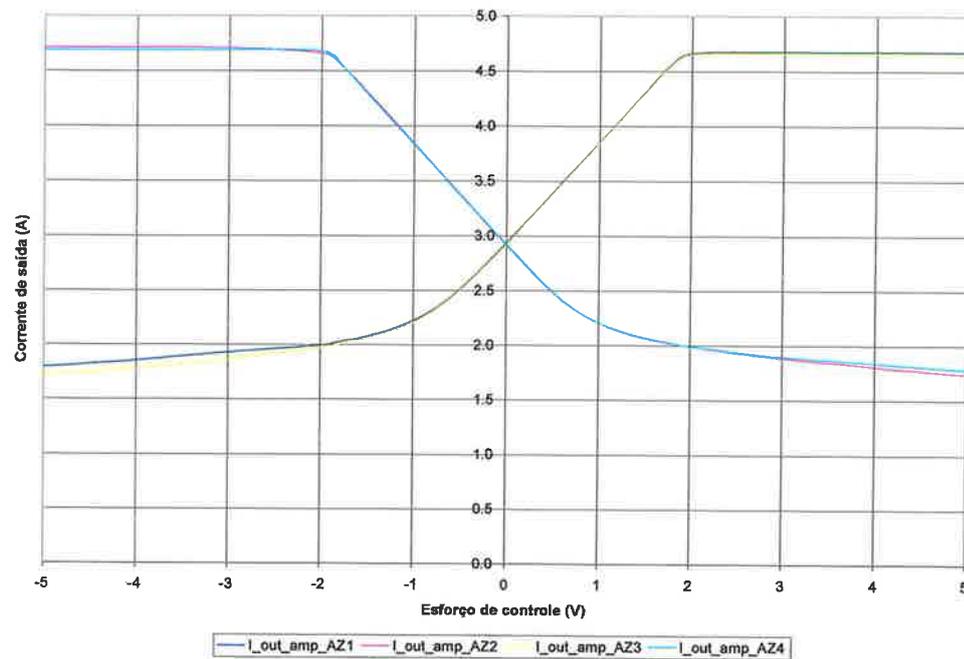


Figura 3.7: Curvas características dos amplificadores de azimute após ajustes

Com base nestes ajustes, os modelos finais adotados para os amplificadores de azimute foram:

Tabela 3.1: Modelos finais adotados para os amplificadores do eixo de azimute

AZ1	$I_{out,amp,AZ1}$ (A)
$V_{in,amp,AZ} < -0.215 \text{ V}$	4.7
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} < 0 \text{ V}$	$3.0167 - 8.0016 \cdot V_{in,amp,AZ}$
$0 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0209 - 8.9679 \cdot V_{in,amp,AZ} + 19.793 \cdot V_{in,amp,AZ}^2$
$V_{in,amp,AZ} > 0.215 \text{ V}$	2.0
AZ2	$I_{out,amp,AZ2}$ (A)
$V_{in,amp,AZ} < -0.215 \text{ V}$	2.0
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} < 0 \text{ V}$	$3.0209 + 8.9679 \cdot V_{in,amp,AZ} + 19.793 \cdot V_{in,amp,AZ}^2$
$0 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0167 + 8.0016 \cdot V_{in,amp,AZ}$
$V_{in,amp,AZ} > 0.215 \text{ V}$	4.7
AZ3	$I_{out,amp,AZ3}$ (A)
$V_{in,amp,AZ} < -0.215 \text{ V}$	4.7
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} < 0 \text{ V}$	$3.0167 - 8.0016 \cdot V_{in,amp,AZ}$
$0 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0209 - 8.9679 \cdot V_{in,amp,AZ} + 19.793 \cdot V_{in,amp,AZ}^2$
$V_{in,amp,AZ} > 0.215 \text{ V}$	2.0
AZ4	$I_{out,amp,AZ4}$ (A)
$V_{in,amp,AZ} < -0.215 \text{ V}$	2.0
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} < 0 \text{ V}$	$3.0209 + 8.9679 \cdot V_{in,amp,AZ} + 19.793 \cdot V_{in,amp,AZ}^2$
$0 \text{ V} \leq V_{in,amp,AZ} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0167 + 8.0016 \cdot V_{in,amp,AZ}$
$V_{in,amp,AZ} > 0.215 \text{ V}$	4.7

A região de trabalho ficou definida entre $[-1,8V, +1,8V]$.

Foi notado ainda durante os testes que os amplificadores geram muito ruído e sofrem variações da ordem de 5% na corrente de saída por ação da temperatura.

Tratemos agora dos amplificadores de elevação. Se os amplificadores de azimute já apresentavam curvas características com diferenças apreciáveis entre si, os de elevação estavam em condições muito piores. Foi necessário um ajuste grosso inicial para serem levantadas suas curvas.

Inicialmente os amplificadores *EL1* e *EL3* estavam regulados de forma que a *zero volts* suas correntes de saída ($I_{out,amp,EL1}$ e $I_{out,amp,EL3}$) eram aproximadamente 5 A,

ao invés de $3 A$. Além disso, para entradas inferiores a *zero volts*, as saídas eram *zero ampères*, ao invés de descerem gradativamente de $3 A$ à $1,3 A$. Assim, os motores eram acionados de forma descontínua e o sistema só operava dentro dos requisitos de desempenho graças ao baixo atrito seco do eixo de elevação e à robustez do sistema de controle analógico.

Após os ajustes preliminares, as curvas, que consideraremos aqui como sem ajustes, ou seja, o ajuste grosso não foi considerado um ajuste de fato, foram:

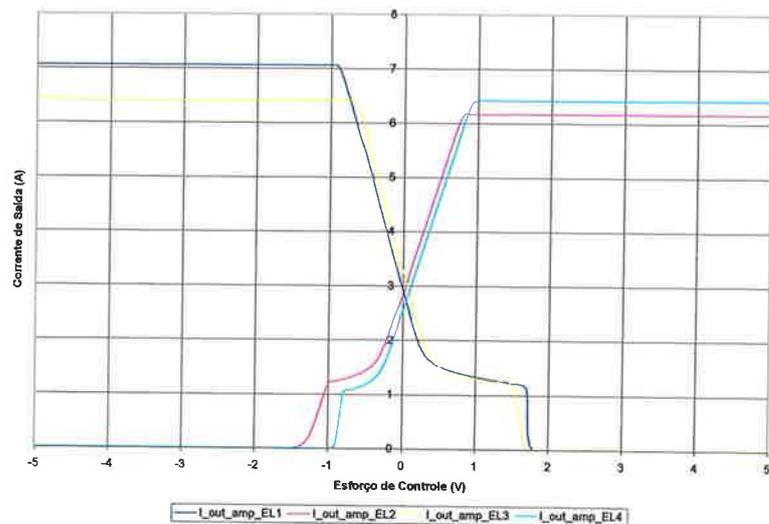


Figura 3.8: Curvas características dos amplificadores de elevação sem ajustes

Após os ajustes finos, obtivemos os seguintes resultados:

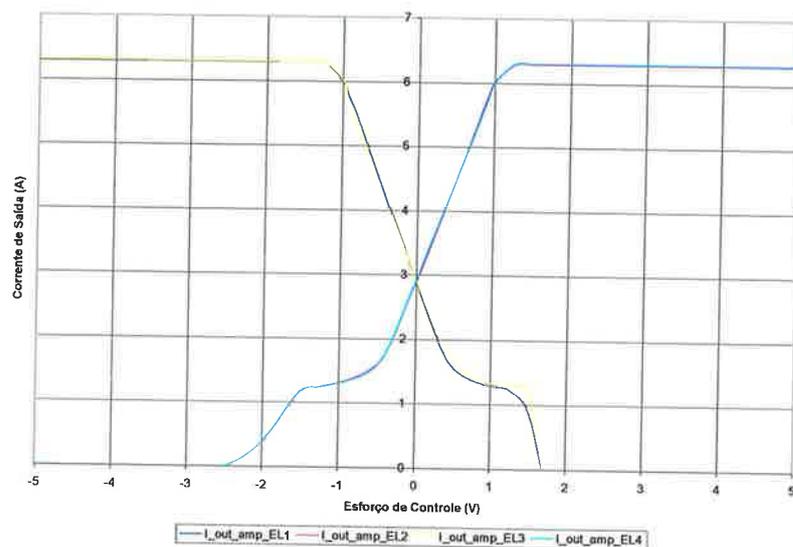


Figura 3.9: Curvas características dos amplificadores de elevação após ajustes

Com base nestes ajustes, os modelos finais adotados para os amplificadores de azimute foram:

Tabela 3.2: Modelos finais adotados para os amplificadores do eixo de elevação

EL1	$I_{out_{amp_{EL1}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	6.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$-17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 - 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	1.3
EL2	$I_{out_{amp_{EL2}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	1.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 + 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	6.3
EL3	$I_{out_{amp_{EL3}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	6.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$-17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 - 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	1.3
EL4	$I_{out_{amp_{ELA}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	1.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 + 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	6.3

As observações finais feitas para os amplificadores de azimute também valem para a elevação na região de trabalho adotada ($[-1 \text{ V}, +1 \text{ V}]$).

3.2 MODELAMENTO DOS MOTORES

Estes motores são definidos como sendo de corrente contínua, controlados por corrente de armadura e com excitação independente.

A excitação independente proveniente da utilização de ímãs permanentes, que geram o eixo de campo (ou eixo direto), confere aos motores algumas características deste tipo de ligação, utilizado freqüentemente em sistemas de controle com realimentação, quando é necessário um controle de tensão de armadura numa faixa ampla, que é o caso. A principal característica é que a tensão de entrada se mantém praticamente constante, mesmo com o aumento da corrente de armadura por consequência do aumento do torque da carga, conforme Fitzgerald (1978).

3.2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DOS MOTORES

Vamos fazer algumas simplificações importantes válidas para o modelo aqui adotado: o fluxo magnético do entreferro no eixo de campo (ou direto) por pólo (Φ_d) será assumido como constante, devido ao mesmo ser produzido por ímãs permanentes e que não haverá saturação magnética, assegurando a validade das constantes K_t e K_e ; além disso, desconsideraremos a indutância de armadura L_a e, por conseguinte, a constante elétrica de armadura τ_a , por se tratarem de motores de baixa potência (0,56 cv), conforme Fitzgerald (1978).

O modelo será então:

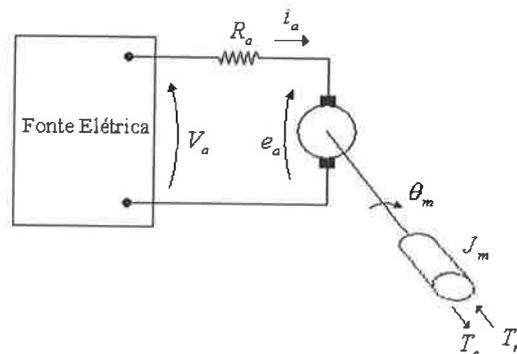


Figura 3.10: Diagrama de um motor de c.c com excitação independente

Onde:

i_a : Corrente de armadura;

e_a : Fcem de armadura;

R_a : Resistência de armadura³;

T_m : Torque produzido pelo motor;

T_c : Torque produzido pela carga;

J_m : Momento de inércia do motor;

θ_m : Posição angular mecânica.

As equações do motor, no plano S (Transformada de *Laplace*), serão, conforme Fitzgerald (1978), dadas por:

$$V_a(s) = R_a \cdot I_a(s) + E_a(s) \quad (3.2.1)$$

$$E_a(s) = K_e \cdot \Omega_m(s) \quad (3.2.2)$$

$$T(s) = K_t \cdot I_a(s) \quad (3.2.3)$$

Onde:

Ω_m : Transformada s da velocidade angular mecânica;

$T(s)$: Torque resultante.

Substituindo (3.2.2) em (3.2.1) e o resultado em (3.2.3), teremos que o torque produzido pelo motor é dado por:

$$T(s) = \frac{K_t}{R_a} \cdot (V_a(s) - K_e \cdot \Omega_m(s)) \quad (3.2.4)$$

Note que $T(s)$ em (3.2.4) é o torque resultante da diferença entre o torque gerado pelo motor e o torque de atrito viscoso.

A lei fundamental da dinâmica das rotações para um sistema de partículas em relação a um eixo fixo é, conforme Nussenzveig (1996), dada por:

$$\tau^{(ext)} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3.2.5)$$

³ R_a deve ser interpretada como a resistência da armadura mais escovas, a não ser que seja especificado de outro modo. Às vezes, R_a é tomada como a resistência de armadura somente, e a queda de tensão no contato da escova é levada em conta como um item separado, e usualmente é considerada valendo 2 volts, conforme Fitzgerald (1978).

Mas $T(s)$ é exatamente $\tau^{(ext)}$ no plano S , e assim:

$$T(s) = J_m \cdot s \cdot \Omega_m(s) \quad (3.2.6)$$

Ou seja, estamos supondo que, em vazio, o torque de carga é dado apenas pelo atrito viscoso. O atrito de destaque e o atrito de *Coulomb* são supostos desprezíveis em primeira aproximação.

Substituindo (3.2.4) em (3.2.6), teremos finalmente a função de transferência do motor:

$$\frac{K_t}{R_a} \cdot (V_a(s) - K_e \cdot \Omega_m(s)) = J_m \cdot s \cdot \Omega_m(s) \quad (3.2.7)$$

Ou seja:

$$J_m \cdot s \cdot \Omega_m(s) + \frac{K_t \cdot K_e}{R_a} \cdot \Omega_m(s) = \frac{K_t}{R_a} \cdot V_a(s) \quad (3.2.8)$$

Chamando $\frac{K_t \cdot K_e}{R_a}$ de b_m , temos:

$$J_m \cdot s \cdot \Omega_m(s) + b_m \cdot \Omega_m(s) = \frac{K_t}{R_a} \cdot V_a(s) \quad (3.2.9)$$

Ou seja:

$$G_m(s) = \frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_t}{b_m \cdot R_a}}{\frac{J_m}{b_m} \cdot s + 1} \quad (3.2.10)$$

Vemos assim que o motor é um sistema de primeira ordem com ganho dado por $\frac{K_t}{b_m \cdot R_a}$ e constante de tempo dada por $\frac{J_m}{b_m}$.

Vamos agora modelar os atritos não lineares desses motores. Isto é necessário, porque não há nenhuma evidência de que eles devam ser desprezados. Assim, uma vez quantificados, será possível determinar sua relevância no modelamento do sistema.

Em Cruz et al (1999) é apresentada uma metodologia de modelagem e determinação dos parâmetros que será utilizada aqui.

Sempre que superfícies mecânicas escorregam umas sobre as outras há o aparecimento de forças de atrito, geralmente classificadas dentre os três tipos abaixo:

i) atrito viscoso linear: proporcional à velocidade relativa entre as superfícies;

ii) atrito de *Coulomb*: que é uma força constante, sempre se opondo ao movimento relativo entre as superfícies;

iii) atrito de destaque (ou atrito de *Coulomb* de destaque): que é a força de oposição que só aparece ao se iniciar o movimento.

Este assunto é tratado também em Garcia (1997).

Assumindo-se que tanto a força de atrito viscoso quanto a força de atrito de *Coulomb* sejam significativas, obtém-se a curva característica de torque contra velocidade de regime da Figura 3.11.

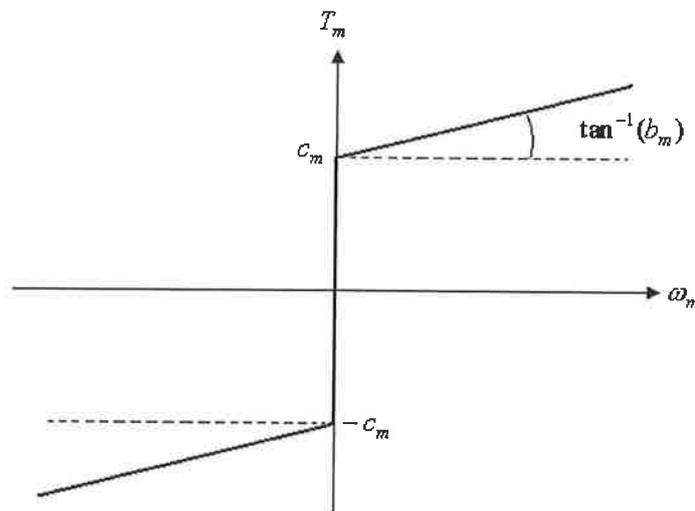


Figura 3.11: Característica torque X velocidade

Neste caso o torque total do sistema, que se resume ao torque de atrito, é dado por:

$$\tau_{at} = b_m \cdot \omega_m + c_m \cdot \text{sgn}(\omega_m) \quad (3.2.11)$$

Onde b_m e c_m estão indicados na figura e $\text{sgn}(\omega_m)$ é a função sinal algébrico de ω_m .

A equação diferencial associada à função de transferência (3.2.10) é:

$$\dot{\omega}_m(t) + \frac{\omega_m(t)}{T} = \frac{K}{T} \cdot V_a(t) \quad (3.2.12)$$

Onde:

$$K = \frac{K_t}{b_m \cdot R_a}$$

$$T = \frac{J_m}{b_m}$$

Ao se considerar o atrito de *Coulomb*, (3.2.12) torna-se:

$$\dot{\omega}_m(t) + \frac{\omega_m(t)}{T} + \frac{\varphi_m}{T} \cdot \text{sgn}(\omega_m(t)) = \frac{K}{T} \cdot V_a(t) \quad (3.2.13)$$

Onde:

$$K = \frac{K_t}{b_m \cdot R_a}$$

$$T = \frac{J_m}{b_m}$$

O atrito de destaque pode ser modelado por:

$$\tau_{d_m}(t) = \tau_{0_m} \cdot X \quad (3.2.14)$$

Com $X = 0$, se $|\omega_m(t)| > \varepsilon_m$

$X = 1$, se $0 \leq \omega_m(t) \leq \varepsilon_m$

$X = -1$, se $-\varepsilon_m \leq \omega_m(t) < 0$

Onde:

τ_{0_m} : Torque mínimo para vencer o atrito de destaque do motor;

ω_m : Velocidade angular do motor;

ε_m : Velocidade angular máxima do motor onde o atrito de destaque atua.

Finalmente, teremos o modelo do motor dado por:

$$\dot{\omega}_m(t) + \frac{\omega_m(t)}{T} + \frac{\varphi_m}{T} \cdot \text{sgn}(\omega_m(t)) + \frac{R_a \cdot K \cdot \tau_{0_m} / K_t}{T} \cdot X = \frac{K}{T} \cdot V_a(t) \quad (3.2.15)$$

Onde:

$$K = \frac{K_t}{b_m \cdot R_a}$$

$$T = \frac{J_m}{b_m}$$

$X = 0$, se $|\omega_m(t)| > \varepsilon_m$

$X = 1$, se $0 \leq \omega_m(t) \leq \varepsilon_m$

$X = -1$, se $-\varepsilon_m \leq \omega_m(t) < 0$

O radiotelescópio de Atibaia utiliza 8 motores para posicionamento. Com o passar dos anos novas unidades foram adquiridas com características dinâmicas diferentes. Isto tem um impacto direto no modelamento do sistema e,

conseqüentemente, no projeto dos controladores. Para simplificar o modelamento, iremos assumir que todos os motores são iguais com os seguintes parâmetros nominais:

- Motor DC 36 V;
- 4 pólos;
- $R_s = 0,7 \text{ ohms}$;
- Torque de carga: 90,4 Oz-in (0,6384 N.m);
- Rotação nominal: 4664 rpm;
- $K_t = 8,0 \text{ Oz-in / Amp}$ (0,05649 N.m / Amp);
- $K_e = 5,9 \text{ V / Krpm}$;
- Corrente em carga: 11,4 A.

Uma olhada nestes parâmetros e subseqüente comparação com o modelo (3.2.15) nos permite verificar que J_m , b_m , φ_m , τ_{0_m} e ε_m são desconhecidos. Estes parâmetros serão então levantados.

3.2.2 RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS MOTORES

Serão apresentados a seguir os principais resultados dos testes. Uma exposição mais cuidadosa encontra-se no Apêndice 10.4 em conjunto com o arquivo “Ensaio do Motor.xls”. É importante ressaltar ainda que resultados relevantes encontram-se neste apêndice e que não serão citados aqui.

A descrição do procedimento para obtenção do modelo dos motores encontra-se no Apêndice 10.3.

$$\text{Ganho do tacômetro: } K_v = 0,0177 \frac{V}{\text{rad/s}}$$

A resposta ao degrau duplo do motor para $V_a = U_1 = 3,4V$ e $V_a = U_2 = U_1 + \Delta U = 5V$, descontado K_v , é dada por:

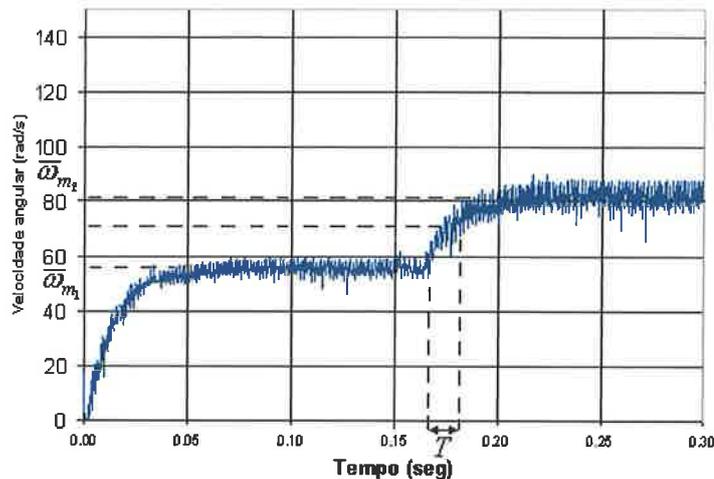


Figura 3.12: Resposta ao degrau duplo do motor

Desta resposta levantamos o ganho e a constante de tempo dos motores:

$$K = 16,5 \frac{\text{rad/s}}{\text{V}}$$

$$T = 0,016 \text{seg}$$

Com base nos valores nominais dos motores:

$$b_m = 0,0049 \frac{\text{N.m}}{\text{rad/s}}$$

$$J_m = 0,0000783 \text{Kg.m}^2$$

$$\varphi_m = 0,10 \text{rad/s}$$

$$c_m = 0,00049 \text{N.m}$$

A corrente na qual o motor vence o atrito de destaque é:

$$I_d = 0,29 \text{A}$$

O que corresponde a um torque de:

$$\tau_{0_m} = 0,0164 \text{N.m}$$

A velocidade adotada a partir da qual o atrito seco deixa de atuar é:

$$\varepsilon_m = 0,42 \text{rad/s}$$

Assim, o modelo dos motores será:

➤ Baseado em parâmetros nominais:

$$\dot{\omega}_m(t) + 62,5 \cdot \omega_m(t) + 6,25 \cdot \text{sgn}(\omega_m(t)) + 209,3 \cdot X = 1031,3 \cdot V_a(t) \quad (10.4.1)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_m(t)| > 0,42 \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_m(t) \leq 0,42 \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -0,42 \text{ rad/s} \leq \omega_m(t) < 0$$

A próxima figura mostra este modelo sobreposto aos dados coletados no ensaio:

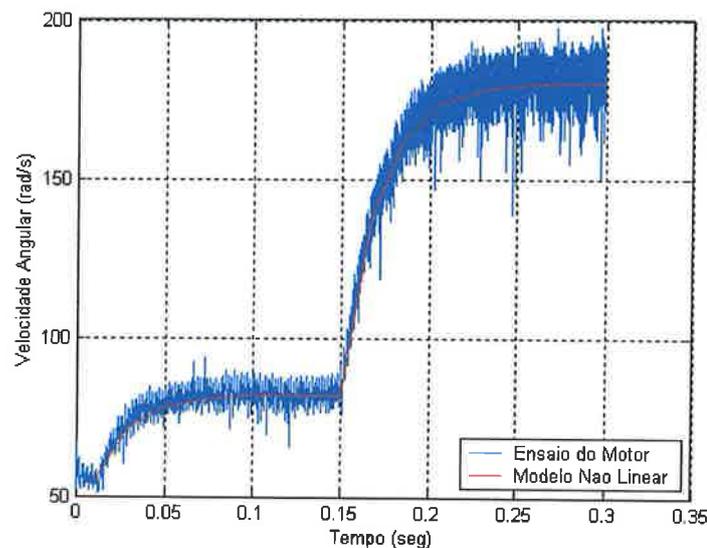


Figura 3.13: Comparação entre a resposta do motor e seu modelo não linear

Observamos então que o modelo levantado descreve adequadamente o comportamento dinâmico dos motores.

Como última observação, os tacômetros geram muito ruído, o que é comprovado pela própria Figura 3.13 que deveria ter a curva azul com baixa oscilação. Na prática, isto prejudica o sistema de controle.

3.3 MODELAMENTO DO SISTEMA DE AZIMUTE

Antes de iniciarmos a discussão matemática deste problema, é importante ressaltar alguns pontos. Observe a figura a seguir:

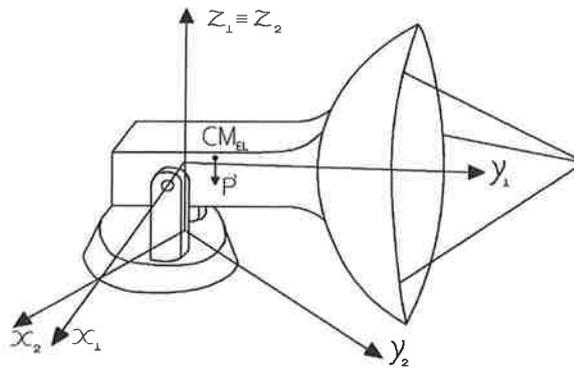


Figura 3.14: Sistema mecânico do radiotelescópio

O sistema de coordenadas (x_1, y_1, z_1) refere-se ao eixo de elevação e o sistema (x_2, y_2, z_2) refere-se ao eixo de azimute.

Por ela podemos verificar que o sistema possui apenas dois graus de liberdade, já que ele gira em torno do eixo x_1 e dos eixos $z_1 \equiv z_2$, daí termos apenas os movimentos em elevação e azimute. Como consequência ambos os movimentos são coplanares, o que significa dizer que, para a elevação, o vetor torque é dado por $\vec{\tau}^{(ext)} = \tau_{x_1}^{(ext)} \mathbf{e}_1$ e, para o azimute, $\vec{\tau}^{(ext)} = \tau_{z_2}^{(ext)} \mathbf{e}_3$.

Também pela Figura 3.14 é possível notar que a força gravitacional atua sobre o eixo de elevação gerando um torque de carga e quanto mais longe estiver o centro de massa de elevação (CM_{EL}) do eixo de elevação, maior será o módulo deste torque. A fim de eliminar este efeito, o centro de massa deve ser posicionado sobre o eixo, o que, além de diminuir muito o torque necessário para o mover o sistema, torna-o estável em malha aberta. Esta condição de balanceamento também afeta o eixo de azimute, já que a força de atrito será maior ou menor conforme o ângulo de elevação numa situação de desbalanceamento.

Devido ao fato de estarmos lidando com velocidades de rotação extremamente baixas, não será levada em consideração a influência do movimento do eixo de elevação na dinâmica do eixo de azimute, e vice-versa.

Um último ponto importante a ser considerado é o fato do momento de inércia do sistema ser variável em relação ao eixo de azimute e constante em relação ao eixo de elevação.

Passemos à modelagem.

3.3.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO SISTEMA DE AZIMUTE

Antes de iniciarmos o equacionamento, é preciso fazer algumas definições.

Tomemos o sistema de coordenadas da Figura 3.15, com o eixo x_1 solidário ao eixo de elevação, o eixo z_1 perpendicular ao plano do solo e a origem do sistema na metade do eixo de elevação, de forma que o sistema seja simétrico em relação ao eixo x_1 . Perceba que (x_1, y_1, z_1) gira junto com a base do radiotelescópio (Figura 3.14).

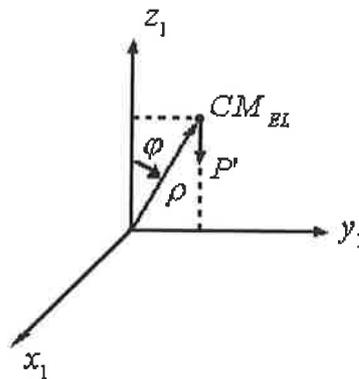


Figura 3.15: Sistema de coordenadas solidário ao eixo de elevação

Onde:

CM_{EL} : Centro de massa de elevação;

ρ : Distância da origem ao centro de massa;

φ : Ângulo entre o eixo z_1 e o centro de massa do radiotelescópio para a elevação;

P' : Força peso do centro de massa de elevação.

θ_{EL} será definido como:

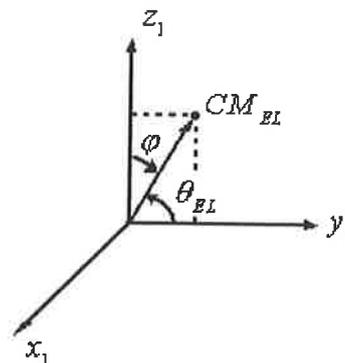


Figura 3.16: φ e θ_{EL} no plano cartesiano

Uma vez que o momento de inércia do radiotelescópio varia em relação ao eixo de azimute de acordo com o ângulo de elevação, é necessário que θ_{EL} seja expresso em termos do sistema (x_2, y_2, z_2) para que este entre no equacionamento a ser desenvolvido, o que nos leva a pensar numa transformação de sistemas de coordenadas, porém essa transformação será bastante simples. Considere que o radiotelescópio está com um determinado ângulo de elevação, se pensarmos em termos do sistema (x_2, y_2, z_2) , este ângulo será representado da mesma forma que no sistema (x_1, y_1, z_1) , pois não interessa a posição pontual, apenas o ângulo, mesmo considerando o fato de que (x_1, y_1, z_1) roda em relação à (x_2, y_2, z_2) . Dessa forma, o sistema de coordenadas solidário ao eixo de azimute e os ângulos serão definidos conforme a figura a seguir:

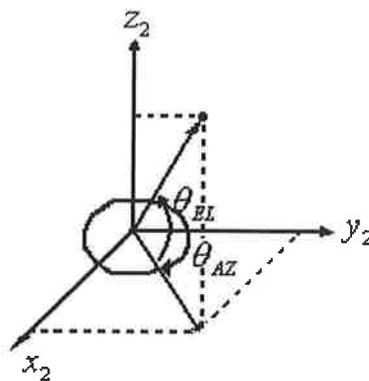


Figura 3.17: Sistema de coordenadas solidário ao eixo de azimute

O sentido adotado para θ_{AZ} leva em consideração a definição feita no item 2.1.2 para o *Sistema de Coordenadas Horizontais Locais*.

Pela Figura 3.17 é fácil perceber que, para o eixo de azimute, não há torque de carga gerado pela força peso.

Para podermos iniciar a modelagem matemática é preciso recordar ainda a transmissão por engrenagens. Considere a seguinte montagem:

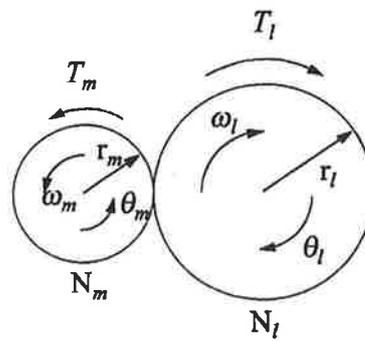


Figura 3.18: Transmissão de engrenagens (CRUZ, 1999)

Sejam, então:

τ_m : Torque no eixo do motor;

τ_l : Torque no eixo da carga;

θ_m : Ângulo de rotação do eixo do motor;

θ_l : Ângulo de rotação do eixo da carga;

N_m : Números de dentes da engrenagem do motor;

N_l : Números de dentes da engrenagem do eixo da carga;

J_m : Momento de inércia do motor;

J'_m : Momento de inércia do motor referido ao eixo da carga;

b_m : Coeficiente de atrito viscoso do motor;

b'_m : Coeficiente de atrito viscoso do motor referido ao eixo da carga.

Demonstra-se em Cruz (1999) que:

$$\tau_l = \frac{N_l}{N_m} \cdot \tau_m \quad (3.3.1)$$

$$\theta_l = \frac{N_m}{N_l} \cdot \theta_m \quad (3.3.2)$$

E que, em relação ao eixo da carga:

$$J'_m = \left(\frac{N_l}{N_m} \right)^2 \cdot J_m \quad (3.3.3)$$

$$b'_m = \left(\frac{N_l}{N_m} \right)^2 \cdot b_m \quad (3.3.4)$$

Como o sistema de azimute tem seu eixo principal conectado aos eixos dos motores por meio de engrenagens, o equacionamento de torques precisará estar referido a um determinado eixo e as relações, acima apresentadas, serão utilizadas.

Aplicando ao eixo de azimute a lei fundamental da dinâmica das rotações para um sistema de partículas conforme Nussenzveig (1996) e considerando que é em relação a um eixo fixo (z_2):

$$\frac{d\vec{L}}{dt} = \vec{\tau}^{(ext)} \Rightarrow \frac{dL_{z_2}}{dt} = \tau_{z_2}^{(ext)} \quad (3.3.5)$$

Mas

$$L_{z_2} = J_{z_2} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \quad (3.3.6)$$

Então

$$\frac{dL_{z_2}}{dt} = \frac{d(J_{z_2} \cdot \omega_{AZ})}{dt} \Rightarrow \tau_{z_2}^{(ext)} = \frac{d(J_{z_2} \cdot \omega_{AZ})}{dt} \Leftrightarrow \tau_{z_2}^{(ext)} = \frac{dJ_{z_2}}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + J_{z_2} \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} \quad (3.3.7)$$

Pois em relação ao eixo de azimute, o momento de inércia J_{z_2} do radiotelescópio é variável. Além disso, (3.3.7) é referida ao eixo de azimute.

Sabemos que J_{z_2} é tal que $J_{z_2} = f(\theta_{EL})$, porém não sabemos quem é $f(\theta_{EL})$ e para calculá-lo seria necessário conhecer a geometria do radiotelescópio e resolver a integral

$$J_{z_2}(\theta_{EL}) = \int \rho^2(\theta_{EL}) \cdot dm \quad (3.3.8)$$

o que é inviável. Assim, inicialmente, iremos apenas indicar o momento de inércia como $J_{z_2}(\theta_{EL})$. Durante a fase experimental, através da coleta de respostas ao degrau do eixo de azimute para diversos θ_{EL} , será possível determinar uma aproximação para esta função, caso a variação deste momento seja relevante.

Podemos escrever então:

$$\tau_{z_2}^{(ext)} = \frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (J_{z_2}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} \quad (3.3.9)$$

Precisamos determinar agora quem são os componentes de $\tau_{z_2}^{(ext)}$, que, basicamente, é formado por torques *a favor* e torques *contra* o movimento.

Os torques *a favor* são os torques gerados pelos motores. Então vamos a eles.

Como estamos lidando com motores controlados por corrente de armadura, o torque resultante dos mesmos em relação ao eixo de azimute com base na equação (3.2.3) é:

$$\tau'_{m_{AZ1}} + \tau'_{m_{AZ2}} + \tau'_{m_{AZ3}} + \tau'_{m_{AZ4}} = N.K_t.(I_{out_{ampAZ1}}(t) + I_{out_{ampAZ2}}(t) + I_{out_{ampAZ3}}(t) + I_{out_{ampAZ4}}(t)) \quad (3.3.10)$$

Definindo

$$\tau'_{m_{RAZ}} = \tau'_{m_{AZ1}} + \tau'_{m_{AZ2}} + \tau'_{m_{AZ3}} + \tau'_{m_{AZ4}} \quad (3.3.11)$$

e

$$I_{out_{ampRAZ}}(t) = I_{out_{ampAZ1}}(t) + I_{out_{ampAZ2}}(t) + I_{out_{ampAZ3}}(t) + I_{out_{ampAZ4}}(t) \quad (3.3.12)$$

Temos de (3.3.10):

$$\tau'_{m_{RAZ}} = N.K_t.I_{out_{ampRAZ}}(t) \quad (3.3.13)$$

Mas sabemos da modelagem dos amplificadores que cada termo de corrente da equação acima está definido de acordo com a Tabela 3.1. Uma aproximação para a soma dos termos de corrente, válida para $-0.215V \leq V_{in_{ampAZ}}(t) \leq 0.215V$, é dada por:

$$I_{out_{ampRAZ}}(t) = 131,4.V_{in_{ampAZ}}^3(t) - 0,0092.V_{in_{ampAZ}}^2(t) - 31,15.V_{in_{ampAZ}}(t) + 0,0003 \quad (3.3.14)$$

O que resulta:

$$\tau'_{m_{RAZ}} = N.K_t.(131,4.V_{in_{ampAZ}}^3(t) - 0,0092.V_{in_{ampAZ}}^2(t) - 31,15.V_{in_{ampAZ}}(t) + 0,0003) \quad (3.3.15)$$

Mas, como estamos interessados em relacionar $\tau'_{m_{RAZ}}$ com $V_{contAZ}(t)$ e como

$$V_{in_{ampAZ}}(t) = K_{condAZ}.V_{contAZ}(t):$$

$$\tau'_{m_{RAZ}} = 5,4.N.K_t, \text{ se } V_{contAZ} > 1,8V$$

$$\tau'_{m_{RAZ}} = N.K_t.(-0,2203V_{contAZ}^3(t) - 0,0001V_{contAZ}^2(t) + 3,7006V_{contAZ}(t) + 0,0003), \text{ se } -1,8V \leq V_{contAZ} \leq 1,8V$$

$$\tau'_{m_{RAZ}} = -5,4.N.K_t, \text{ se } V_{contAZ} < -1,8V \quad (3.3.16)$$

Os torques *contra* o movimento são os torques gerados pelos atritos provenientes dos motores, engrenagens, rolamentos, ou seja, do sistema mecânico.

É sabido que eles têm grande influência sobre o sistema de controle. Inicialmente o modelamento levará em conta os três tipos, considerando que todos sejam relevantes. Simplificações serão adotadas caso perceba-se nos ensaios irrelevância de qualquer um deles.

Os torques devido ao atrito, da mesma forma que na modelagem dos motores, serão dados por:

- Atrito de destaque: $\tau_{d_{AZ}} = -\tau_{0_{tot_{AZ}}} \cdot X$ (3.3.17)

$$X = 0, \text{ se } \left| \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \right| > \varepsilon_{AZ}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \leq \varepsilon_{AZ}$$

$$X = -1, \text{ se } -\varepsilon_{AZ} \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} < 0$$

- Atrito de *Coulomb*: $\tau_{c_{AZ}} = -c_{tot_{AZ}} \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right)$ (3.3.18)

- Atrito viscoso: $\tau_{v_{AZ}} = -b_{tot_{AZ}} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt}$ (3.3.19)

Onde:

$\tau_{0_{tot_{AZ}}}$: Torque mínimo para vencer o atrito de destaque do rolamento do eixo de azimute, dos motores e das engrenagens de redução;

$\frac{d\theta_{AZ}}{dt}$: Velocidade angular de azimute;

ε_{AZ} : Velocidade angular máxima de azimute onde o atrito de destaque atua;

$c_{tot_{AZ}}$: Módulo do torque gerado pelo atrito de *Coulomb* do rolamento do eixo de azimute, dos motores e das engrenagens de redução;

$b_{tot_{AZ}}$: Coeficiente de atrito viscoso proveniente do rolamento do eixo de azimute e dos motores de acionamento do radiotelescópio.

Da mesma forma que o momento de inércia J_{z_2} , os atritos também dependem de θ_{EL} . Novamente, *a priori*, não sabemos dizer como é esta variação, que só poderá ser determinada durante a análise dos dados experimentais. Assim, reescrevemos (3.3.17), (3.3.18) e (3.3.19) como:

$$\tau_{d_{AZ}}(\theta_{EL}, \frac{d\theta_{AZ}}{dt}) = -\tau_{0_{tot_{AZ}}}(\theta_{EL}) \cdot X \quad (3.3.20)$$

$$X = 0, \text{ se } \left| \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \right| > \varepsilon_{AZ}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \leq \varepsilon_{AZ}$$

$$X = -1, \text{ se } -\varepsilon_{AZ} \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} < 0$$

$$\tau_{c_{AZ}}(\theta_{EL}, \frac{d\theta_{AZ}}{dt}) = -c_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \text{sgn}(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}) \quad (3.3.21)$$

$$\tau_{v_{AZ}}(\theta_{EL}, \frac{d\theta_{AZ}}{dt}) = -b_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \quad (3.3.22)$$

Tendo em vista (3.3.1) e (3.3.4) e o fato de que os coeficientes das equações acima são todos compostos por parcelas correspondentes aos 4 motores e ao sistema mecânico, temos finalmente que:

$$\tau_{d_{AZ}}(\theta_{EL}, \frac{d\theta_{AZ}}{dt}) = -(4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{AZ}}(\theta_{EL})).X \quad (3.3.23)$$

$$X = 0, \text{ se } \left| \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \right| > \varepsilon_{AZ}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \leq \varepsilon_{AZ}$$

$$X = -1, \text{ se } -\varepsilon_{AZ} \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} < 0$$

$$\tau_{c_{AZ}}(\theta_{EL}, \frac{d\theta_{AZ}}{dt}) = -(4.N.c_m + c_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \text{sgn}(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}) \quad (3.3.24)$$

$$\tau_{v_{AZ}}(\theta_{EL}, \frac{d\theta_{AZ}}{dt}) = -(4.N^2.b_m + b_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \quad (3.3.25)$$

Onde:

$\tau_{0_{AZ}}$: Torque mínimo para vencer o atrito de destaque do rolamento do eixo de azimute e das engrenagens de redução;

c_{AZ} : Módulo do torque gerado pelo atrito de *Coulomb* do rolamento do eixo de azimute e das engrenagens de redução;

b_{AZ} : Coeficiente de atrito viscoso proveniente do rolamento do eixo de azimute e engrenagens.

Além disso, podemos escrever que:

$$J_{z_2}(\theta_{EL}) = J'_{m_{AZ1}} + J'_{m_{AZ2}} + J'_{m_{AZ3}} + J'_{m_{AZ4}} + J_{AZ}(\theta_{EL}) \quad (3.3.26)$$

E como:

$$J'_{m_{AZ1}} = J'_{m_{AZ2}} = J'_{m_{AZ3}} = J'_{m_{AZ4}} = N^2.J_m \quad (3.3.27)$$

⁴ Vem do fato de que $b'_{m_{AZ1}} + b'_{m_{AZ2}} + b'_{m_{AZ3}} + b'_{m_{AZ4}} + b_{AZ} = 4.N^2.b_m + b_{AZ}$.

Assim, (3.3.26) torna-se:

$$J_{z_2}(\theta_{EL}) = 4.N^2.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL}) \quad (3.3.28)$$

Onde:

$J_{AZ}(\theta_{EL})$: Momento de inércia do sistema mecânico do radiotelescópio menos motores em relação ao eixo de azimute.

Reescrevendo (3.3.9) em função dos torques externos que atuam no sistema:

$$\tau'_{m_{RAZ}} + \tau_{v_{AZ}} + \tau_{d_{AZ}} + \tau_{c_{AZ}} = \frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (J_{z_2}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} \quad (3.3.29)$$

Substituindo (3.3.2), (3.3.16), (3.3.23), (3.3.24), (3.3.25) e (3.3.28) em (3.3.29), teremos a equação diferencial final que rege o comportamento dinâmico do radiotelescópio em azimute em função das entradas $V_{cont_{AZ}}$ e θ_{EL} e da saída θ_{AZ} :

$$\begin{aligned} & 5,4.N.K_t - (4.N.b_m + b_{AZ}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} - (4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{AZ}}(\theta_{EL})) \cdot X - (4.N.c_m + c_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right) =, \text{ se } V_{cont_{AZ}} > 1,8V \\ & = \frac{d(4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} \\ & N.K_t \cdot (-0,2203.V_{cont_{AZ}}^3(t) - 0,0001.V_{cont_{AZ}}^2(t) + 3,7006.V_{cont_{AZ}}(t) + 0,0003) - \\ & - (4.N.b_m + b_{AZ}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} - (4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{AZ}}(\theta_{EL})) \cdot X - (4.N.c_m + c_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right) =, \text{ se } \\ & = \frac{d(4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} \\ & -1,8V \leq V_{cont_{AZ}} \leq 1,8V \\ & -5,4.N.K_t - (4.N.b_m + b_{AZ}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} - (4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{AZ}}(\theta_{EL})) \cdot X - (4.N.c_m + c_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right) =, \text{ se } V_{cont_{AZ}} < -1,8V \\ & = \frac{d(4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} \end{aligned} \quad (3.3.30)$$

Ou seja:

$$\begin{aligned} & \frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (J_{z_2}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} + b_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + \tau_{0_{tot_{AZ}}}(\theta_{EL}) \cdot X + c_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right) = 5,4.N.K_t, \text{ se } V_{cont_{AZ}} > 1,8V \\ & \frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (J_{z_2}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} + b_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + \tau_{0_{tot_{AZ}}}(\theta_{EL}) \cdot X + c_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right) =, \text{ se } \\ & = N.K_t \cdot (-0,2203.V_{cont_{AZ}}^3(t) - 0,0001.V_{cont_{AZ}}^2(t) + 3,7006.V_{cont_{AZ}}(t) + 0,0003) \\ & -1,8V \leq V_{cont_{AZ}} \leq 1,8V \\ & \frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (J_{z_2}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} + b_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + \tau_{0_{tot_{AZ}}}(\theta_{EL}) \cdot X + c_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{AZ}}{dt}\right) = -5,4.N.K_t, \text{ se } V_{cont_{AZ}} < -1,8V \end{aligned} \quad (3.3.31)$$

Com

$$J_{z_2}(\theta_{EL}) = 4.N.J_m + J_{AZ}(\theta_{EL})$$

$$b_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) = 4.N.b_m + b_{AZ}(\theta_{EL})$$

$$\tau_{0_{tot_{AZ}}}(\theta_{EL}) = 4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{AZ}}(\theta_{EL})$$

$$c_{tot_{AZ}}(\theta_{EL}) = 4.N.c_m + c_{AZ}(\theta_{EL})$$

$$X = 0, \text{ se } \left| \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \right| > \varepsilon_{AZ}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} \leq \varepsilon_{AZ}$$

$$X = -1, \text{ se } -\varepsilon_{AZ} \leq \frac{d\theta_{AZ}}{dt} < 0.$$

É importante frisar que este modelo só é válido para o ajuste atual dos amplificadores. Caso seja feito algum ajuste, uma nova curva deverá ser levantada e inserida no modelo (3.3.31), o que significa que as parcelas $5,4.N.K$, e $-5,4.N.K$, deverão ser modificadas se novo ponto de saturação positiva for definido e que a parcela $-0,2203V_{con_{AZ}}^3(t) - 0,0001V_{con_{AZ}}^2(t) + 3,7006V_{con_{AZ}}(t) + 0,0003$, que representa a curva resultante da soma dos amplificadores, deverá ser atualizada, seja pela modificação dos coeficientes, seja pela modificação do grau do polinômio ou troca por qualquer outro tipo de curva que seja mais conveniente.

O problema de modelagem fica então resolvido.

3.3.2 RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE AZIMUTE

A descrição do procedimento para obtenção do modelo do eixo de azimute encontra-se no Apêndice 10.5.

Serão apresentados a seguir os principais resultados dos testes. Uma exposição mais cuidadosa encontra-se no Apêndice 10.6 em conjunto com os arquivos “**Ensaio de Azimute Positivo.xls**”, “**Ensaio de Azimute Negativo.xls**” e “**Validação do Eixo de Azimute.xls**”. É importante ressaltar ainda que resultados relevantes encontram-se neste apêndice e que não serão citados aqui.

Os resultados que serão apresentados aqui são válidos apenas para ganhos de condicionadores e amplificadores conforme o item 3.1.2, para motores conforme o item 3.2.2 e com o receptor solar de 48 GHz instalado na antena, pois, como diferentes equipamentos são utilizados na antena conforme o tipo de medição que se deseja fazer, o modelo de azimute varia com o peso do receptor (que aumenta ou diminui a condição de desbalanceamento da elevação).

Antes de entrarmos propriamente na exposição dos resultados quantitativos, faz-se necessária uma análise qualitativa baseada em algumas respostas ao degrau colhidas durante a fase inicial das atividades práticas. Trata-se das respostas ao degrau triplo do eixo de azimute antes do ajuste de balanceamento do eixo de elevação (o 1º degrau foi aplicado em $t = 0$, o 2º em $t = 20$ e o 3º em $t = 40$):

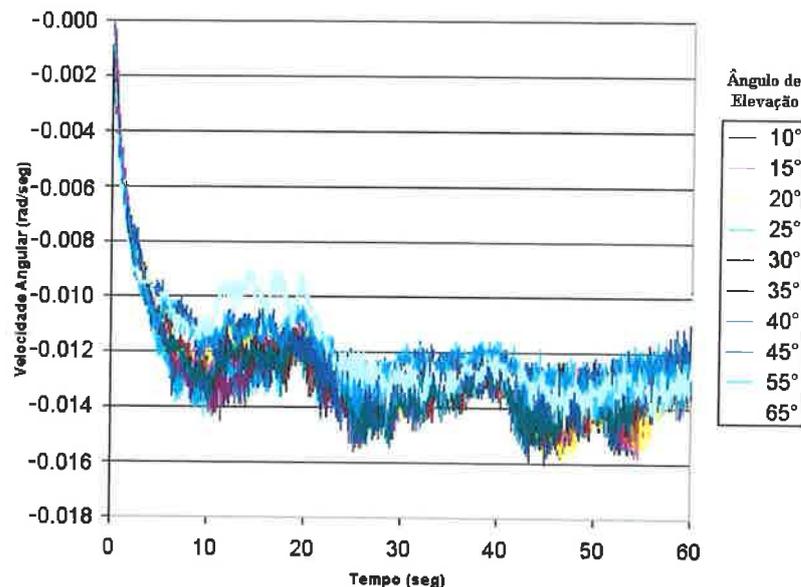


Figura 3.19: Respostas ao degrau triplo do azimute negativo para diversas elevações antes do balanceamento

Por estas respostas podemos observar que o sistema de azimute, além de operar com sinais ruidosos, apresenta outras não linearidades, além das incluídas no modelo (3.3.31). Três efeitos que contribuem para o comportamento observado são: a dependência dos atritos com relação ao ângulo de elevação⁵, o que se traduz no fato de não observarmos um valor de regime bem definido na Figura 3.19; a

⁵ Uma demonstração clara deste problema aconteceu durante os ensaios num dado momento em que o radiotelescópio parou de se movimentar devido ao aumento do atrito, mesmo com um degrau de grande valor sendo aplicado no sistema. Para restabelecer a operação do radiotelescópio foi necessário que o técnico de manutenção subisse na torre e empurrasse a parábola com a mão!!!

existência de torção no sistema mecânico de posicionamento, o que se traduz nos picos de velocidade observados no início de cada degrau; e o desbalanceamento do eixo de elevação, que interfere tanto na amplitude dos atritos como na dinâmica de azimute, o que ficará claro mais adiante.

É possível notar nas respostas que não há uma diferença sistemática que caracterize uma dependência clara e relevante entre a variação do momento de inércia do radiotelescópio e a resposta dinâmica do sistema, assim como também não é possível dizer que a variação do atrito de *Coulomb* de azimute em função do ângulo de elevação seja relevante em meio a tanto ruído e fontes de não linearidade. Portanto, simplificações tornam-se necessárias para que a obtenção do modelo seja possível. Neste sentido, faremos com que $J_{AZ}(\theta_{EL}) = J_{AZ}$, $b_{AZ}(\theta_{EL}) = b_{AZ}$ e $c_{AZ}(\theta_{EL}) = c_{AZ}$.

Como o efeito de torção e a inexatidão do valor de regime são pronunciados, sendo que o primeiro pode ou não ocorrer, dependendo das condições iniciais e se há ou não inversão do sentido do movimento, o modelo será baseado numa curva média de resposta. Para tanto, quatro curvas serão levantadas: duas com 45° de elevação (uma com torção pronunciada e a outra não), já que esta é a posição central dos limites de operação do eixo de elevação; e duas com 80° (uma com torção pronunciada e a outra não), visto que este é um valor próximo do limite superior e está numa região bastante utilizada nas operações usuais de observação do radiotelescópio. Uma vez que se verifique que as respostas a 80° são próximas das a 45°, o modelo será obtido da média das respostas a 45° e valerá para todos os ângulos. Obviamente esta é aproximação que deverá ser validada.

Por fim, o balanceamento da elevação faz-se necessário para minimizar parte dos efeitos não lineares.

Passemos aos resultados quantitativos. Como a dinâmica para cada sentido de rotação dos eixos é diferente, é necessário modelá-los separadamente.

Começando pelo sentido positivo de deslocamento, as respostas, após o balanceamento, ao degrau duplo em malha aberta do sistema e do modelo obtido foram:

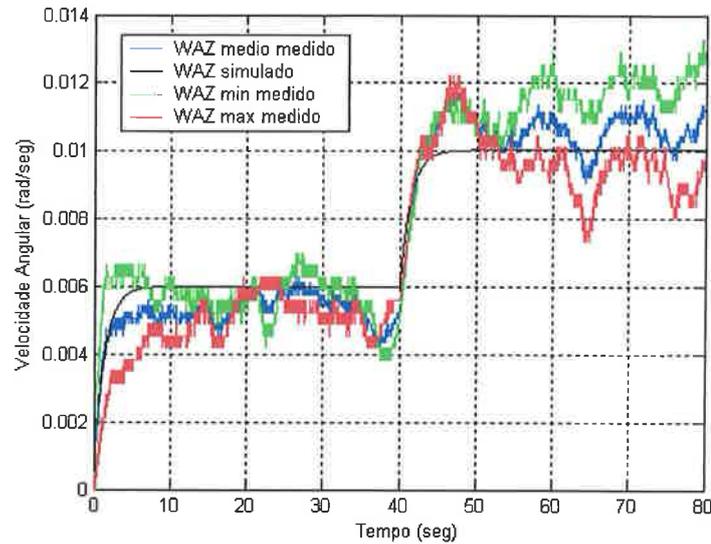


Figura 3.20: Resposta ao degrau duplo de azimute positivo p/ elevações de 45° e 80° real e modelado

A análise destas respostas aponta para problemas mecânicos associados ainda ao balanceamento da elevação e variação do atrito, isto, porque há uma variação no valor de regime do segundo degrau muito grande. Vemos também a ação da torção no primeiro degrau da curva verde. Apesar das não linearidades, essas respostas são essencialmente de primeira ordem, o que confirma parte das expectativas da fase de modelagem, porém, como elas não têm valores de regime bem definidos, a identificação dos parâmetros torna-se um tanto quanto grosseira. Assim, o modelo para o azimute no sentido positivo de deslocamento será:

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143\omega_{AZ}(t) + 0,01581.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01361.X = 0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} > 1,8V$$

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143\omega_{AZ}(t) + 0,01581.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01361.X = 0,005357.(-0,2203.V_{cont_{AZ}}^3(t) - 0,0001.V_{cont_{AZ}}^2(t) + 3,7006.V_{cont_{AZ}}(t) + 0,0003), \text{ se } -1,8V \leq V_{cont_{AZ}} \leq 1,8V$$

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143\omega_{AZ}(t) + 0,01581.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01361.X = -0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} < -1,8V \quad (3.3.32)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{AZ}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{AZ}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{AZ}(t) < 0$$

Para o sentido negativo, as respostas, após o balanceamento, ao degrau duplo em malha aberta do sistema e do modelo obtido foram:

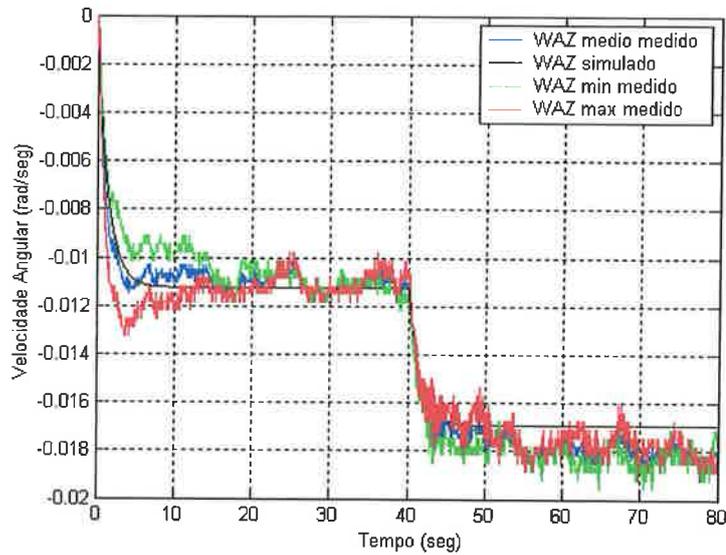


Figura 3.21: Resposta ao degrau duplo de azimute negativo p/ elevações de 45° e 80°

No sentido negativo de movimento, a influência do balanceamento (ou desbalanceamento) é menor, propiciando curvas com valores de regime próximos, o que também se deve ao fato do desgaste mecânico ser menor, o que diminui a variação do atrito com a posição de azimute. Isto faz com que tenhamos modelos mais precisos em relação ao azimute positivo, porém continuamos vendo a ação da torção no primeiro degrau, que é pronunciada na curva vermelha.

Assim, o modelo para o azimute no sentido negativo de deslocamento será:

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143.\omega_{AZ}(t) + 0,01353.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01447.X = 0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} > 1,8V$$

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143.\omega_{AZ}(t) + 0,01353.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01447.X = 0,005357.(-0,2203.V_{cont_{AZ}}^3(t) - 0,0001.V_{cont_{AZ}}^2(t) + 3,7006.V_{cont_{AZ}}(t) + 0,0003), \text{ se } -1,8V \leq V_{cont_{AZ}} \leq 1,8V$$

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143.\omega_{AZ}(t) + 0,01353.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01447.X = -0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} < -1,8V \quad (3.3.33)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{AZ}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{AZ}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{AZ}(t) < 0$$

Para validação do modelo foram tomadas duas curvas com a elevação em 60° .

No caso do deslocamento no sentido positivo, as respostas real e do modelo foram:

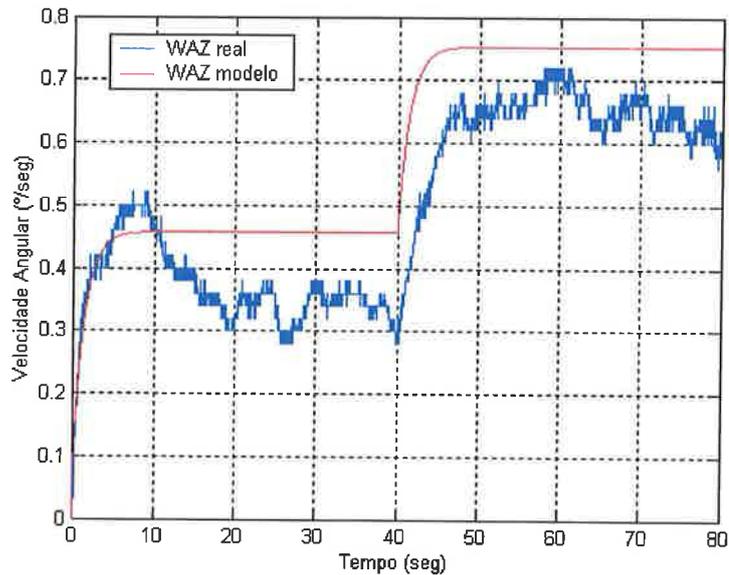


Figura 3.22: Validação do modelo de azimuth positivo para elevação de 60°

No caso do deslocamento no sentido negativo, as respostas real e do modelo foram:

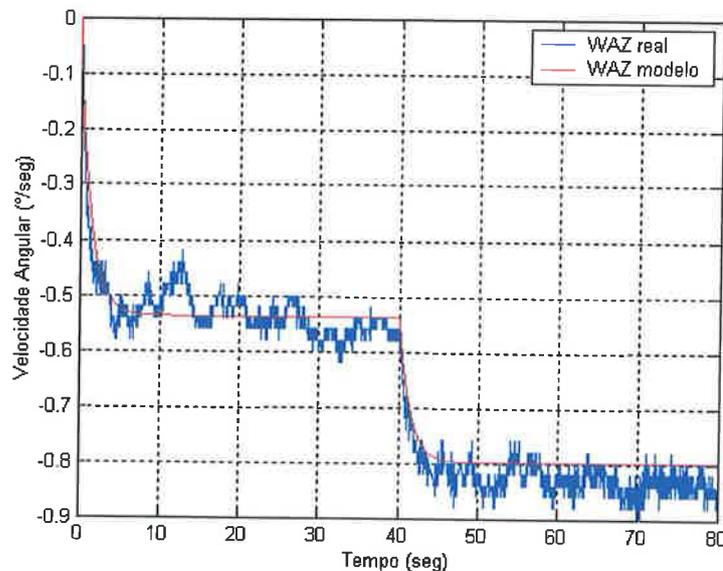


Figura 3.23: Validação do modelo de azimuth negativo para elevação de 60°

Vemos que o modelo para o sentido positivo não é muito adequado, uma vez que o erro na validação é bastante alto. Já no sentido negativo a modelagem se mostrou bastante satisfatória.

O capítulo de *Análise dos Resultados* traz uma discussão desta constatação. Por hora, deve-se ter em mente que o sistema mecânico opera em malha fechada com o controlador. A operação em malha fechada reduz drasticamente o efeito do erro de modelagem existente em malha aberta, por isto, este modelo será considerado satisfatório e utilizado no projeto dos controladores (capítulo 5).

3.4 MODELAMENTO DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO

O modelamento do sistema de azimute apresentou uma metodologia de resolução do problema que será quase que integralmente utilizada para o sistema de elevação. Essencialmente esses sistemas são iguais, porém existem duas diferenças que são a existência de torque de carga gerado pela força peso, o que é um complicante no desenvolvimento do modelo, e a invariância do momento de inércia do radiotelescópio em relação à elevação, o que representa uma simplificação no equacionamento do modelo.

Passemos à modelagem, onde o comportamento dinâmico do sistema ficará claro.

3.4.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO

O modelamento para este eixo é semelhante ao realizado para azimute, o que implica em algumas simplificações no desenvolvimento que se segue.

Retomemos o sistema de coordenadas da Figura 3.16, apresentada novamente abaixo:

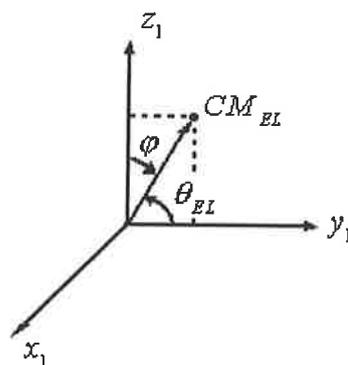


Figura 3.24: φ e θ_{EL} no plano cartesiano

Aplicando ao eixo de elevação a lei fundamental da dinâmica das rotações para um sistema de partículas conforme Nussenzweig (1996) e considerando que é em relação a um eixo fixo (x_1):

$$\frac{d\vec{L}}{dt} = \vec{\tau}^{(ext)} \Rightarrow \frac{dL_{x_1}}{dt} = \tau_{x_1}^{(ext)} \quad (3.4.1)$$

Mas

$$L_{x_1} = J_{x_1} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} \quad (3.4.2)$$

Então

$$\frac{dL_{x_1}}{dt} = \frac{d(J_{x_1} \cdot \omega_{EL})}{dt} \Rightarrow \tau_{x_1}^{(ext)} = \frac{d(J_{x_1} \cdot \omega_{EL})}{dt} \Leftrightarrow \tau_{x_1}^{(ext)} = J_{x_1} \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} \quad (3.4.3)$$

Pois, em relação ao eixo de elevação, o momento de inércia J_{x_1} do radiotelescópio é constante e também os momentos dos motores.

Antes de prosseguirmos é importante lembrar que a equação (3.4.3) é referida ao eixo de elevação do radiotelescópio, o que significa que todos os torques externos devem ser referidos a este eixo, assim como também os momentos de inércia que compõem J_{x_1} .

Passemos então aos cálculos das componentes de $\tau_{x_1}^{(ext)}$.

Assim como no caso do azimute, $\tau_{x_1}^{(ext)}$ é formado por torques *a favor* e *contra* o movimento. Os quatro motores de elevação geram a resultante de torques *a favor*, e, analogamente à (3.3.10), são descritos por:

$$\tau'_{m_{EL1}} + \tau'_{m_{EL2}} + \tau'_{m_{EL3}} + \tau'_{m_{EL4}} = N \cdot K_t \cdot (I_{out_{ampEL1}}(t) + I_{out_{ampEL2}}(t) + I_{out_{ampEL3}}(t) + I_{out_{ampEL4}}(t)) \quad (3.4.4)$$

Definindo

$$\tau'_{m_{REL}} = \tau'_{m_{EL1}} + \tau'_{m_{EL2}} + \tau'_{m_{EL3}} + \tau'_{m_{EL4}} \quad (3.4.5)$$

e

$$I_{out_{ampREL}}(t) = I_{out_{ampREL1}}(t) + I_{out_{ampREL2}}(t) + I_{out_{ampREL3}}(t) + I_{out_{ampREL4}}(t) \quad (3.4.6)$$

Temos de (3.4.4):

$$\tau'_{m_{REL}} = N \cdot K_t \cdot I_{out_{ampREL}}(t) \quad (3.4.7)$$

Mas sabemos da modelagem dos amplificadores que cada termo de corrente da equação acima está definido de acordo com a Tabela 3.2. Uma aproximação para

a soma dos termos de corrente, válida para $-0.215V \leq V_{in_{ampEL}}(t) \leq 0.215V$, é dada por:

$$I_{out_{ampREL}}(t) = 131,4.V_{in_{ampEL}}^3(t) - 0,0092.V_{in_{ampEL}}^2(t) - 31,15.V_{in_{ampEL}}(t) + 0,0003 \quad (3.4.8)$$

O que resulta:

$$\tau'_{m_{REL}} = N.K_t.(131,4.V_{in_{ampEL}}^3(t) - 0,0092.V_{in_{ampEL}}^2(t) - 31,15.V_{in_{ampEL}}(t) + 0,0003) \quad (3.4.9)$$

Mas, como estamos interessados em relacionar $\tau'_{m_{REL}}$ com $V_{contEL}(t)$ e como

$$V_{in_{ampEL}}(t) = K_{cond_{EL}}.V_{contEL}(t):$$

$$\tau'_{m_{REL}} = 5,4.N.K_t, \text{ se } V_{contEL} > 1,8V$$

$$\tau'_{m_{REL}} = N.K_t.(-0,2203V_{contEL}^3(t) - 0,0001V_{contEL}^2(t) + 3,7006V_{contEL}(t) + 0,0003), \text{ se } -1,8V \leq V_{contEL} \leq 1,8V$$

$$\tau'_{m_{REL}} = -5,4.N.K_t, \text{ se } V_{contEL} < -1,8V \quad (3.4.10)$$

Os torques *contra* o movimento são os torques gerados pela gravidade e pelos atritos provenientes dos motores, engrenagens, rolamentos, ou seja, do sistema mecânico.

Considerando o sistema em equilíbrio, o torque resultante é independente do ponto em relação ao qual é calculado e é obtido, conforme Nussenzveig (1996), por:

$$\vec{\tau} = \vec{r} \times \vec{F} \quad (3.4.11)$$

Assim, o torque devido à gravidade e em relação ao eixo x_1 é dado por:

$$\tau_p(t) = -M.g.\rho.\text{sen}(\varphi(t)) \quad (3.4.12)$$

Onde:

M : massa do sistema para a elevação;

g : aceleração da gravidade.

A relação entre φ e θ_{EL} , de acordo com a Figura 3.24, é dada por:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \theta_{EL} \Rightarrow \text{sen}(\varphi) = \text{cos}(\theta_{EL}) \quad (3.4.13)$$

De forma que (3.4.12) pode ser escrita como:

$$\tau_p(t) = -M.g.\rho.\text{cos}(\theta_{EL}(t)) \quad (3.4.14)$$

Passemos aos torques dos atritos. Novamente o modelamento levará em conta os três tipos, considerando que todos sejam relevantes, apesar de sabermos *a priori* que, para a elevação, as amplitudes desses torques são muito menores que para o azimute, graças às diferenças das montagens mecânicas dos dois eixos. Assim,

simplicações serão adotadas caso perceba-se nos ensaios irrelevância de qualquer um deles.

Os torques devido ao atrito, de acordo com o que foi apresentado na modelagem dos motores e também no eixo de azimute, serão dados por:

- Atrito de destaque: $\tau_{d_{EL}}(t) = -\tau_{0_{tot_{EL}}} \cdot X$ (3.4.15)

$$X = 0 \text{ se } \left| \frac{d\theta_{EL}}{dt} \right| > \varepsilon_{EL}$$

$$X = 1 \text{ se } 0 \leq \frac{d\theta_{EL}}{dt} \leq \varepsilon_{EL}$$

$$X = -1 \text{ se } -\varepsilon_{EL} \leq \frac{d\theta_{EL}}{dt} < 0$$

- Atrito de *Coulomb*: $\tau_{c_{EL}}(t) = -c_{tot_{EL}} \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right)$ (3.4.16)

- Atrito viscoso: $\tau_{v_{EL}}(t) = -b_{tot_{EL}} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt}$ (3.4.17)

Onde:

$\tau_{0_{tot_{EL}}}$: Torque mínimo para vencer o atrito de destaque dos mancais do eixo de elevação, dos motores e das engrenagens de redução;

$\frac{d\theta_{EL}}{dt}$: Velocidade angular de elevação;

ε_{EL} : Velocidade angular máxima de elevação onde o atrito de destaque atua;

$c_{tot_{EL}}$: Módulo do torque gerado pelo atrito de *Coulomb* dos mancais do eixo de elevação, dos motores e das engrenagens de redução;

$b_{tot_{EL}}$: Coeficiente de atrito viscoso proveniente dos mancais do eixo de elevação e dos motores de acionamento do radiotelescópio.

Terminados os cálculos de torques, resta-nos calcular o momento de inércia J_{x_1} . Ele pode ser escrito como:

$$J_{x_1} = J'_{m_{EL1}} + J'_{m_{EL2}} + J'_{m_{EL3}} + J'_{m_{ELA}} + J_{EL} \quad (3.4.18)$$

E como:

$$J'_{m_{EL1}} = J'_{m_{EL2}} = J'_{m_{EL3}} = J'_{m_{ELA}} = N^2 \cdot J_m \quad (3.4.19)$$

Assim, (3.4.18) torna-se:

$$J_{x_1} = 4.N^2.J_m + J_{EL} \quad (3.4.20)$$

Onde:

J_{EL} : Momento de inércia do sistema mecânico do radiotelescópio menos motores em relação ao eixo de elevação.

Reescrevendo (3.4.3) em função dos torques externos que atuam no sistema:

$$\tau'_{m_{REL}} + \tau_P + \tau_{v_{EL}} + \tau_{d_{EL}} + \tau_{c_{EL}} = J_{x_1} \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} \quad (3.4.21)$$

Substituindo (3.3.2), (3.4.10), (3.4.14), (3.4.16), (3.4.17) e (3.4.20) em (3.4.21), teremos a equação diferencial final que rege o comportamento dinâmico do radiotelescópio em elevação em função da entrada $V_{cont_{EL}}$ e da saída θ_{EL} :

$$\begin{aligned} & 5,4.N.K_t - M.g.\rho.\cos(\theta_{EL}(t)) - (4.N.b_m + b_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} - (4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{EL}}).X - \\ & - (4.N.c_m + c_{EL}).\text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right) = (4.N.J_m + J_{EL}) \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2}, \text{ se } V_{cont_{EL}} > 1V \\ \\ & N.K_t.(2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011) - M.g.\rho.\cos(\theta_{EL}(t)) - \\ & - (4.N.b_m + b_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} - (4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{EL}}).X - (4.N.c_m + c_{EL}).\text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right) = (4.N.J_m + J_{EL}) \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2}, \text{ se } \\ & -1V \leq V_{cont_{EL}} \leq 1V \\ \\ & -5,4.N.K_t - M.g.\rho.\cos(\theta_{EL}(t)) - (4.N^2.b_m + b_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} - (4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{EL}}).X - \\ & - (4.N.c_m + c_{EL}).\text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right) = (4.N^2.J_m + J_{EL}) \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2}, \text{ se } V_{cont_{EL}} < -1V \end{aligned} \quad (3.4.22)$$

Ou seja:

$$\begin{aligned} & J_{x_1} \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} + M.g.\rho.\cos(\theta_{EL}(t)) + b_{tot_{EL}} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} + \tau_{0_{tot_{EL}}}.X + c_{tot_{EL}}.\text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right) = -9,4.N.K_t, \text{ se } V_{cont_{EL}} > 1V \\ & J_{x_1} \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} + M.g.\rho.\cos(\theta_{EL}(t)) + b_{tot_{EL}} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} + \tau_{0_{tot_{EL}}}.X + c_{tot_{EL}}.\text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right) = \\ & = N.K_t.(2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011) \\ & J_{x_1} \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} + M.g.\rho.\cos(\theta_{EL}(t)) + b_{tot_{EL}} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} + \tau_{0_{tot_{EL}}}.X + c_{tot_{EL}}.\text{sgn}\left(\frac{d\theta_{EL}}{dt}\right) = 9,4.N.K_t, \text{ se } V_{cont_{EL}} < -1V \end{aligned} \quad (3.4.23)$$

Com

$$J_{x_1} = 4.N.J_m + J_{EL}$$

$$b_{tot_{EL}} = 4.N.b_m + b_{EL}$$

$$\tau_{0_{tot_{EL}}} = 4.N.\tau_{0_m} + \tau_{0_{EL}}$$

$$c_{tot_{EL}} = 4.N.c_m + c_{EL}$$

$$X = 0, \text{ se } \left| \frac{d\theta_{EL}}{dt} \right| > \varepsilon_{EL}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \frac{d\theta_{EL}}{dt} \leq \varepsilon_{EL}$$

$$X = -1, \text{ se } -\varepsilon_{EL} \leq \frac{d\theta_{EL}}{dt} < 0.$$

É importante frisar que este modelo só é válido para o ajuste atual dos amplificadores. Caso seja feito algum ajuste, uma nova curva deverá ser levantada e inserida no modelo (3.4.23), o que significa que as parcelas $9,4.N.K$, e $-9,4.N.K$, deverão ser modificadas se novo ponto de saturação positiva for definido e que a parcela $2,8792V_{con_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{con_{EL}}^2(t) - 12,054V_{con_{EL}}(t) + 0,011$, que representa a curva resultante da soma dos amplificadores, deverá ser atualizada, seja pela modificação dos coeficientes, seja pela modificação do grau do polinômio ou troca por qualquer outro tipo de curva que seja mais conveniente.

O problema de modelagem fica então resolvido.

3.4.2 RESUMO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO

A descrição do procedimento para obtenção do modelo do eixo de azimute encontra-se no Apêndice 10.7.

Serão apresentados a seguir os principais resultados dos testes. Uma exposição mais cuidadosa encontra-se no Apêndice 10.8 em conjunto com os arquivos “**Ensaio de Elevação.xls**”, “**Validação do Eixo de Elevação.xls**” e “**Balanceamento do Eixo de Elevação.xls**”. É importante ressaltar ainda que resultados relevantes encontram-se neste apêndice e que não serão citados aqui.

Assim como ocorrido em azimute, os resultados que serão apresentados aqui são válidos apenas para ganhos de condicionadores e amplificadores conforme o

item 3.1.2, para motores conforme o item 3.2.2 e com o receptor solar de 48 GHz instalado na antena.

Durante a apresentação dos resultados dos ensaios de azimute, citamos diversas vezes o balanceamento da elevação, pois esta era uma condição determinante na qualidade das respostas obtidas, porém seu efeito em certos momentos ficou um tanto subjetivo. Agora temos a oportunidade de verificar claramente os benefícios de trabalharmos com o eixo de elevação balanceado.

Na fase inicial de coleta de dados, foram levantadas as seguintes respostas ao degrau para os dois sentidos de deslocamento em elevação:

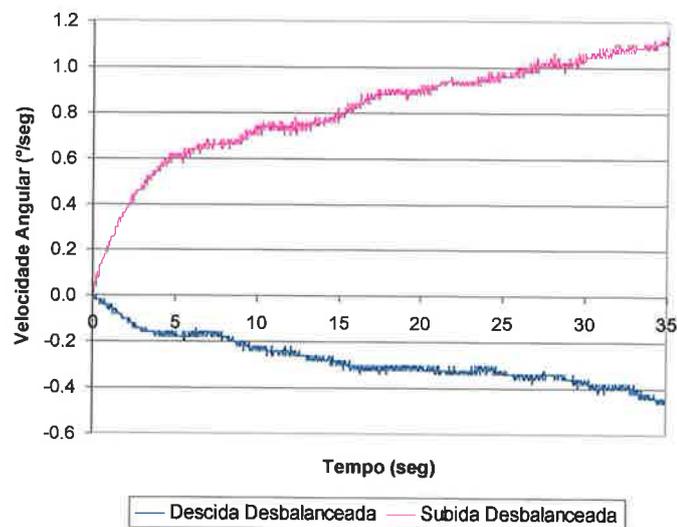


Figura 3.25: Respostas ao degrau do eixo de elevação antes do balanceamento

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Balanceamento do Eixo de Elevação.xls**”.

Na fase de modelagem (item 3.4.1) assumimos que o comportamento deste eixo era basicamente de primeira ordem, desde que a influência da força peso resultante oriunda de um eventual desbalanceamento não fosse significativa, porém vemos na Figura 3.25 que a força peso não é desprezível, já que existe aceleração contínua do sistema para um degrau, que é uma entrada de tensão constante. Assim, fez-se necessário um ajuste nos contrapesos para diminuir este efeito, que forneceu as seguintes respostas ao degrau:

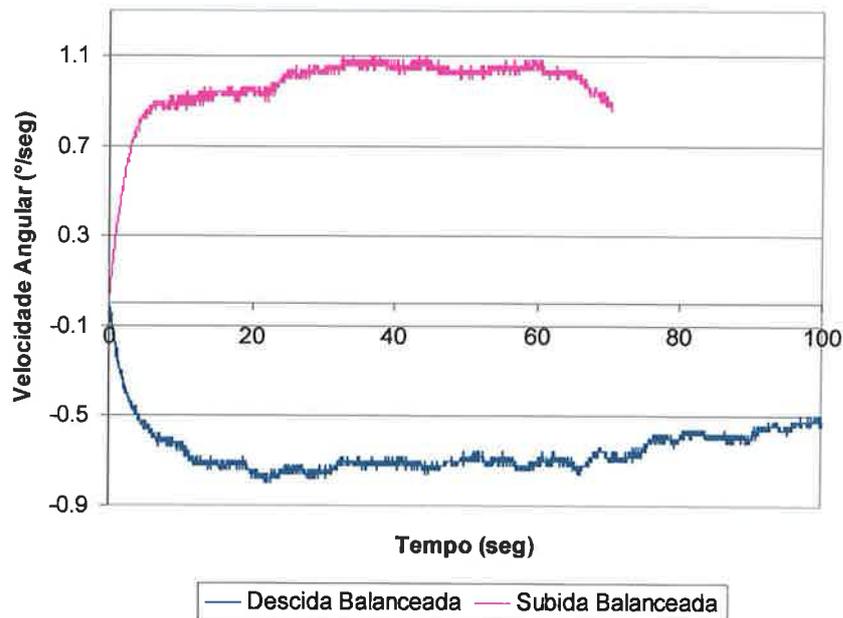


Figura 3.26: Respostas ao degrau do eixo de elevação após o balanceamento para toda a elevação

Estas respostas foram colhidas desde e os 10° até os 80° para subida e vice-versa para descida. Por elas vemos que o sistema não está totalmente balanceado (para tanto deveria haver uma velocidade de regime constante), mas que já permite uma modelagem matemática válida para toda a região de operação de elevação. É óbvio que haverá um erro de modelagem maior perto dos limites (10° e 80°), mas isto será minimizado pela malha fechada.

Dois observações importantes são a inexistência de torção neste eixo e a baixa dependência dos atritos com relação ao ângulo de elevação, o que diminui o erro de modelagem.

Como a dinâmica para cada sentido de rotação dos eixos é diferente, é necessário modelá-los separadamente. Começando pela subida, as respostas ao degrau duplo em malha aberta do sistema e do modelo obtido foram:

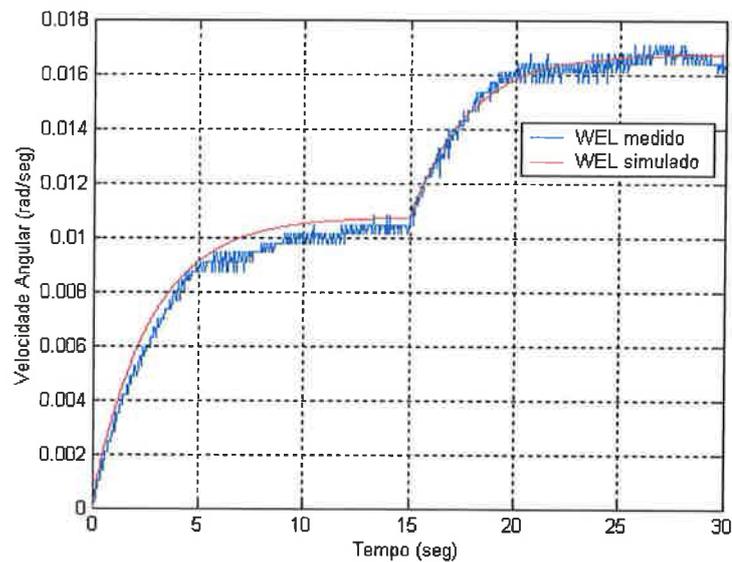


Figura 3.27: Resposta ao degrau duplo de elevação subida

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio de Elevação.xls**”.

O modelo final para subida é:

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704\omega_{EL}(t) + 0,008937X + 0,006659\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = -0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} > 1V$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704\omega_{EL}(t) + 0,008937X + 0,006659\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,004375(2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011), \text{ se } -1V \leq V_{cont_{EL}} \leq 1V$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704\omega_{EL}(t) + 0,008937X + 0,006659\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} < -1V \quad (3.4.24)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{EL}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{EL}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{EL}(t) < 0$$

Para a descida, as respostas ao degrau duplo em malha aberta do sistema e do modelo obtido foram:

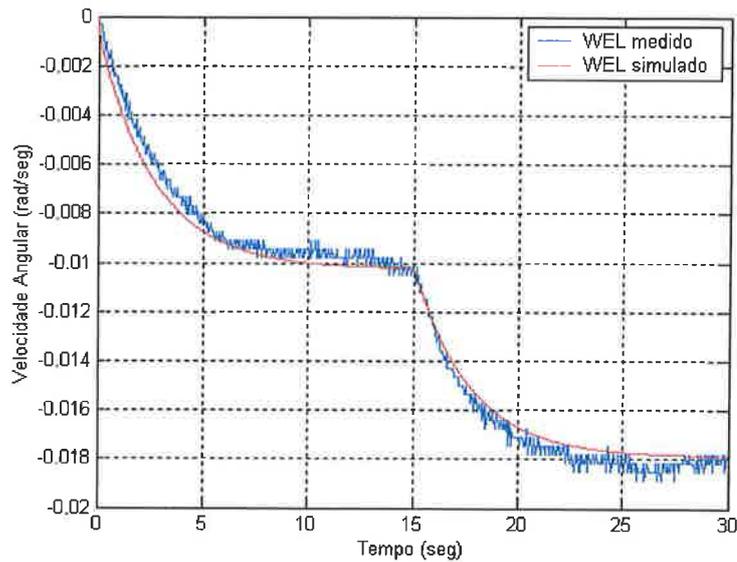


Figura 3.28: Resposta ao degrau duplo de elevação descida

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio de Elevação.xls**”.

Se compararmos esta resposta com a da Figura 3.27, veremos que o sistema de elevação apresenta comportamento semelhante da subida em relação à descida, o que sugere que este sistema esteja em melhores condições que o de azimute e este comportamento pode ser ainda melhor se o balanceamento for refinado.

O modelo final para descida é:

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704\omega_{EL}(t) + 0,01655X + 0,01475\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = -0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} > 1V$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704\omega_{EL}(t) + 0,01655X + 0,01475\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,004375(2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011), \text{ se } -1V \leq V_{cont_{EL}} \leq 1V$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704\omega_{EL}(t) + 0,01655X + 0,01475\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} < -1V \quad (3.4.25)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{EL}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{EL}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{EL}(t) < 0$$

Assim como ocorreu em azimute, apesar das não linearidades, também em elevação as respostas são essencialmente de primeira ordem, o que confirma parte das expectativas da fase de modelagem, porém, como não há valores de regime bem definidos, a identificação dos parâmetros é aproximada.

Para validação do modelo foram utilizadas as curvas da Figura 3.26, fornecendo os seguintes resultados:

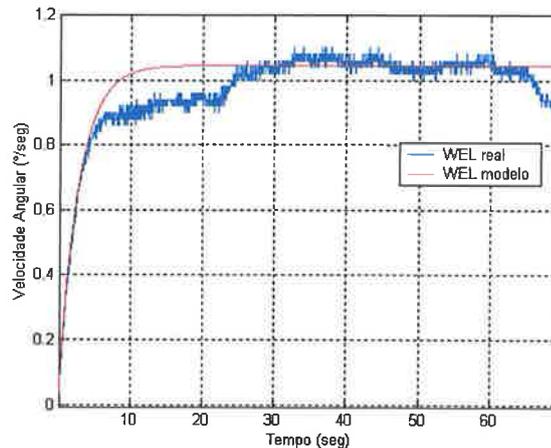


Figura 3.29: Validação do modelo de elevação subida

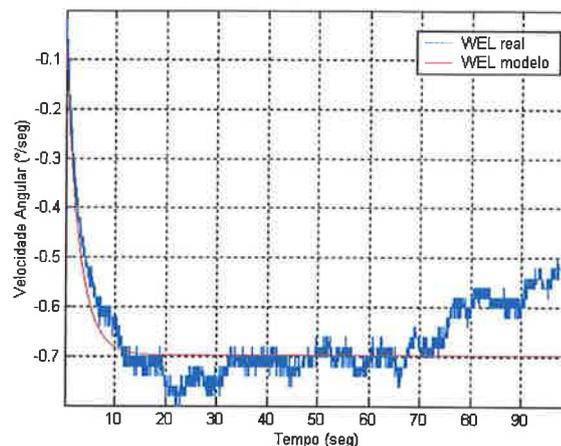


Figura 3.30: Validação do modelo de elevação descida

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Validação do Eixo de Elevação.xls**”.

Vemos que o modelo é capaz de descrever com boa precisão a região central das respostas ao degrau tanto de subida quanto de descida, o que era esperado, pois já sabíamos que o comportamento era bastante linear nesta região (35° a 60°). Fora desta faixa, o modelo não é muito adequado, já que o erro na validação é bastante alto. O capítulo de *Análise dos Resultados* discutirá mais esses resultados. Como a malha fechada reduz o erro de modelagem, este modelo será considerado satisfatório e utilizado no projeto dos controladores (capítulo 5), o que conclui a modelagem de elevação.

4 CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE E ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO

4.1 CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE

Vimos no capítulo 2 que o radiotelescópio possui três modos, além de seu próprio posicionamento sobre o corpo celeste para início das observações. Todas essas operações necessitam ser controladas por compensadores. Portanto, em termos de controle, podemos caracterizar os seguintes problemas:

- Posicionar o radiotelescópio sobre o astro para início das observações a partir de uma posição inicial qualquer;
- Executar o *Rastreo Contínuo* quando necessário, ou seja, manter o radiotelescópio posicionado em determinado corpo celeste, através da compensação do movimento de rotação da Terra;
- Executar a *Comutação ON-OFF* quando solicitado, ou seja, posicionar o telescópio sobre o corpo celeste e em seguida movê-lo até um ponto próximo que seja apenas céu, retornando à posição inicial decorrido um tempo pré-determinado. Este processo deve ser repetido ciclicamente até que haja um comando de parada;
- Executar a *Varredura* quando solicitado, ou seja, mover continuamente o telescópio de um lado para outro sobre o corpo celeste, estando o mesmo no ponto médio deste movimento.

Cada um dos problemas acima está sujeito a exigências de desempenho e restrições de controle e funcionamento diferentes uns dos outros e que veremos mais adiante.

É importante lembrar que duas operações podem e devem ocorrer simultaneamente: *Rastreo Contínuo* e *Comutação ON-OFF* ou *Rastreo Contínuo* e *Varredura*. Isto fica claro se pensarmos, por exemplo, na *Comutação ON-OFF*. Uma vez que esta é acionada, o radiotelescópio permanece posicionado sobre o corpo celeste durante um intervalo de tempo (20 segundos) e, obviamente, como a Terra rotaciona, se mantivermos o radiotelescópio fixo, em poucos segundos o corpo

celeste não estará mais no foco da antena, assim é necessário que o *Rastreo Contínuo* também atue compensando este deslocamento.

Em geral, a referência enviada ao controlador será uma composição de sinais, salvo se o equipamento estiver apenas rastreando determinada estrela.

4.2 ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO

Neste item estaremos preocupados em traduzir para a linguagem de controle os problemas práticos do radiotelescópio, e, ao mesmo tempo, definir as especificações e restrições técnicas para cada forma de operação do mesmo.

4.2.1 RESTRIÇÕES GERAIS DO SISTEMA

Para qualquer modo de operação, em ambos os eixos, o sistema está sujeito às seguintes restrições:

$$\triangleright \omega_{m\acute{a}x} \leq 1^\circ/\text{seg}$$

$$\triangleright \alpha_{m\acute{a}x} \leq 1^\circ/\text{seg}^2$$

Onde:

$\omega_{m\acute{a}x}$: Velocidade máxima dos eixos de elevação e azimute;

$\alpha_{m\acute{a}x}$: Aceleração máxima dos eixos de elevação e azimute.

E esforços de controle limitados a:

$$\triangleright -1,8V < V_{\text{cont}_{AZ}}(t) < 1,8V$$

$$\triangleright -1V < V_{\text{cont}_{EL}}(t) < 1V$$

4.2.2 ESPECIFICAÇÕES DE OPERAÇÃO

Cada forma de operação possui especificações destinadas a cumprir objetivos diferentes, tornando-as distintas umas das outras e é o que veremos a seguir.

4.2.2.1 POSICIONAMENTO

Inicialmente nos foquemos no problema de controle de posicionamento, que é efetuado em ambos os eixos. Neste caso temos que levar o telescópio de uma posição qualquer para outra posição (“*set-point*”) definida pelo operador, conforme sua necessidade ou pela base de dados do computador.

Para tanto necessitamos satisfazer dois requisitos: executar a manobra no menor tempo possível com erro de regime limitado.

Conforme especificado pelo IAG, o sistema estará posicionado quando o erro de regime, em relação ao “*set-point*”, for menor ou igual à 15” de arco, porém o objetivo é erro de regime nulo ($e_{\infty} = 0$).

Inicialmente vamos considerar que, para tal posicionamento, um degrau seja aplicado como sinal de referência ao controlador, já que esta é a solução atualmente adotada. Na verdade, o sistema analógico impõe suavizações através de saturações e limitadores de taxa de variação de esforço de controle. Um estudo sobre trajetórias mais adequadas será feito no capítulo 5.

Assim, graficamente, desejamos:

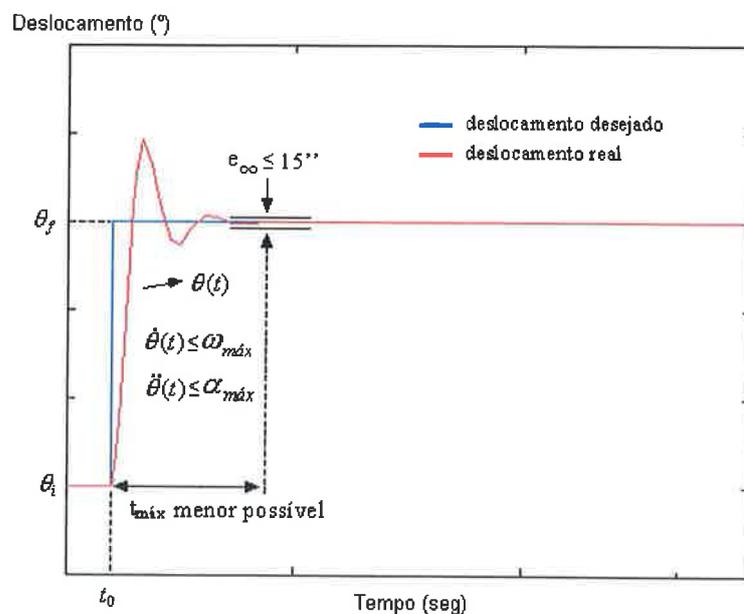


Figura 4.1: Requisitos e restrições do *Posicionamento* graficamente.

Uma observação importante a ser feita é que a Figura 4.1 é apenas uma ilustração para mostrar os parâmetros envolvidos em tal operação. De fato, o controle analógico, por questão de segurança, impede que a resposta ao degrau seja

tal qual foi apresentada na figura e mesmo o sistema digital não deverá permitir que tal resposta ocorra. O capítulo 5 discutirá mais detalhadamente a definição da trajetória de *Posicionamento*.

Por fim, o sobressinal não foi especificado. Apesar de, teoricamente, isto permitir que qualquer valor seja aceitável, na prática, apenas respostas com pequenos sobressinais apresentam desempenho satisfatório com relação ao tempo de acomodação e aceleração máxima, que são restrições muito fortes, principalmente, nos três *modos de operação* que serão vistos a seguir, além do fato da dinâmica do processo ser lenta.

4.2.2.2 RASTREIO CONTÍNUO

Uma vez que o radiotelescópio esteja posicionado no corpo celeste a ser observado, o *Rastreo Contínuo* terá por função simplesmente mantê-lo focado no astro, corrigindo o desvio gerado pelo movimento da Terra.

Como a velocidade de rastreo é variável e em uma larga faixa de valores, o controlador deverá ser capaz de responder a essas variações dentro da especificação e sem exceder os limites de velocidade e aceleração.

Tipicamente o que se espera do controlador é que ele seja capaz de seguir rampas de diversas amplitudes com $e_{\infty} \leq 15''$ e que o tempo de acomodação seja o menor possível, conforme a Figura 4.2:

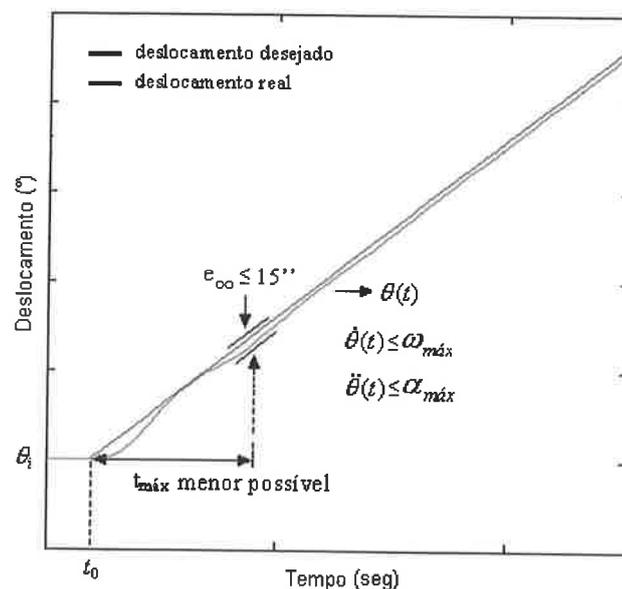


Figura 4.2: Requisitos e restrições do *Rastreo Contínuo* graficamente

Obviamente a figura acima possui apenas uma amplitude de rampa, porém, durante a operação normal do radiotelescópio, a amplitude variará de forma gradual e lenta, o que permite tratarmos aqui de rampas fixas sem perda de generalidade.

As velocidades máximas de rastreo são da ordem de:

$$\omega_{\max_{\text{rastreo}_{EL}}} = 5 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ/\text{seg}$$

$$\omega_{\max_{\text{rastreo}_{AZ}}} = 50 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ/\text{seg}$$

A velocidade típica de rastreo em azimute é $\omega_{\text{tip}_{\text{rastreo}_{AZ}}} = 2 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ/\text{seg}$.

4.2.2.3 COMUTAÇÃO ON-OFF

Válida apenas para o eixo de azimute, para a *Comutação ON-OFF*, o que se deseja é, estando focado num astro, deslocar o radiotelescópio 20' de arco, para a direita (ou esquerda, caso seja conveniente), onde há apenas céu, aguardar sua estabilização, que deverá ocorrer em, no máximo, 6 segundos com um erro, em relação ao “*set-point*”, inferior a 15'' de arco. O radiotelescópio deverá permanecer na nova posição durante 20 segundos e depois retornar à posição inicial, obedecendo ao requisito de estabilização em, no máximo, 6 segundos com erro inferior a 15'' de arco. Por fim, permanecer 20 segundos nesta posição e então reiniciar o ciclo. Assim, o sistema ficará se reposicionando continuamente - hora no céu, hora no astro.

Como o deslocamento realizado na *Comutação ON-OFF* é pequeno, é possível, a princípio, utilizar um degrau como sinal de referência, o que é feito atualmente.

Graficamente, teremos:

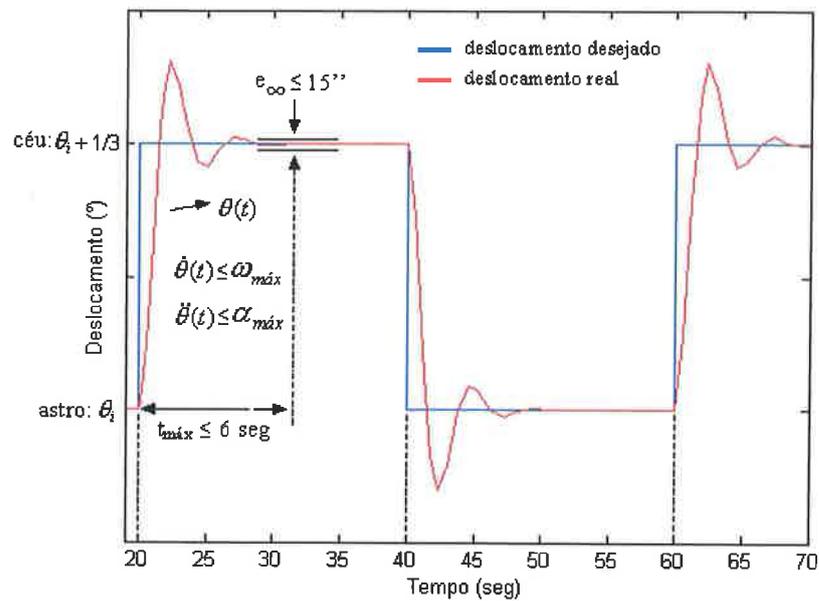


Figura 4.3: Requisitos e restrições da *Comutação ON-OFF* graficamente.

Quando em conjunto com o *Rastreo Contínuo*, o erro de regime da soma dos dois movimentos também deverá ser inferior a $15''$ de arco.

4.2.2.4 VARREDURA

Por último temos o controle de *Varredura*, que se baseia em rampas, mantendo o deslocamento linear. A duração de cada rampa é de 20 segundos.

Por conta do tempo necessário para se efetuar o processamento dos dados coletados pelo receptor da antena durante a *Varredura*, os últimos 3 segundos de cada rampa não são utilizados na coleta de dados, isto significa que não há necessidade do sistema de controle permanecer seguindo a rampa durante este intervalo. Esta mesma condição ocorre após a inversão de sentido: os primeiros 3 segundos do novo deslocamento não são considerados na coleta de dados e este, então, é o tempo que o sistema de controle tem para acomodar o sinal segundo a rampa de referência. Assim, no total, o controlador tem 6 segundos para reposicionar a antena no processo de inversão de sentido.

O erro máximo aceitável durante a coleta de dados é de $15''$ de arco.

A Figura 4.4 é um esboço do funcionamento típico deste modo:

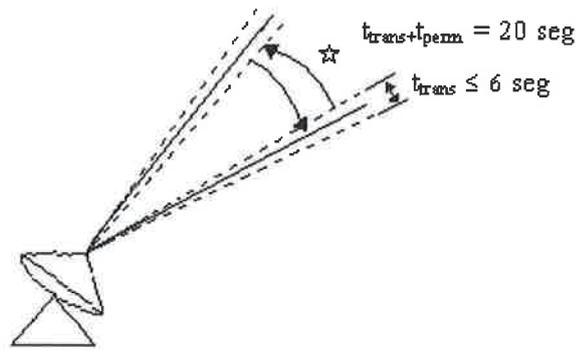


Figura 4.4: Esboço da Varredura.

Onde:

t_{trans} : tempo no regime transitório;

t_{perm} : tempo no regime permanente.

Graficamente:

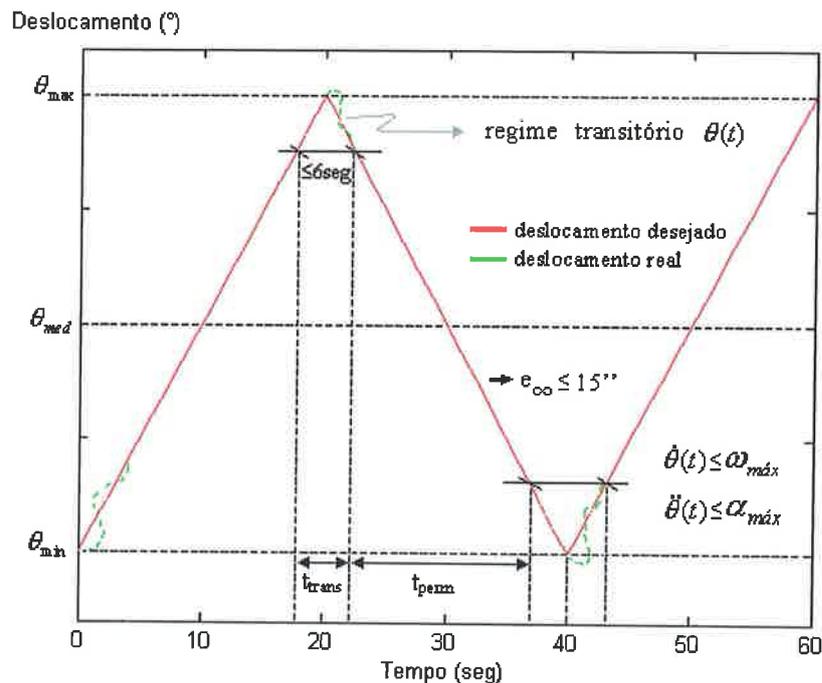


Figura 4.5: Requisitos e restrições da Varredura graficamente.

Tipicamente o deslocamento na Varredura é de 1° ou 2° para a elevação, e até 6° para o azimute, o que significa também que ela é feita nos dois eixos, diferentemente da Comutação ON-OFF, que só é realizada em azimute.

Olhando para a Figura 4.5, vemos que o compensador a ser projetado precisa fazer o sistema acompanhar a rampa de entrada, estabilizar e, ao final dela, seguir o sinal de entrada após a inversão. Assim, em termos de controle, para a Varredura,

precisamos de resposta à rampa com erro máximo de 15'' de arco e com o menor tempo possível no regime transitório (ou seja, menor tempo de acomodação).

No caso do funcionamento da *Varredura* em conjunto com o *Rastreo Contínuo*, novamente o erro de regime da soma dos movimentos deve ser inferior a 15'' de arco.

5 PROJETO DOS CONTROLADORES E SIMULAÇÕES E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

O problema de projeto de um sistema de controle normalmente é focado no projeto do(s) controlador(es), porém tal sistema pode e deve envolver também o problema de definição das trajetórias a serem percorridas, se, *a priori*, pudermos defini-las. Isto tem uma consequência determinante para a qualidade do sistema de controle: uma vez que conhecemos as trajetórias, basta projetarmos os controladores adequados para seguir as mesmas, sem a necessidade de torná-los demasiadamente robustos, pois não precisamos nos preocupar em manter o desempenho quando utilizadas trajetórias desconhecidas (estas, garantidamente, não ocorrerão) e, assim, teremos melhor desempenho frente às especificações de projeto e menor gasto de energia (esforço de controle) para operar o sistema.

O radiotelescópio, felizmente, é um equipamento com tais características, onde qualquer trajetória pode ser gerada *a priori* e os compensadores projetados para responder somente a tais trajetórias.

A figura abaixo ilustra o sistema de controle a ser desenvolvido:

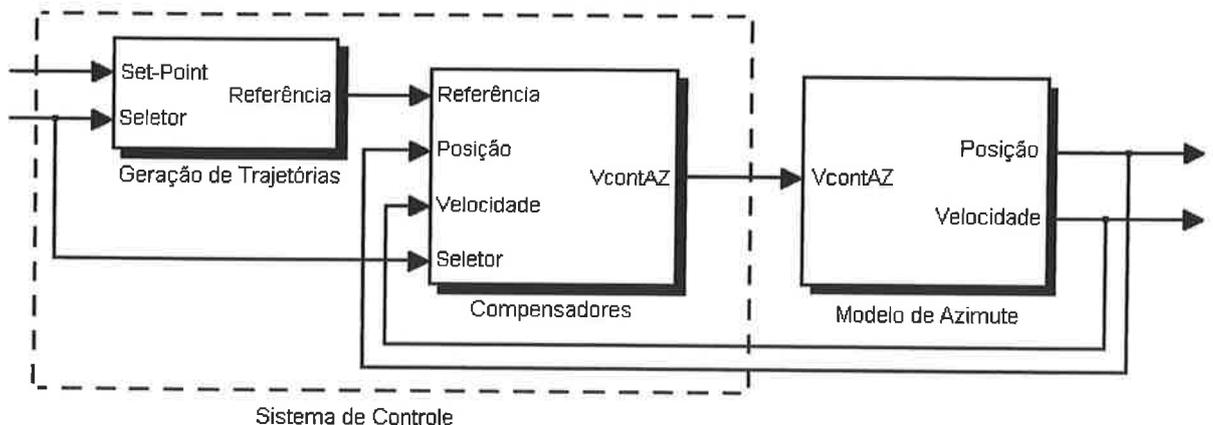


Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema de controle a ser desenvolvido

O diagrama acima é a representação para o sistema de azimute, que também será utilizado para a elevação, mas serão tratados separadamente para simplificar o desenvolvimento.

Fica claro pela figura que o sistema de controle é o conjunto *Trajétórias + Compensadores*. Os itens deste capítulo tratarão do projeto destes blocos e validação do sistema.

5.1 GERAÇÃO DE TRAJETÓRIAS

Voltemos à Figura 5.1. Dois sinais compõem o bloco *Geração de Trajetórias: set-point e seletor*. O primeiro é o resultado do algoritmo de cálculo de “*set-points*” criado pelos radioastrônomos, que roda atualmente dentro do *PC* responsável pela execução da parte digital do controle da antena (Figura 2.8). Os resultados destas contas são curvas do tipo das apresentadas nos itens 4.2.2.1, 4.2.2.2, 4.2.2.3 e 4.2.2.4.

Claramente estas curvas não são adequadas para o sistema de controle, pois degraus de posição e inversões bruscas de rampas como as vistas na Figura 4.3 e também na Figura 4.5 provocam esforços de controle excessivos e queda no desempenho dos compensadores. É necessário, então, que se façam filtrações destas curvas, ou seja, que novas trajetórias sejam geradas, com base nas trajetórias desejadas pelos radioastrônomos, de forma que as mesmas sejam suaves e otimizadas, minimizando a exigência de energia e melhorando o desempenho do regime transitório.

Atualmente esta filtração é feita no ramo direto da malha de posição, na parte analógica do controle, através de uma montagem com amplificador operacional que introduz uma saturação no sinal enviado pelo controlador digital e limita sua taxa de variação temporal (“*Rate Limiter*”).

O segundo sinal, o *seletor*, serve para selecionar o tipo de filtro (ou trajetória) que será utilizado e a sintonia do controlador. Para cada modo de operação haverá, então, um conjunto *Trajétória + Compensador* específico.

5.1.1 POSICIONAMENTO

Esta dissertação não tem a pretensão de definir trajetórias a partir da minimização de funcionais, mas de defini-las por bom senso. Um estudo mais completo neste sentido envolveria a análise do problema por teoria de *Controle Ótimo*, o que demanda tempo e fica aqui como sugestão para futuros trabalhos.

Para entendermos a necessidade desse estudo de trajetórias, apenas para o *Posicionamento* duas trajetórias diferentes serão sugeridas e a comparação dos

desempenhos dos controladores será feita no item 5.2. A diferença na solicitação dos atuadores ficará evidente.

Pela Figura 4.1 vemos que o “*set-point*” enviado ao sistema de controle é um degrau. Como os eixos de elevação e azimute podem ser aproximados por sistemas de primeira ordem em relação à velocidade em malha aberta, a aplicação de um degrau em malha fechada gera uma resposta de segunda ordem subamortecida, superamortecida ou crítica (estamos assumindo aqui que o novo sistema de controle não terá o “*rate limiter*” do sistema analógico, pois ele degrada o desempenho em altas velocidades), conforme os ganhos dos controladores, mas que não limita a velocidade máxima atingida. Esta, por sua vez, é limitada pelo aumento linear do atrito viscoso em função do aumento de velocidade. Assim, a aplicação de um degrau não é conveniente, pois, do ponto de vista da trajetória a ser seguida pelo controlador, não temos controle sobre a velocidade desenvolvida nos eixos e, tampouco, sobre a aceleração dos mesmos. Neste sentido só controlamos a posição final.

Pensemos agora numa rampa. Esta é uma trajetória de velocidade conhecida e constante, aceleração nula e posição final desconhecida. É uma trajetória mais adequada, já que os limites de velocidade e aceleração serão satisfeitos e a posição final pode ser forçada, porém nas bordas (início e término do movimento) existem discontinuidades onde não temos controle sobre a aceleração. Desta forma, dependendo da inclinação da rampa, pode-se ter acelerações indesejavelmente altas, sem que o desempenho seja satisfatório. A figura abaixo ilustra o problema desta solução:

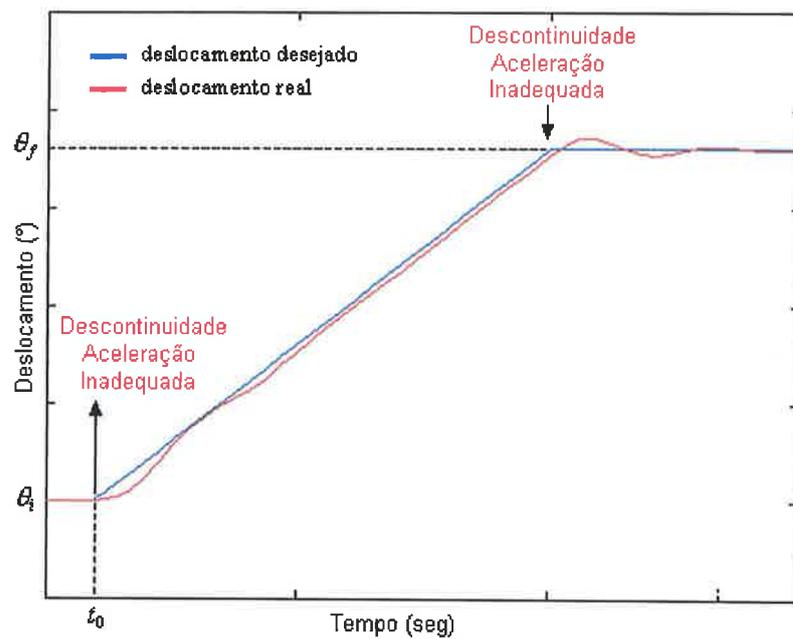


Figura 5.2: Trajetória de *Posicionamento* baseada em rampa

É evidente que na região intermediária a rampa satisfaz nossas necessidades, então podemos usá-la nesta região. O problema agora é definir a trajetória adequada para as extremidades. Isto se resolve se utilizarmos equações de 2º grau, pois nestas controlamos exatamente a aceleração da curva e o momento em que a velocidade fica maior que o limite aceitável pelo equipamento. A solução final será da forma:

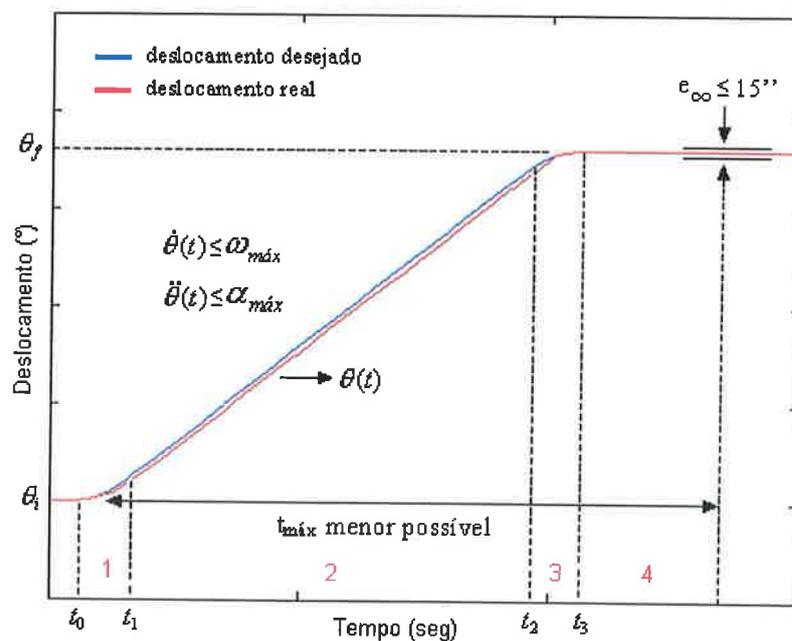


Figura 5.3: 1ª opção de trajetória de *Posicionamento* adotada

Com esta trajetória é possível garantir, para qualquer diferença numérica entre posição inicial e final, que os limites de velocidade e aceleração serão respeitados do ponto de vista do caminho a ser seguido. Isto não garante que o controlador projetado para segui-la estará sempre dentro dos limites, mas certamente criando trajetórias com margens de segurança, poderemos evitar velocidades e acelerações demasiadas.

Fixando a aceleração da parábola em $0,8 \text{ } \%/seg^2$ e a velocidade da rampa em $0,8 \text{ } \%/seg$ e considerando as condições de contorno $\theta(t_0) = \theta_i$, $\omega(t_0) = 0$, $\theta(t_3) = \theta_i + \Delta\theta$, $\omega(t_3) = 0$, $\alpha(t_3) = 0$, as equações que descrevem a trajetória da Figura 5.3 são:

➤ $\Delta\theta > 0$:

$$\text{Trecho 1: } \theta(t) = 0,4t^2 + \theta_i, \text{ p/ } t_0 \leq t < t_1 \quad (5.1.1)$$

$$\text{Trecho 2: } \theta(t) = 0,8t + \theta_i - 0,4, \text{ p/ } t_1 \leq t < t_2 \quad (5.1.2)$$

$$\text{Trecho 3: } \theta(t) = -0,4t^2 + (0,8 + \Delta\theta)t + \theta_i - 0,4 - \frac{\Delta\theta^2}{1,6}, \text{ p/ } t_2 \leq t < t_3 \quad (5.1.3)$$

$$\text{Trecho 4: } \theta(t) = \theta_i + \Delta\theta, \text{ p/ } t \geq t_3 \quad (5.1.4)$$

➤ $\Delta\theta < 0$:

$$\text{Trecho 1: } \theta(t) = -0,4t^2 + \theta_i, \text{ p/ } t_0 \leq t < t_1 \quad (5.1.5)$$

$$\text{Trecho 2: } \theta(t) = -0,8t + \theta_i + 0,4, \text{ p/ } t_1 \leq t < t_2 \quad (5.1.6)$$

$$\text{Trecho 3: } \theta(t) = -0,4t^2 - (0,8 - \Delta\theta)t + \theta_i + 0,4 + \frac{\Delta\theta^2}{1,6}, \text{ p/ } t_2 \leq t < t_3 \quad (5.1.7)$$

$$\text{Trecho 4: } \theta(t) = \theta_i + \Delta\theta, \text{ p/ } t \geq t_3 \quad (5.1.8)$$

$$\text{Com } t_1 = 1\text{seg}, t_2 = \frac{\Delta\theta}{0,8} \text{seg} \text{ e } t_3 = \left(\frac{\Delta\theta}{0,8} + 1\right)\text{seg}.$$

Onde:

$\theta(t)$: Posição instantânea desejada do radiotelescópio;

θ_i : Posição inicial do radiotelescópio;

$\Delta\theta$: Diferença entre a posição inicial do radiotelescópio e a posição final desejada.

A trajetória acima claramente exige bastante torque dos atuadores, pois a aceleração é inicialmente alta e logo em seguida a velocidade passa a ser alta. Vamos

pensar agora numa solução mais amena, não tão rápida para reposicionar o radiotelescópio, mas que seja menos custosa para o sistema mecânico. Esta solução se resume na utilização de duas parábolas: uma que acelera constantemente o sistema e outra que o desacelera constantemente. Ficará claro no projeto dos controladores o quão menor é a solicitação neste caso:

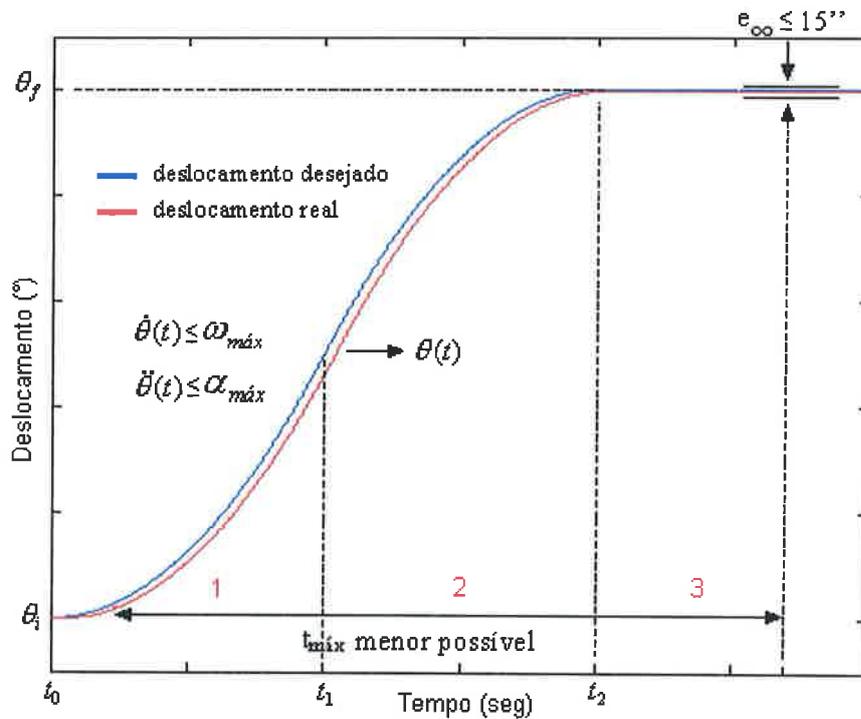


Figura 5.4: 2ª opção de trajetória de Posicionamento adotada

Também para esta trajetória é possível garantir, para qualquer diferença numérica entre posições inicial e final, que os limites de velocidade e aceleração serão respeitados do ponto de vista do caminho a ser seguido. A grande diferença em relação à 1ª opção de trajetória é a baixa aceleração imposta ao sistema neste segundo caso.

Para o equacionamento da trajetória serão definidas as seguintes condições de contorno: $\theta(t_0) = \theta_i$, $\omega(t_0) = 0$, $\theta(t_1) = \frac{\theta_i + \Delta\theta}{2}$, $\omega(t_1) = 1^\circ/\text{seg}$, $t_1 = \frac{t_2}{2} = \Delta\theta \text{seg}$, $\theta(t_2) = \theta_i + \Delta\theta$, $\omega(t_2) = 0$, $\alpha(t_2) = 0$ e $t_2 = 2.t_1 = 2.\Delta\theta \text{seg}$. Assim, as equações serão:

➤ $\Delta\theta > 0$:

$$\text{Trecho 1: } \theta(t) = \frac{0,5}{\Delta\theta} t^2 + \theta_i, \text{ p/ } t_0 \leq t < t_1 \quad (5.1.9)$$

$$\text{Trecho 2: } \theta(t) = -\frac{0,5}{\Delta\theta} t^2 + 2t - \Delta\theta + \theta_i, \text{ p/ } t_1 \leq t < t_2 \quad (5.1.10)$$

$$\text{Trecho 3: } \theta(t) = \theta_i + \Delta\theta, \text{ p/ } t \geq t_2 \quad (5.1.11)$$

➤ $\Delta\theta < 0$:

$$\text{Trecho 1: } \theta(t) = \frac{0,5}{\Delta\theta} t^2 + \theta_i, \text{ p/ } t_0 \leq t < t_1 \quad (5.1.12)$$

$$\text{Trecho 2: } \theta(t) = -\frac{0,5}{\Delta\theta} t^2 - 2t - \Delta\theta + \theta_i, \text{ p/ } t_1 \leq t < t_2 \quad (5.1.13)$$

$$\text{Trecho 3: } \theta(t) = \theta_i + \Delta\theta, \text{ p/ } t \geq t_2 \quad (5.1.14)$$

Onde:

$\theta(t)$: Posição instantânea desejada do radiotelescópio;

θ_i : Posição inicial do radiotelescópio;

$\Delta\theta$: Diferença entre a posição inicial do radiotelescópio e a posição final desejada.

Analisando as equações acima vemos que elas estão parametrizadas em θ_i e $\Delta\theta$. Assim, dados esses valores, todas as equações e intervalos de tempo estarão determinados.

5.1.2 RASTREIO CONTÍNUO

A trajetória do *Rastreio* pode ser vista tanto como uma rampa nas regiões de observação onde a variação de velocidade é muito baixa, quanto como uma parábola nas regiões onde esta variação é alta.

O acompanhamento da trajetória parabólica é mais difícil, pois, para a estratégia de controle que será adotada nesta dissertação, o erro de regime será inevitável para entradas do tipo parábola. Por outro lado, em grande parte do tempo, a variação de velocidade será muito lenta, assim a rampa serve como aproximação para quase toda a região de trabalho.

Tipicamente o sistema se comportará como já visto na Figura 4.2.

A trajetória é então, simplesmente:

$$\theta(t) = \theta_i + \omega_{ras} \cdot t \quad (5.1.15)$$

Onde:

$\theta(t)$: Posição instantânea desejada do radiotelescópio;

θ_i : Posição inicial do radiotelescópio;

$\Delta\theta$: Diferença entre a posição inicial do radiotelescópio e a posição final desejada;

ω_{ras} : Velocidade angular de *Rastreio* do radiotelescópio.

Vale lembrar que (5.1.15) é apenas uma trajetória de teste. Uma mera aproximação, diferentemente das trajetórias de *Posicionamento* que devem realmente ser implementadas. Além disso, se pensarmos na filtragem, ou *Geração de Trajetórias* (Figura 5.1), o filtro de *Rastreio* é, simplesmente, um ganho unitário.

5.1.3 COMUTAÇÃO ON-OFF

A *Comutação ON-OFF* é, particularmente, interessante, porque é feita apenas em azimute (este é o eixo que sofre maior efeito dos atritos e torção, sendo, conseqüentemente, mais difícil de ser controlado) e é a composição de degraus (Figura 4.3) com rampas de *Rastreio*. Isto faz com que este modo de operação seja o mais crítico para o sistema de controle e que a definição da trajetória tenha papel fundamental para minimizar os efeitos dos atritos e torção e eliminar os degraus.

Já vimos no *Posicionamento* que a utilização de parábolas é uma excelente solução para substituir os degraus. Velocidade e aceleração são controladas e a amplitude da solicitação do sistema é minimizada. Esta solução nos fornece trajetórias do tipo:

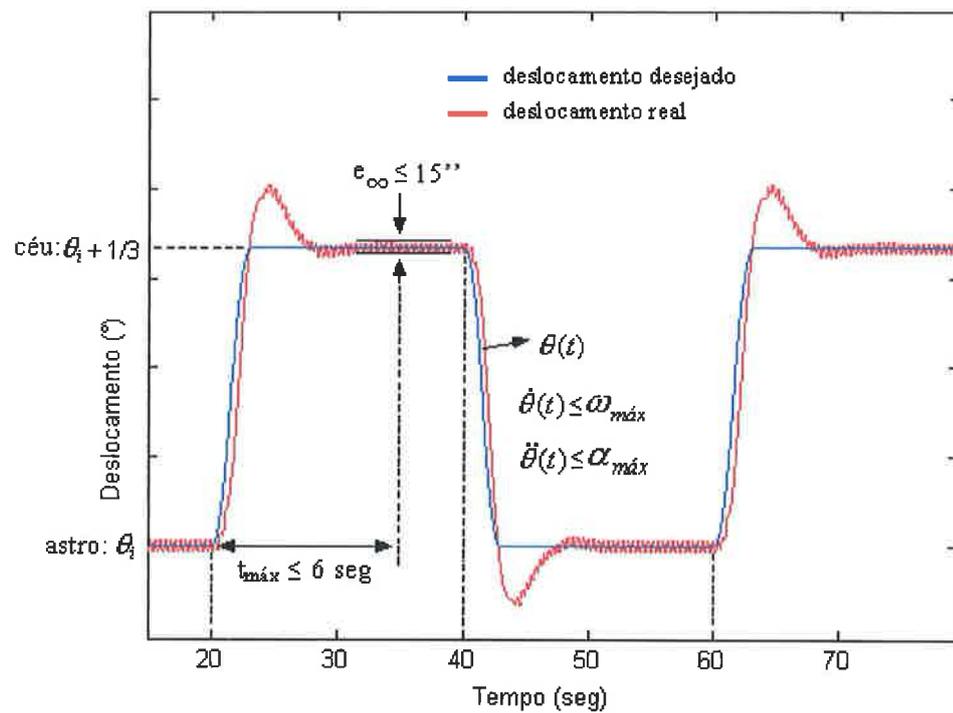


Figura 5.5: Trajetória de *Comutação ON-OFF*

Assim, ao invés de termos o “*set-point*” de *Comutação* definido por uma onda quadrada (Figura 4.3), temos, a cada 20 segundos, reposicionamentos suaves.

Além disso, vimos que o *Rastreo* pode ser feito aproximadamente por uma rampa, que quando adicionada à trajetória da figura anterior nos fornece:

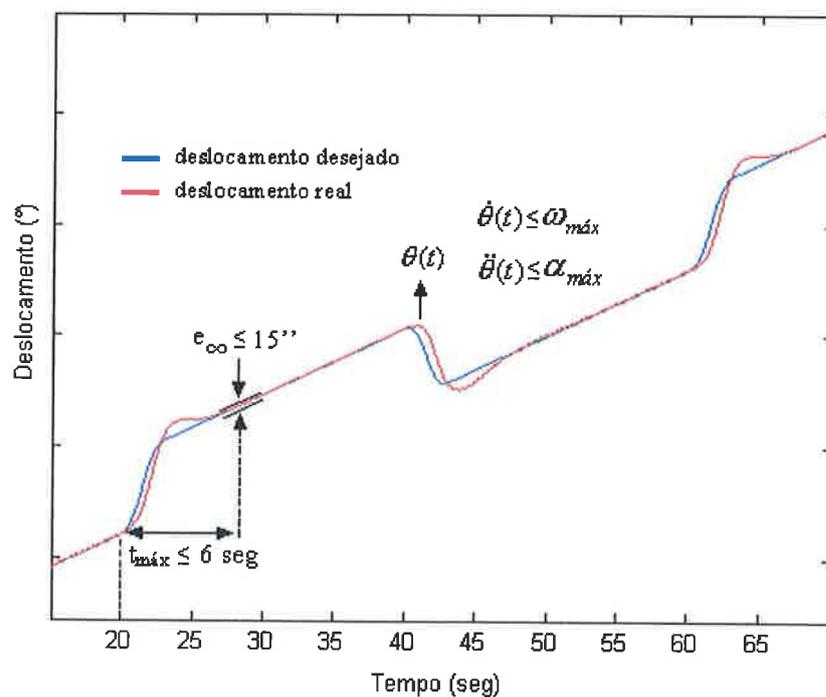


Figura 5.6: Trajetória de *Comutação ON-OFF* acrescida do *Rastreo*

Esta é uma trajetória que se por um lado exige um controlador bem sintonizado, por outro elimina variações bruscas, facilitando a ação do sistema de controle. Além disso, espera-se que o atrito seco não seja alto o suficiente para comprometer o desempenho desta solução.

Em termos de equacionamento da trajetória, observe a seguinte figura:

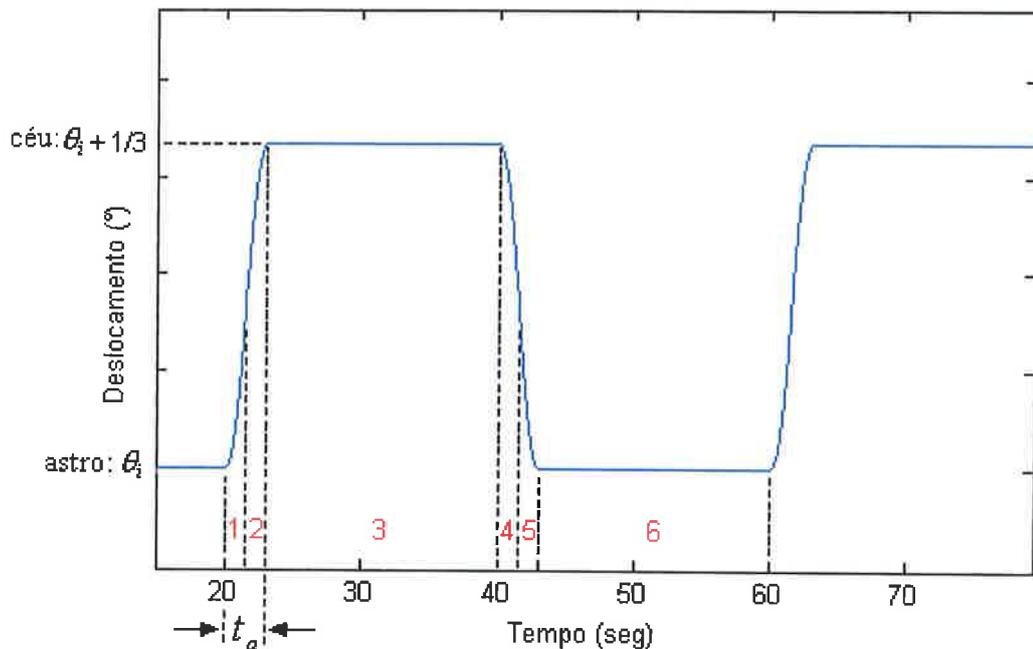


Figura 5.7: Trechos da trajetória de *Comutação ON-OFF*

Considerando períodos de 40 segundos subdivididos em duas partes de 20 segundos: um para levar o radiotelescópio de θ_i até $\theta_i + \frac{1}{3}$ e permanecer lá (trechos 1, 2 e 3); e o outro para ir de $\theta_i + \frac{1}{3}$ até θ_i e permanecer lá (trechos 4, 5 e 6), temos a seguinte descrição:

$$\text{Trecho 1: } \theta(t) = \frac{2}{3.t_a^2}.t^2 + \theta_i, \text{ p/ } 0 \leq t < \frac{t_a}{2} \quad (5.1.16)$$

$$\text{Trecho 2: } \theta(t) = -\frac{2}{3.t_a^2}.t^2 + \frac{4}{3.t_a}.t + \theta_i - \frac{1}{3}, \text{ p/ } \frac{t_a}{2} \leq t < t_a \quad (5.1.17)$$

$$\text{Trecho 3: } \theta(t) = \theta_i + \frac{1}{3}, \text{ p/ } t_a \leq t < 20 \quad (5.1.18)$$

$$\text{Trecho 4: } \theta(t) = -\frac{2}{3.t_a^2}.t'^2 + \theta_i + \frac{1}{3}, \text{ p/ } 0 \leq t' < \frac{t_a}{2} \quad (5.1.19)$$

$$\text{Trecho 5: } \theta(t) = \frac{2}{3t_a^2} t'^2 - \frac{4}{3t_a} t' + \theta_i + \frac{2}{3}, \text{ p/ } \frac{t_a}{2} \leq t' < t_a \quad (5.1.20)$$

$$\text{Trecho 6: } \theta(t) = \theta_i, \text{ p/ } t_a \leq t' < 2t_a \quad (5.1.21)$$

Onde:

t : Base de tempo para os trechos 1, 2 e 3;

t' : Base de tempo para os trechos 4, 5 e 6;

t_a : Tempo gasto para ir de θ_i à $\theta_i + \frac{1}{3}$ e vice-versa.

Vemos que esses trechos estão parametrizados em termos de t_a , o que significa que, diferentemente do *Posicionamento*, a velocidade e a aceleração não estão fixadas. Elas dependem de t_a . Quando este for fixado, $\omega(t)$ e $\alpha(t)$ também estarão. A flexibilidade introduzida nesta curva deve-se ao fato de que não será implementado um algoritmo para buscar o melhor valor para t_a e o controlador correspondente, o que o fixaria e eliminaria tal parametrização. Ao contrário, t_a será definido experimentalmente e, conseqüentemente, $\omega(t)$ e $\alpha(t)$.

Por fim, a contribuição do *Rastreo* será acrescida à *Comutação* pela equação:

$$\theta_i(t) = \theta(t) + \omega_{ras} t \quad (5.1.22)$$

Onde:

$\theta_i(t)$: Posição instantânea resultante do *Rastreo* + *Comutação*;

$\theta(t)$: Posição instantânea de *Comutação* desejada do radiotelescópio;

ω_{ras} : Velocidade angular de *Rastreo* do radiotelescópio.

5.1.4 VARREDURA

Esta é a última trajetória a ser definida. De fato, o que será proposto é uma pequena modificação em relação à trajetória atualmente utilizada (Figura 4.5), mas que causa uma enorme diferença, na solicitação dos atuadores e na robustez do sistema em malha fechada.

Como os três primeiros e últimos segundos de cada varredura são descartados na leitura de radiação das estrelas, não existe necessidade da antena seguir

exatamente o “*set-point*” enviado pelo algoritmo radioastronômico. Portanto, neste trecho, podemos modificar a trajetória de referência enviada ao controlador, de modo que obtenhamos algumas vantagens técnicas. Dessa forma é que se dará a filtragem do sinal de referência.

A trajetória que parece mais adequada para a região em questão, que é a de inversão do sentido de varredura, é novamente a parábola. Graficamente:

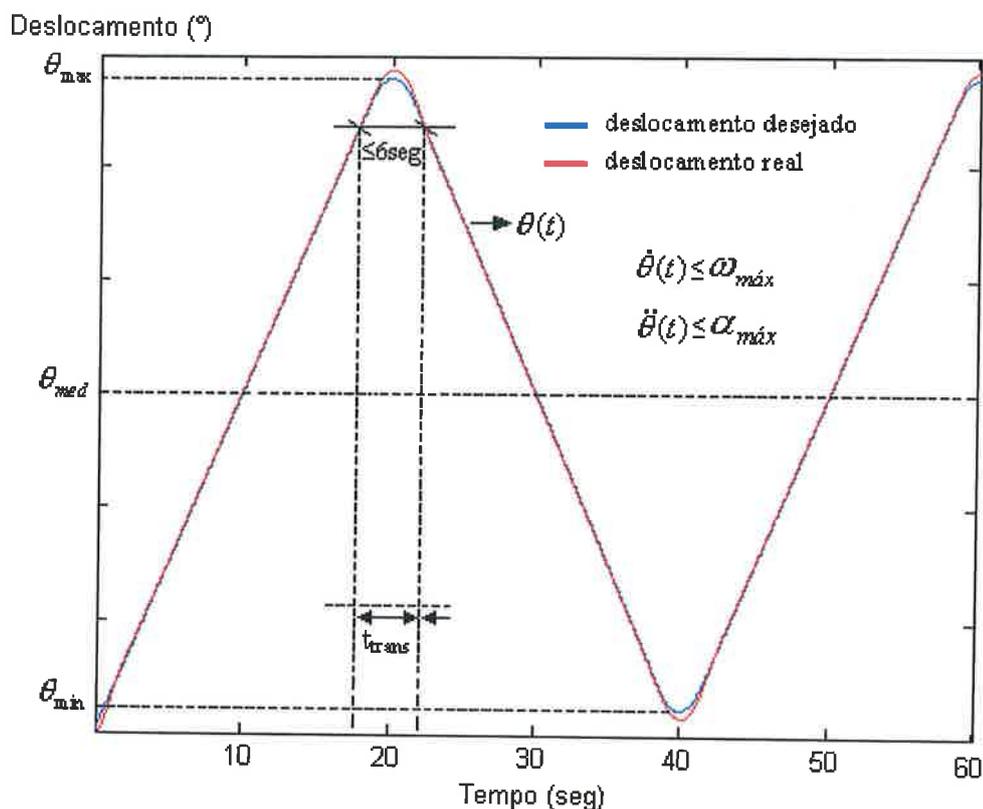


Figura 5.8: Trajetória de *Varredura* adotada

Nela, a inversão é suave, o que faz com que o controlador atue progressivamente na correção do erro, sem sobressaltos. Como no ponto de máximo a velocidade é zero, fatalmente o atrito de destaque atuará atrapalhando o desempenho, porém, como este é o início do processo de desenvolvimento do sistema de controle, que se estenderá em outros trabalhos, esta solução será adotada e validada experimentalmente.

Seguindo a notação da curva abaixo:

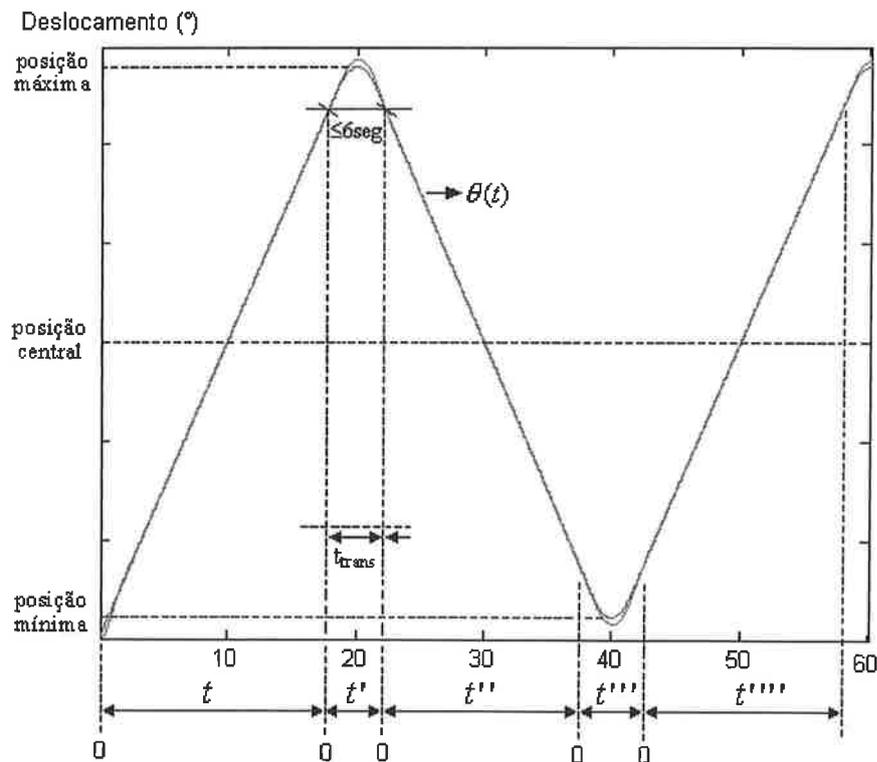


Figura 5.9: Trechos da trajetória de *Varredura*

A trajetória de cada ciclo será dada pelas equações:

$$\theta(t) = \omega_{\text{var}} \cdot t, \text{ p/ } 0 \leq t < 18,5 \text{seg} \quad (5.1.23)$$

$$\theta(t) = (0,35 \cdot \omega_{\text{var}}^2 - 0,476 \cdot \omega_{\text{var}} + 0,0111)t'^2 + (-1,025 \cdot \omega_{\text{var}}^2 + 1,4185 \cdot \omega_{\text{var}} - 0,0327)t' + 18,5 \cdot \omega_{\text{var}}, \text{ p/ } 0 \leq t' < 3 \text{seg} \quad (5.1.24)$$

$$\theta(t) = -\omega_{\text{var}} \cdot t'' + 18,5 \cdot \omega_{\text{var}}, \text{ p/ } 0 \leq t'' < 17 \text{seg} \quad (5.1.25)$$

$$\theta(t) = (-0,35 \cdot \omega_{\text{var}}^2 + 0,476 \cdot \omega_{\text{var}} - 0,0111)t'''^2 + (1,025 \cdot \omega_{\text{var}}^2 - 1,4185 \cdot \omega_{\text{var}} + 0,0327)t''' + 1,5 \cdot \omega_{\text{var}}, \text{ p/ } 0 \leq t''' < 3 \text{seg} \quad (5.1.26)$$

$$\theta(t) = \omega_{\text{var}} \cdot t'''' + 1,5 \cdot \omega_{\text{var}}, \text{ p/ } 0 \leq t'''' < 17 \text{seg} \quad (5.1.27)$$

Onde:

ω_{var} : Velocidade angular de *Varredura*.

Por fim, a contribuição do *Rastreo*, que gera a curva da Figura 5.10, será acrescida à *Varredura* pela equação:

$$\theta_i(t) = \theta(t) + \omega_{\text{ras}} \cdot t \quad (5.1.28)$$

Onde:

$\theta_i(t)$: Posição instantânea resultante do *Rastreo* + *Varredura*;

$\theta(t)$: Posição instantânea de *Varredura*;

ω_{ras} : Velocidade angular de *Rastreio*.

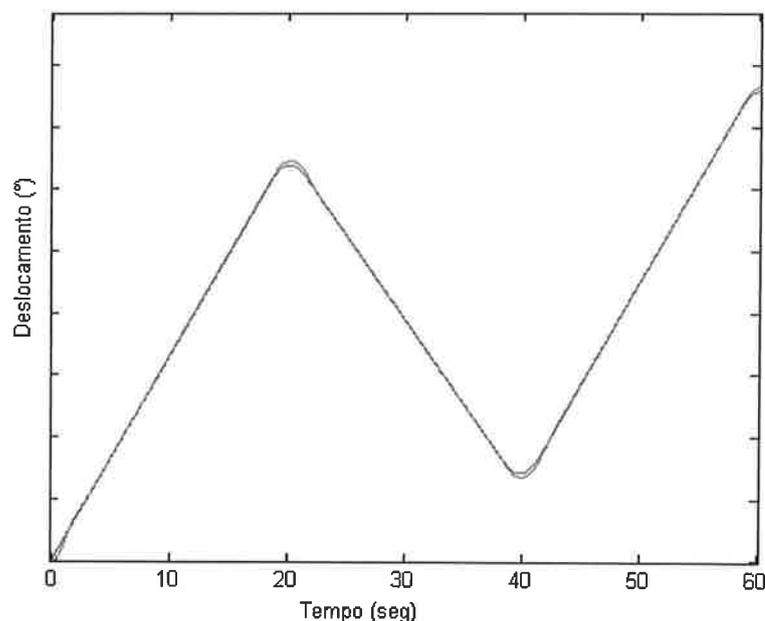


Figura 5.10: Contribuição do *Rastreio Contínuo* no deslocamento de *Varredura*

5.2 COMPENSADORES

Definidas as trajetórias adequadas para cada modo de operação do radiotelescópio, podemos projetar o segundo bloco do sistema de controle: os *Compensadores* (Figura 5.1). Como esta dissertação está focada principalmente na modelagem do sistema eletromecânico, o projeto dos controladores não será muito explorado e se baseará na sintonia de *PIDs* (vide Apêndice 10.10). Futuros trabalhos poderão incorporar outras técnicas e fazer estudos mais aprofundados.

A configuração de malha de controle com compensadores digitais praticamente não mudou em relação à configuração atual. Para que fique mais claro, analisemos a seguinte figura:

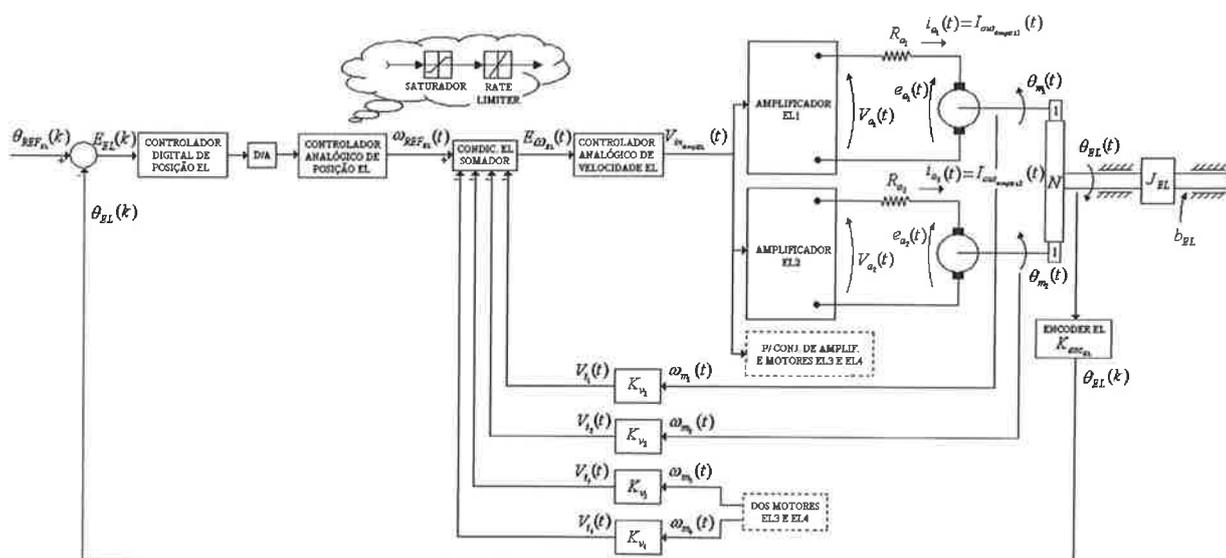


Figura 5.11: Malha de controle atual do sistema de elevação

Como já foi dito anteriormente, esta é uma configuração do tipo *malha externa/malha interna*, onde a externa efetua o controle de posição e a interna o controle de velocidade.

O controlador de velocidade é simplesmente um ganho de tensão implementado por um resistor e um potenciômetro. Já o condicionador/somador é um amplificador operacional. De fato, este bloco também possui saturação e “*rate limiter*” inerentes ao operacional, porém não foi estudado o efeito deste na malha de controle. Apenas por simplicidade de exposição estas funções serão consideradas como parte integrante do controlador analógico de posição, que também é implementado por um operacional (controlador *PI*). O controlador digital de posição é a soma de dois termos dependentes do erro atual e do erro anterior (um *PD*). O ganho de realimentação dos tacômetros analógicos é regulado por um potenciômetro.

Para aumentar a robustez do sistema, o ganho do ramo direto de velocidade é baixo e o de realimentação é muito alto, que também evita que os eixos atinjam velocidades elevadas.

Como não há nenhum tipo de tratamento da referência de posição antes dela ser injetada no sistema de controle, a malha de posição é implementada com saturação e limitação de variação temporal do esforço de controle (“*rate limiter*”), o que elimina (ou filtra) qualquer degrau ou inversão brusca que seja imposto como referência.

Este sistema tem a desvantagem de não admitir uma faixa larga de velocidades na referência, assim com aproximadamente $0,05\%/seg$ de rastreamento, já ocorre perda de desempenho. Uma vez que a velocidade máxima aceitável é $1\%/seg$, perde-se uma enorme faixa de velocidades, entretanto o efeito final não é tão ruim, já que as altas velocidades só ocorrem perto de 90° de elevação.

Para eliminar esse inconveniente e dar flexibilidade ao sistema de controle, não só na estrutura dos controladores, mas também na definição otimizada das trajetórias, o novo sistema tem a seguinte montagem:

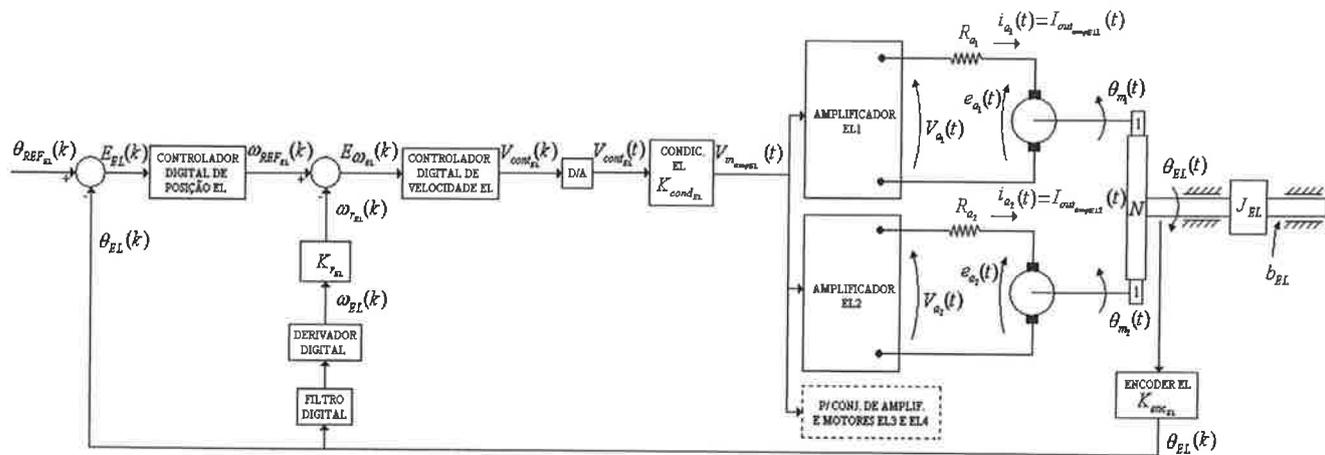


Figura 5.12: Nova malha de controle do sistema de elevação

Nesta nova configuração não há mais a presença dos tacômetros analógicos, que são sensores de má qualidade. Como os “*encoders*” têm precisão de milésimos de grau, suas filtragens (Apêndice 10.9) e derivações digitais geram realimentações de velocidade limpas de ruído e precisas. O controlador de velocidade continua sendo um ganho e o de posição varia com o tipo de operação, mas respeitando a estrutura *PID* (Apêndice 10.10). O limitador de taxa é eliminado e a saturação passa para a malha de velocidade com seus limites redefinidos convenientemente.

A sintonia dos controladores se baseia na simulação do modelo e verificação das respostas é feita por inspeção visual. Originalmente, foi desenvolvido um algoritmo de busca exaustiva que encontrava a melhor sintonia segundo alguns critérios, porém, com a melhoria do modelo e a introdução de termos não lineares, os critérios adotados deixaram de ser eficientes na busca das soluções e o tempo de simulação tornou-se demasiadamente alto, inviabilizando a busca exaustiva, assim, este algoritmo foi deixado de lado.

O procedimento de realização das simulações é bastante simples. Com o diagrama de *Simulink* aberto, modifica-se os ganhos da malhas de controle e realiza-se a simulação. Após inspeção dos gráficos com as respostas, faz-se novas sintonias até se obter uma resposta satisfatória.

Os arquivos correspondentes aos sistemas de controle de elevação e azimute se encontram no CD que acompanha esta dissertação com os nomes “*SistemadeControleElevação.mdl*” e “*SistemadeControleAzimute.mdl*”. A figura a seguir mostra um desses sistemas:

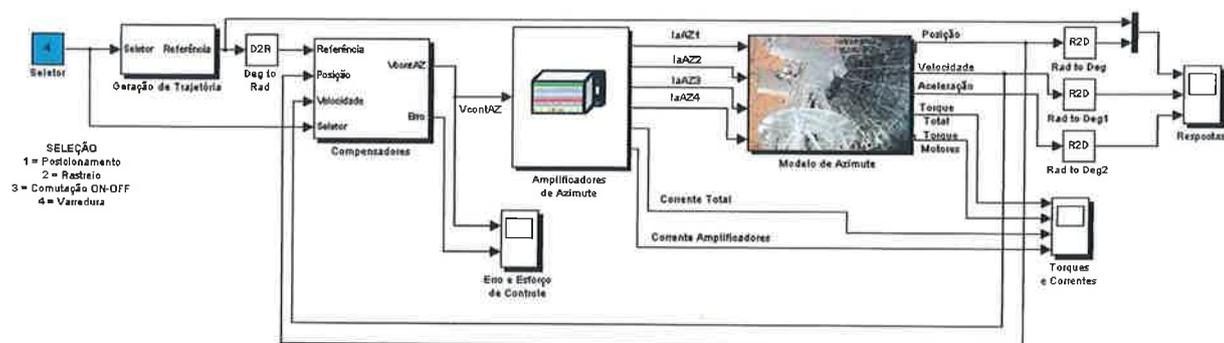


Figura 5.13: Malha de controle de azimute em *Simulink*

A tabela abaixo traz os coeficientes dos controladores para cada modo de operação, após sucessivas simulações:

Tabela 5.1: Sintonia inicial dos controladores

	AZIMUTE			
	Kp	Ki	Kv	Kr
Posicionamento	800	0	0.8	300
Rastreo Contínuo	2	0.1	300	0.75
Comutação ON-OFF	6	0.12	600	0.7
Varredura	2.6	0.18	620	1
	ELEVAÇÃO			
	Kp	Ki	Kv	Kr
Posicionamento	2.5	0	-100	0.7
Rastreo Contínuo	0.6	0.008	-260	0.6
Varredura	2	0.15	-230	0.4

Onde:

K_p : Ganho proporcional da malha de posição;

K_i : Ganho integral da malha de posição;

K_v : Ganho proporcional da malha de velocidade;

K_r : Ganho de realimentação da malha de velocidade.

Os gráficos com os resultados das simulações dessas sintonias encontram-se nos itens de validação.

Apenas para o caso do posicionamento de azimute serão mostrados aqui os resultados de projeto, isto porque, durante a definição das trajetórias, foram desenvolvidas duas soluções que precisam ter seus desempenhos comparados:

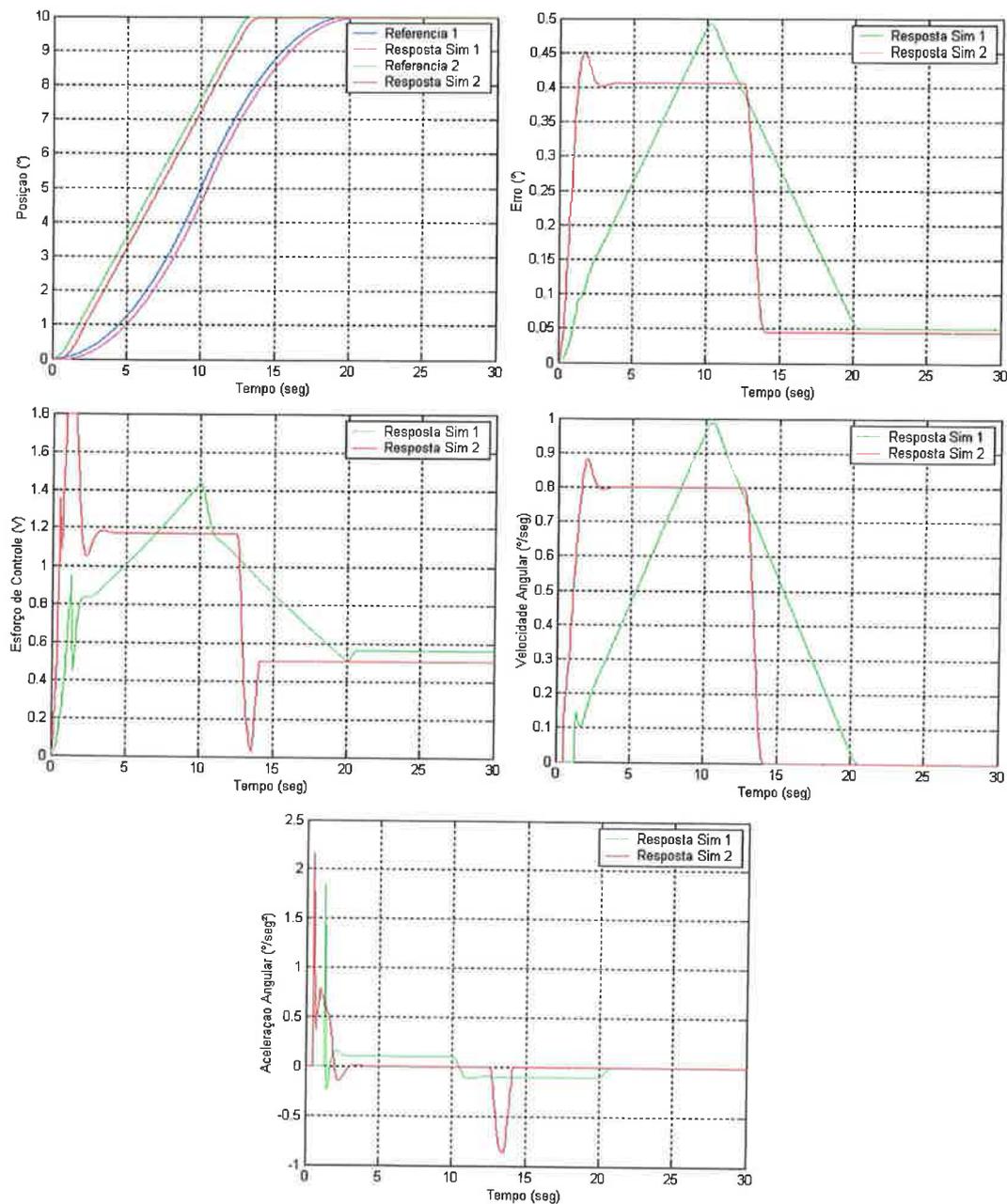


Figura 5.14: Respostas comparativas entre as duas trajetórias sugeridas

Os gráficos de esforço de controle e aceleração angular evidenciam as diferenças de solicitações as quais o sistema eletromecânico é submetido em função das trajetórias. A rampa gera picos de aceleração e desaceleração enormes, enquanto a parábola mantém a aceleração diferente de zero, porém sem picos altos. O esforço de controle é levado ao seu limite superior na rampa e se mantém alto durante todo o posicionamento. Como conclusão a utilização da trajetória com parábolas é mais conveniente do ponto de vista de solicitação do sistema eletromecânico.

5.3 VALIDAÇÃO DOS COMPENSADORES DE AZIMUTE

Antes de iniciarmos a apresentação dos resultados, são necessários alguns esclarecimentos. Na fase de modelagem ficou claro que os modelos obtidos em alguns casos não eram boas aproximações do comportamento real do radiotelescópio. Um bom exemplo foi a validação do modelo de azimute positivo. Com isso, era de se esperar que a sintonia realizada não desse, em alguns casos, bons resultados no sistema real. O que de fato aconteceu, assim, um refinamento experimental foi necessário. A tabela abaixo contém os novos parâmetros dos compensadores de azimute levantados experimentalmente durante a validação:

Tabela 5.2: Sintonia refinada dos controladores de azimute

	AZIMUTE				CHAVEADO PARA			
	Kp	Ki	Kv	Kr	Kp	Ki	Kv	Kr
Posicionamento	800	0	0.8	300	800	10	0.8	300
Rastreio Contínuo	0.7	0.2	1700	0.5				
Comutação ON-OFF	6	0.12	600	0.7				
Varredura	2.6	0.18	620	0.5				

A presença da coluna *CHAVEADO PARA* deve-se ao fato do controlador proporcional projetado não levar o eixo para a posição desejada com alta precisão. Para resolver o problema, um termo integral é adicionado ao controlador de posição decorridos $2.\Delta\theta$ seg do início do processo de posicionamento.

Dependendo do modo de operação, os gráficos apresentam até quatro curvas de resposta, sendo que:

- Resposta Sim: resposta simulada com a sintonia inicial dos controladores digitais;
- Resposta Proj: resposta real com a sintonia inicial, chamada de resposta de projeto, dos controladores digitais;
- Resposta Refin: resposta real refinada, ou seja, com a sintonia refinada, dos controladores digitais;
- Resposta Analog: resposta do sistema analógico atualmente em operação.

5.3.1 VALIDAÇÃO DO POSICIONAMENTO

A trajetória escolhida para os testes de *Posicionamento* foi a composta por parábolas, já que solicita menos o sistema.

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “**Testes dos Controladores de Posicionamento de Azimute.xls**” acompanhada do arquivo de plotagem “**PlotagemGraficosAzPos.m**”.

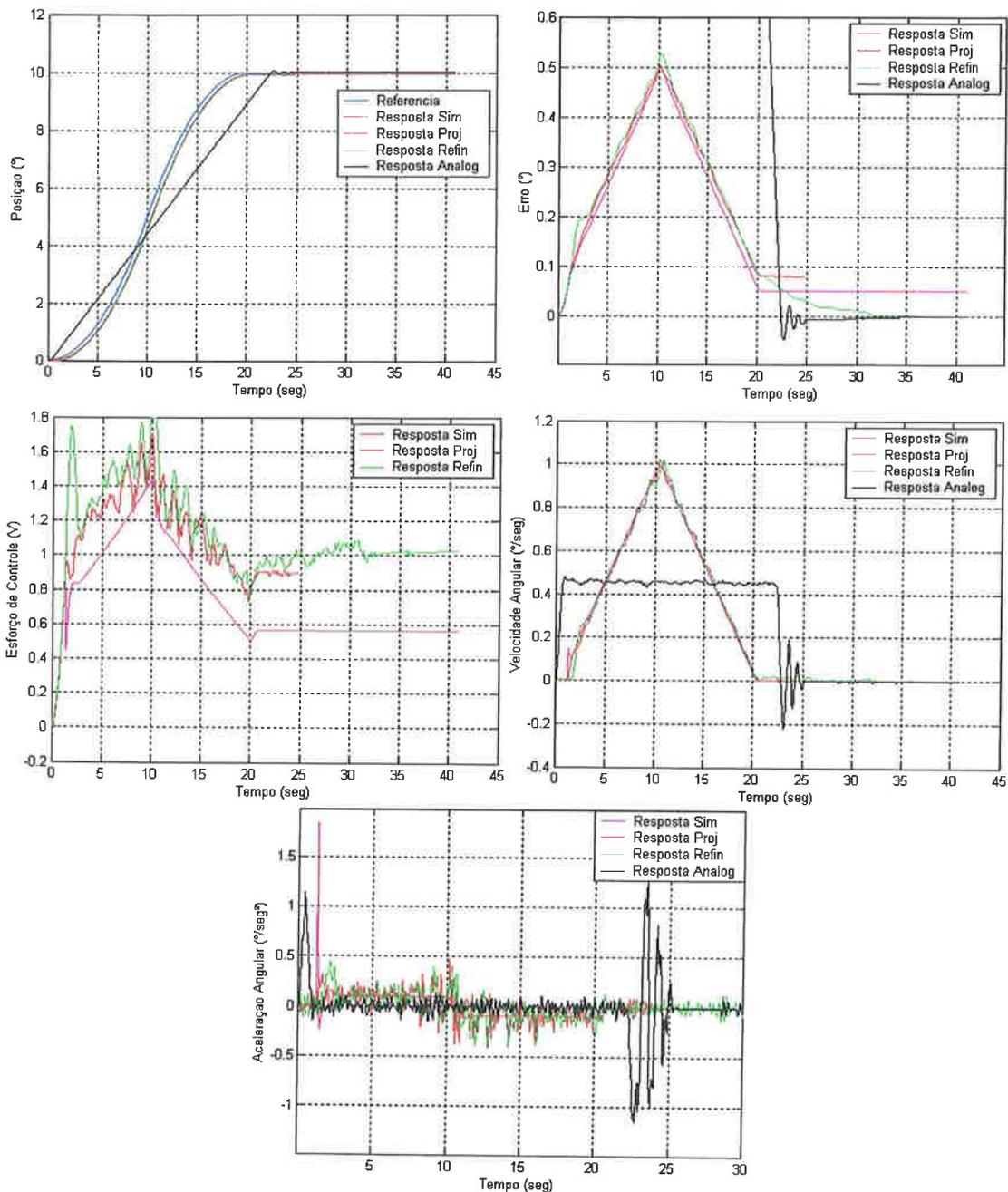


Figura 5.15: Respostas do controle de *Posicionamento* para $\Delta\theta = 10^\circ$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

O gráfico de posição da Figura 5.15 apresenta duas trajetórias distintas: a do sistema analógico e a do sistema digital. Apesar de, aparentemente, estarem sendo comparadas coisas diferentes num mesmo gráfico, é preciso lembrar que o sistema de controle é o conjunto *Trajetoárias + Compensadores*, neste sentido, a comparação é pertinente. Além disso, procura-se mostrar aqui os diferentes comportamentos resultantes dessas diferenças de trajetória. Por exemplo, a aceleração imposta ao

sistema pelo controle analógico é muito superior à imposta pelo controle digital, chegando, inclusive, a atingir valores acima dos limites superiores e inferiores.

A grande diferença entre os esforços de controle simulado e experimental na Figura 5.15 evidencia o erro de modelagem do sentido positivo do eixo de azimute, o que não ocorre no sentido negativo mostrado na Figura 5.16.

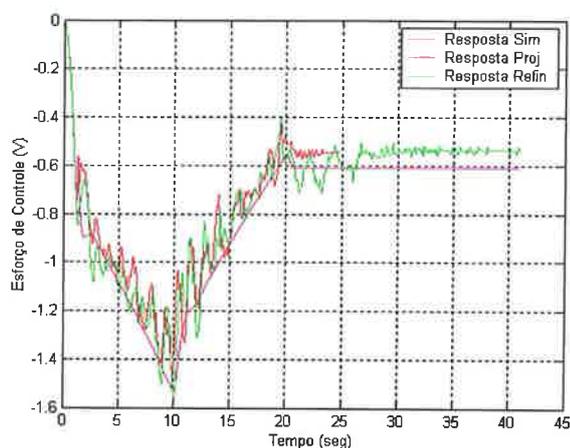


Figura 5.16: Respostas do controle de *Posicionamento* para $\Delta\theta = -10^\circ$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

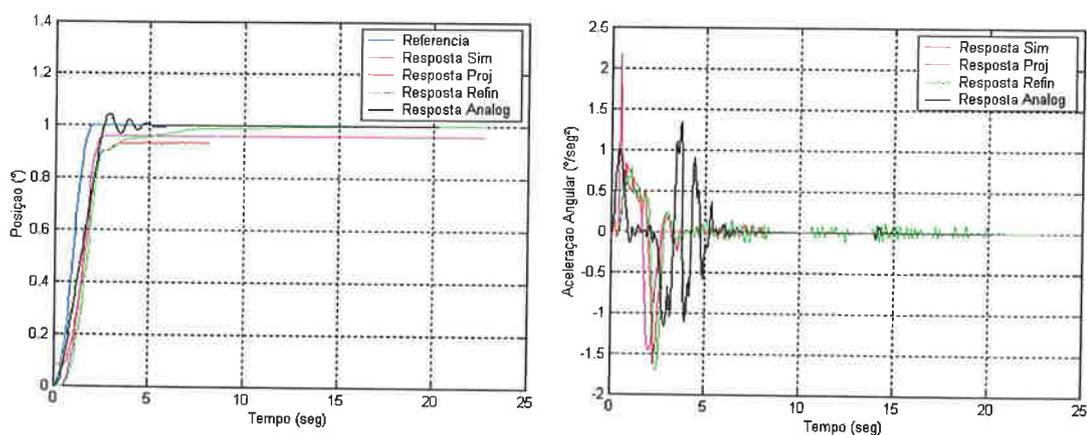


Figura 5.17: Respostas do controle de *Posicionamento* para $\Delta\theta = 1^\circ$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

Com posicionamento onde a variação de posição é pequena, a trajetória adotada é inadequada, já que as acelerações se tornam demasiadamente altas.

5.3.2 VALIDAÇÃO DO RASTREIO CONTÍNUO

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “**Testes dos Controladores de Rastreo de**

"Azimute.xls" acompanhada do arquivo de plotagem "PlotagemGraficosAzRast.m".

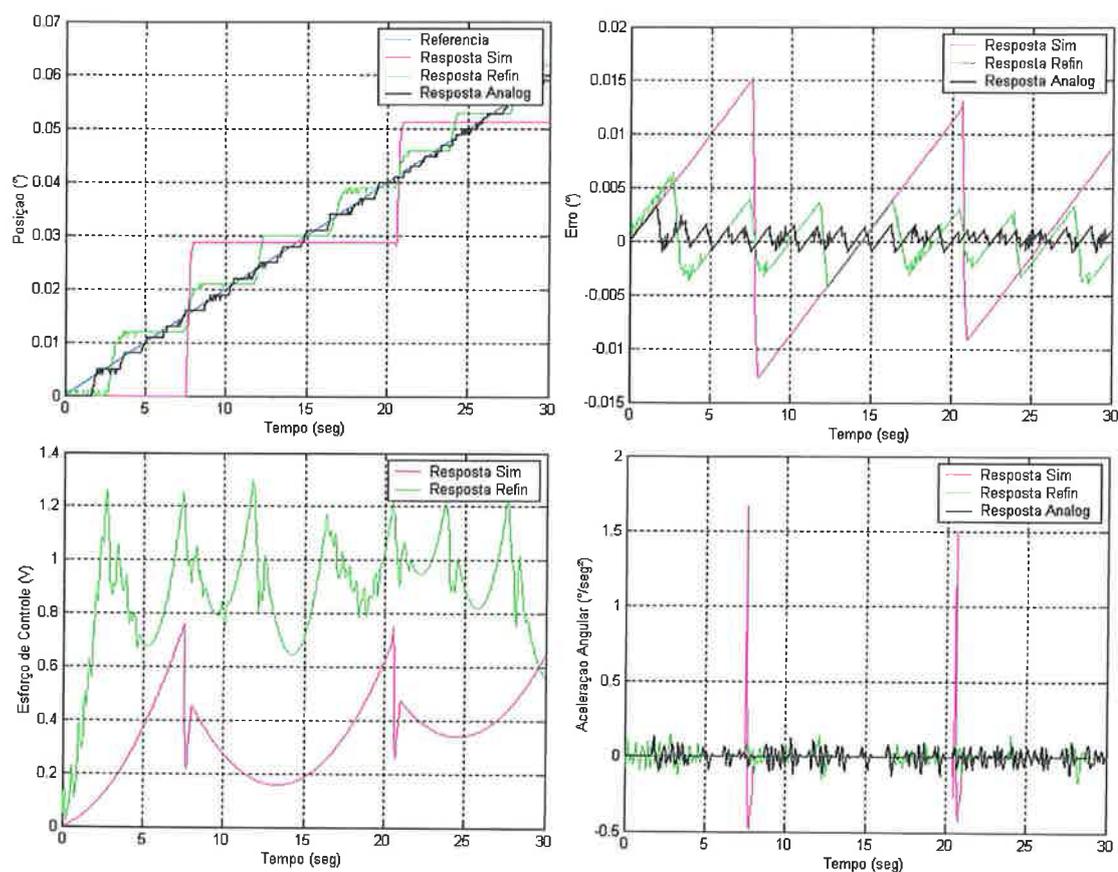


Figura 5.18: Respostas do controle de *Rastreo* para $\omega_{rast} = 0,002^\circ/\text{seg}$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

As grandes discrepâncias entre os valores refinados e os simulados evidenciam problemas com a modelagem do atrito de destaque. Se compararmos, por exemplo, o gráfico de posição da Figura 5.18 com o da Figura 5.20, ficará claro que, à medida que se aumenta ω_{rast} , mais coerente se torna a simulação, graças à diminuição da atuação do atrito de destaque. Infelizmente, não houve tempo hábil para resolver este problema.

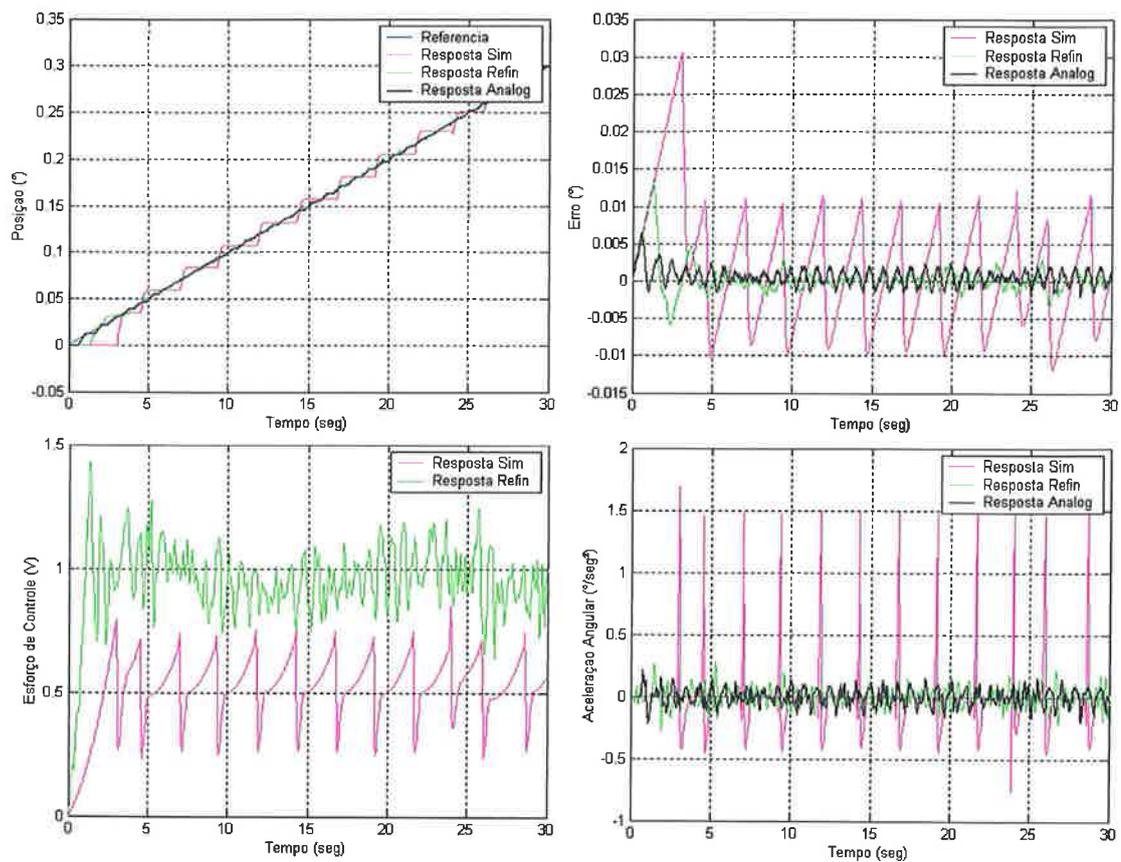


Figura 5.19: Respostas do controle de *Rastreo* para $\omega_{rast} = 0,01^\circ/\text{seg}$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

Mesmo com ajustes experimentais dos ganhos dos controladores, o desempenho do controle digital não foi satisfatório. Os motivos exatos não foram levantados, já que a ênfase deste trabalho esteve na modelagem, porém há indícios de que a relação entre os ganhos dos ramos direto e reverso da malha de velocidade em conjunto com o “*rate limiter*” do ramo direto da malha de posição produzam a robustez adequada para promover o bom desempenho do sistema analógico.

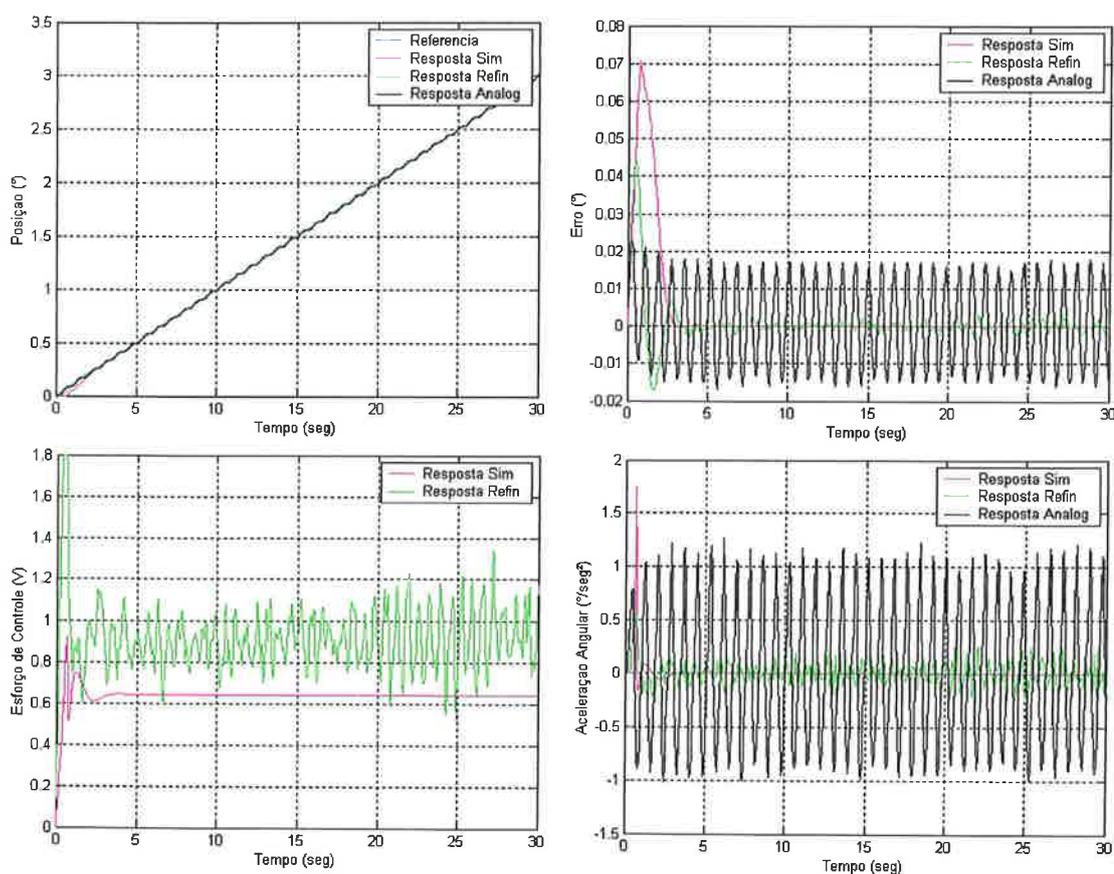


Figura 5.20: Respostas do controle de *Rastreio* para $\omega_{rast} = 0,1^\circ/\text{seg}$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

5.3.3 VALIDAÇÃO DA COMUTAÇÃO ON-OFF

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “**Testes dos Controladores de Comutação de Azimute.xls**” acompanhada do arquivo de plotagem “**PlotagemGraficosAzComut.m**”.

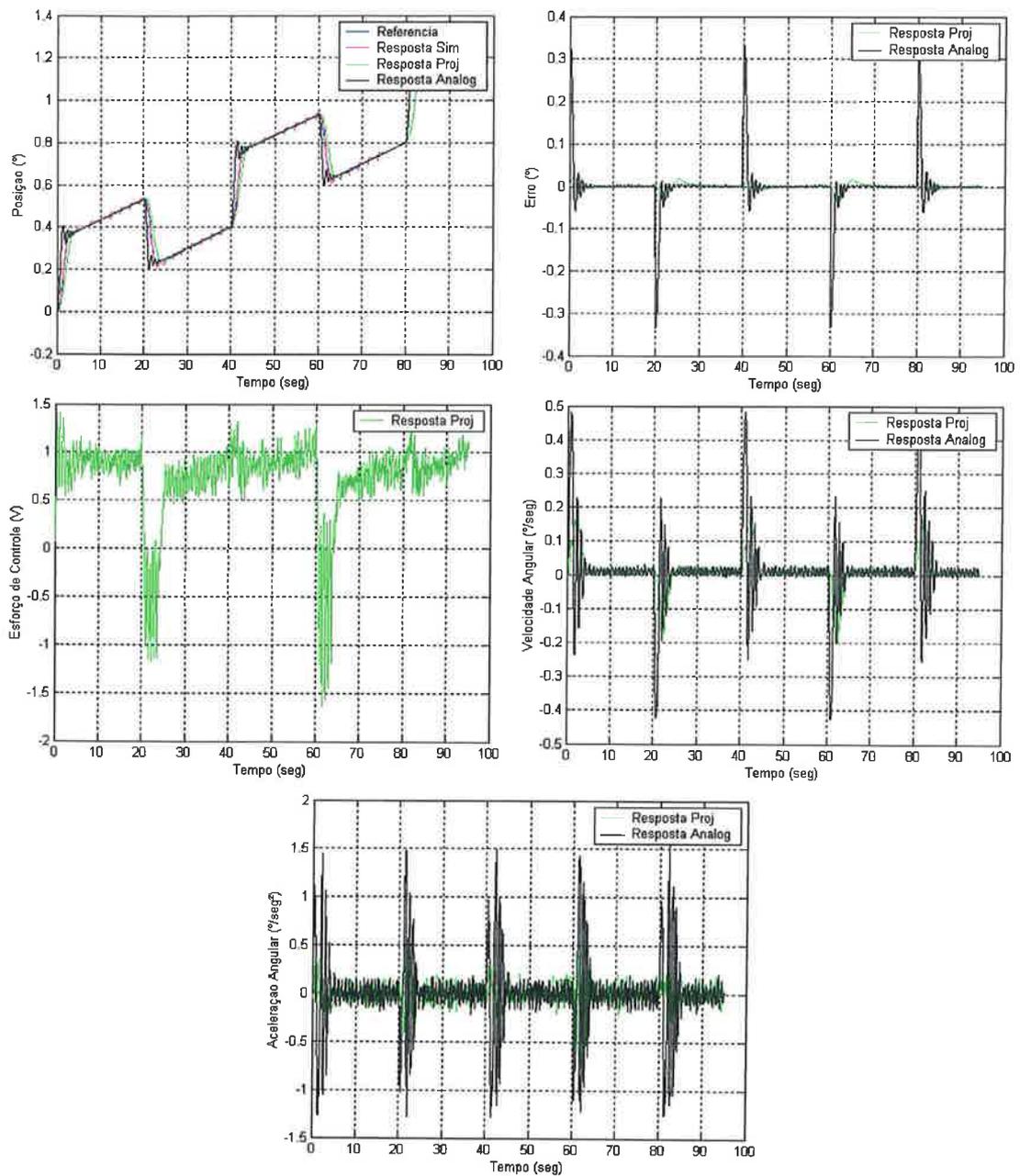


Figura 5.21: Respostas do controle de *Comutação* para $\omega_{rast} = 0,01^\circ/\text{seg}$ e $\theta_{EL} = 45^\circ$

O efeito do atrito de destaque também é pronunciado, o que novamente inviabilizou as simulações. Por outro lado, a nova trajetória utilizada mostrou-se eficiente na diminuição da velocidade e aceleração máximas, porém o desempenho não foi satisfatório, ficando fora da especificação.

5.3.4 VALIDAÇÃO DA VARREDURA

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “Testes dos Controladores de Varredura de Azimute.xls” acompanhada do arquivo de plotagem “PlotagemGraficosAzVar.m”.

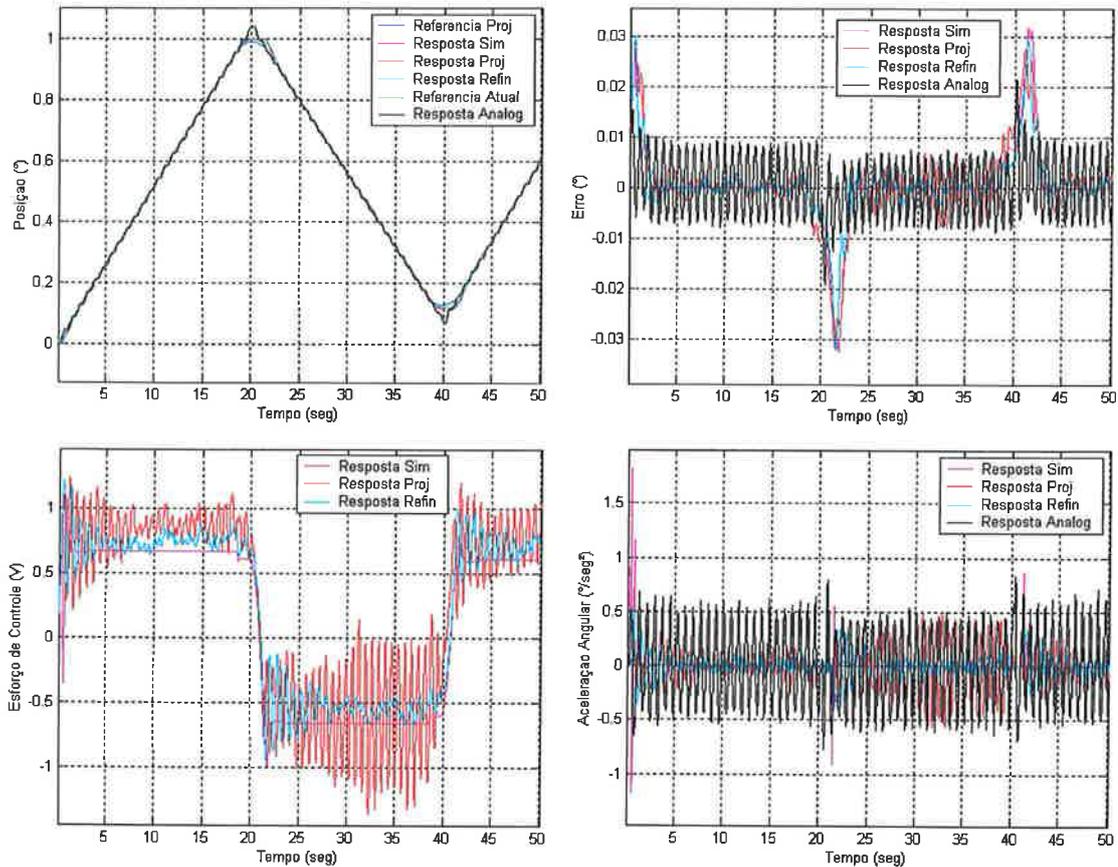


Figura 5.22: Respostas do controle de *Varredura* para $\omega_{var} = 0,05^\circ/seg$,

$$\omega_{rast} = 0,002^\circ/seg \text{ e } \theta_{EL} = 45^\circ$$

Pelas figuras, nota-se as melhorias geradas pela nova trajetória associada ao algoritmo digital (curvas em azul) frente ao sistema analógico (curvas em preto). De fato, o sistema digital mostrou-se melhor que o analógico para a *Varredura*.

Uma outra consideração, que vai contra a afirmação feita acima, é que o sistema analógico estava desregulado. Seus ganhos poderiam ser ajustados de modo que o desempenho fosse bem melhor e as curvas em preto fossem próximas das em azul, porém a experiência prática adquirida permite dizer que, mesmo assim, para a *Varredura*, o controle digital teria desempenho superior ao analógico.

Os picos de aceleração são notavelmente menores com a inversão suave.

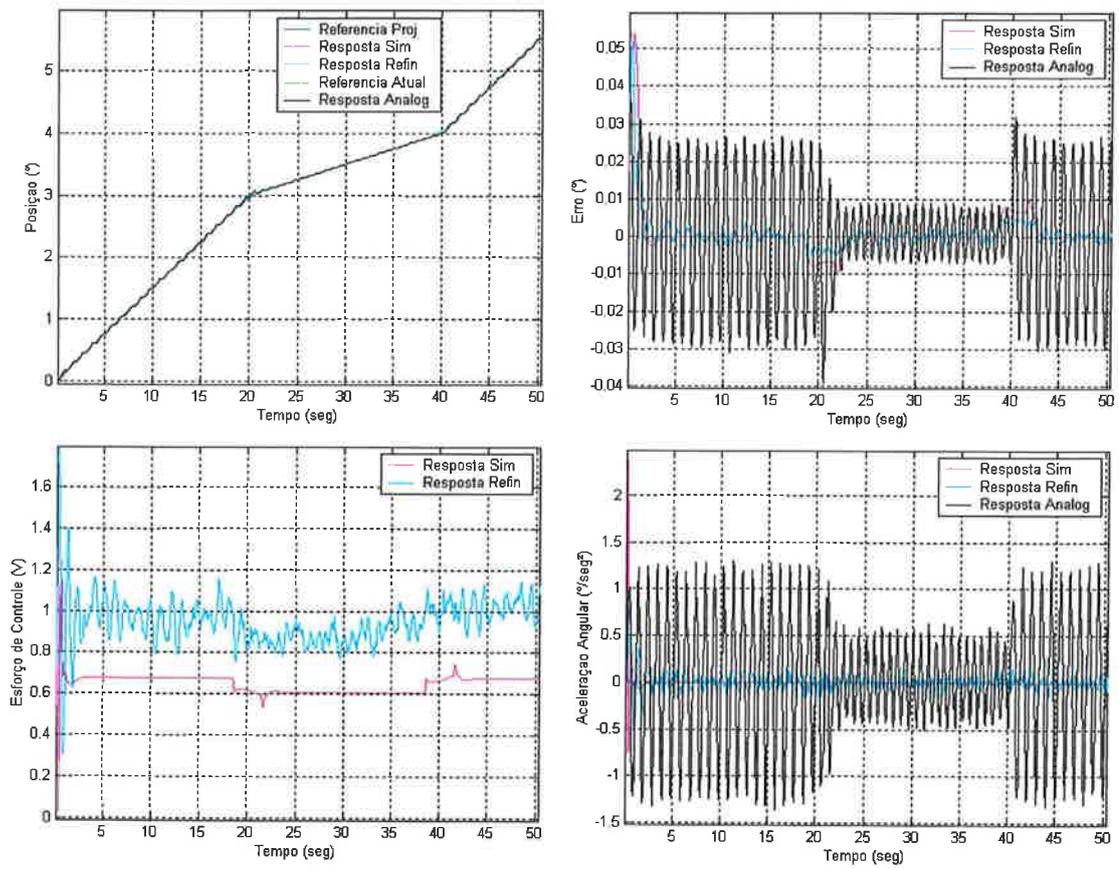


Figura 5.23: Respostas do controle de *Varredura* para $\omega_{var} = 0,05^\circ/seg$,

$$\omega_{rast} = 0,1^\circ/seg \text{ e } \theta_{EL} = 45^\circ$$

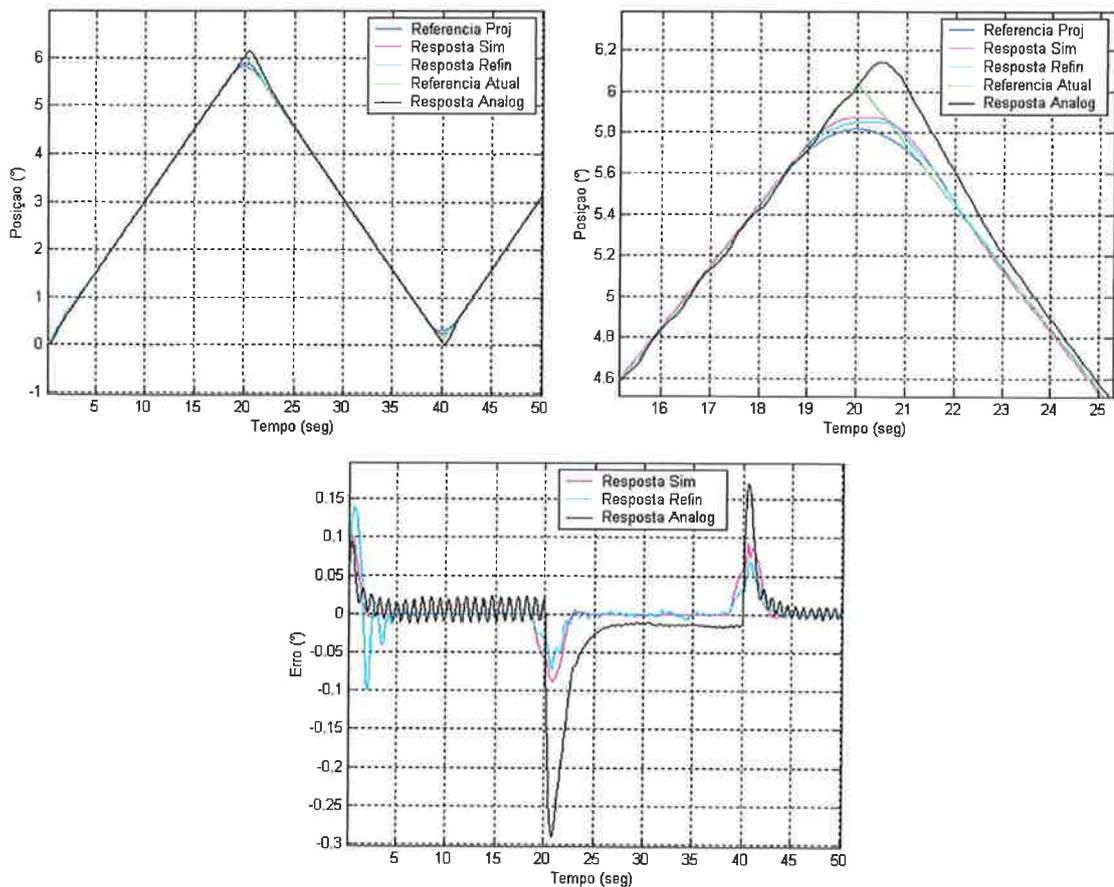


Figura 5.24: Respostas do controle de *Varredura* para $\omega_{var} = 0,3^\circ/seg$,

$$\omega_{rast} = 0,002^\circ/seg \text{ e } \theta_{EL} = 45^\circ$$

A *Varredura*, como todos os outros modos de operação, sofre queda de desempenho com a ação do atrito de destaque e ela ocorre principalmente no momento da inversão do sentido de deslocamento, isto porque, neste ponto, a velocidade da trajetória de referência é nula. O desenvolvimento de uma nova trajetória que evite esta condição será necessária.

5.4 VALIDAÇÃO DOS COMPENSADORES DE ELEVAÇÃO

A tabela abaixo contém os parâmetros dos compensadores resultantes do refinamento experimental da sintonia:

Tabela 5.3: Sintonia refinada dos controladores de elevação

	ELEVAÇÃO				CHAVEADO PARA			
	Kp	Ki	Kv	Kr	Kp	Ki	Kv	Kr
Posicionamento	2.5	0	-100	0.7	2.5	0.02	-100	0.7
Rastreo Contínuo	0.6	0.02	-300	0.8				
Varredura	2	0.15	-230	0.4				

5.4.1 VALIDAÇÃO DO POSICIONAMENTO

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “Testes dos Controladores de Posicionamento de Elevação.xls” acompanhada do arquivo de plotagem “PlotagemGraficosEIPos.m”.

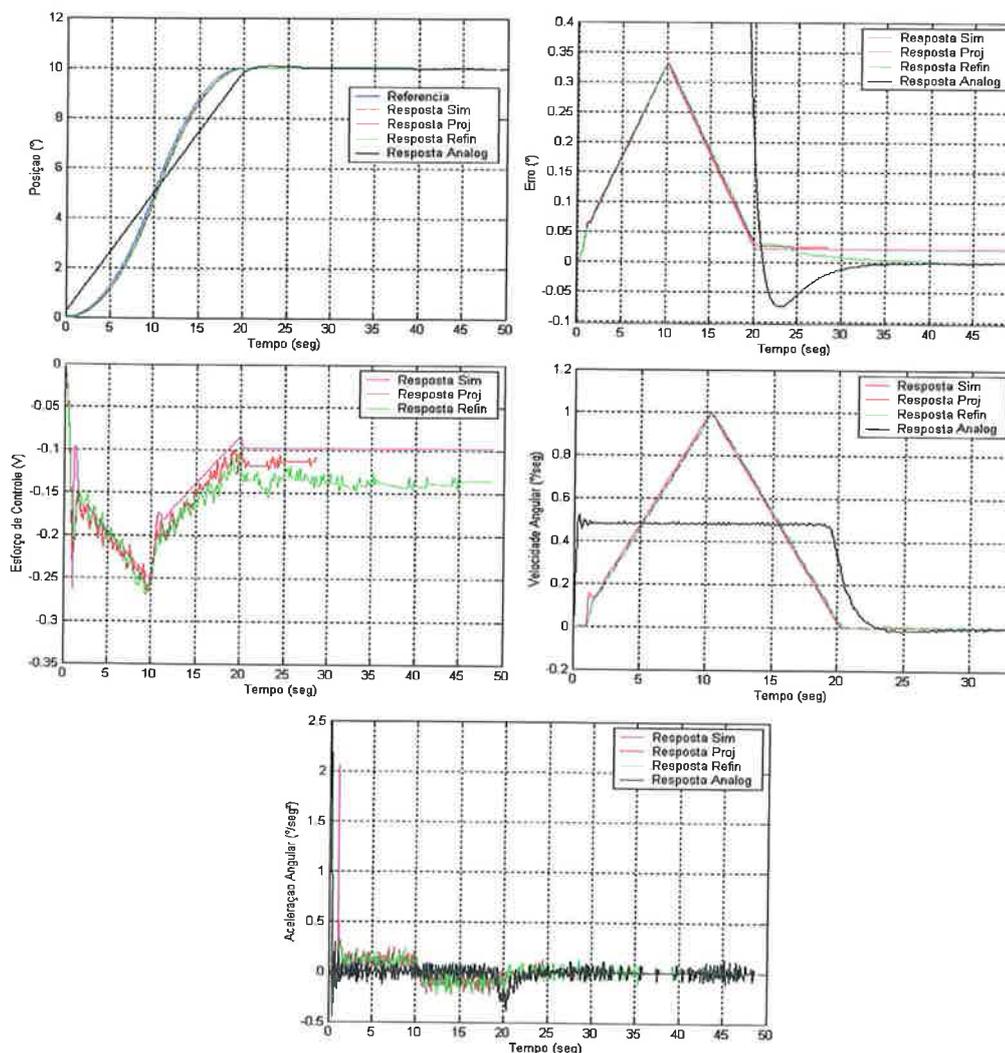


Figura 5.25: Respostas do controle de Posicionamento para $\Delta\theta = 10^\circ$

Assim como já visto no *Posicionamento* em azimute, procura-se mostrar aqui os diferentes comportamentos resultantes das diferenças de trajetória. A aceleração imposta ao sistema pelo controle analógico, novamente, é muito superior à imposta pelo controle digital, chegando, inclusive, a atingir valores acima dos limites superiores e inferiores.

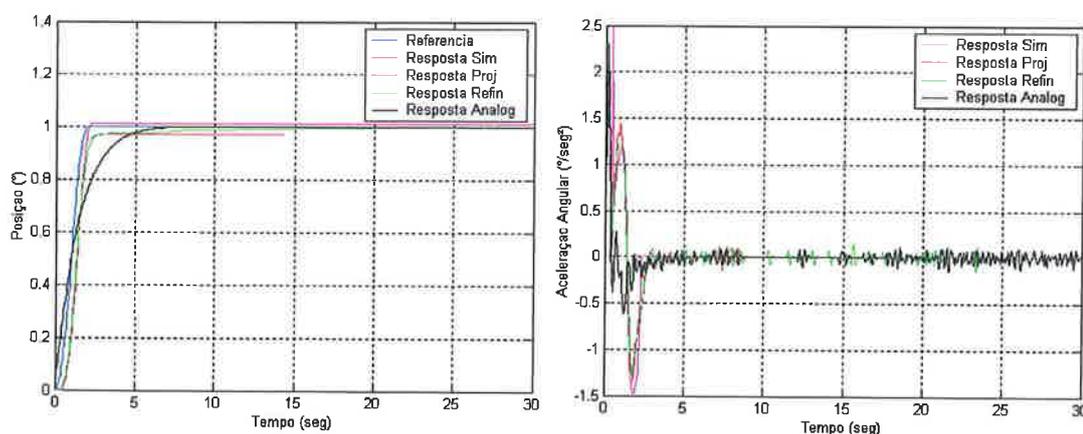


Figura 5.26: Respostas do controle de *Posicionamento* para $\Delta\theta = 1^\circ$

Com posicionamento onde a variação de posição é pequena, a trajetória adotada é inadequada, já que as acelerações se tornam demasiadamente altas.

5.4.2 VALIDAÇÃO DO RASTREIO CONTÍNUO

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “**Testes dos Controladores de Rastreo de Elevação.xls**” acompanhada do arquivo de plotagem “**PlotagemGraficosElRast.m**”.

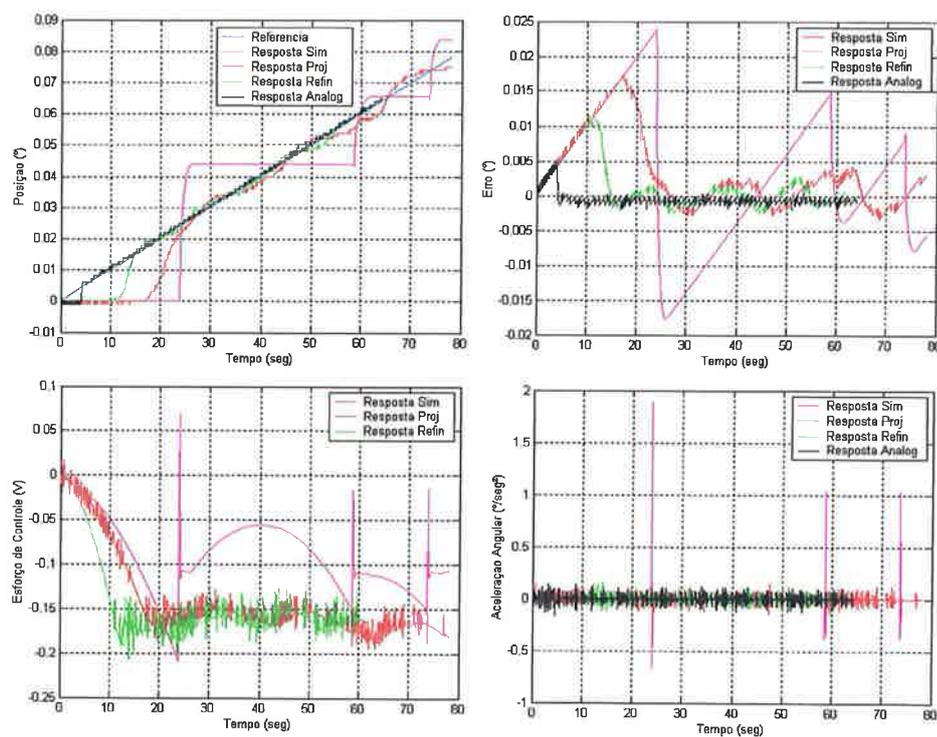


Figura 5.27: Respostas do controle de *Rastreo* para $\omega_{rast} = 0,001^\circ/\text{seg}$

As observações feitas para azimuth (item 5.3.2) valem também para a elevação.

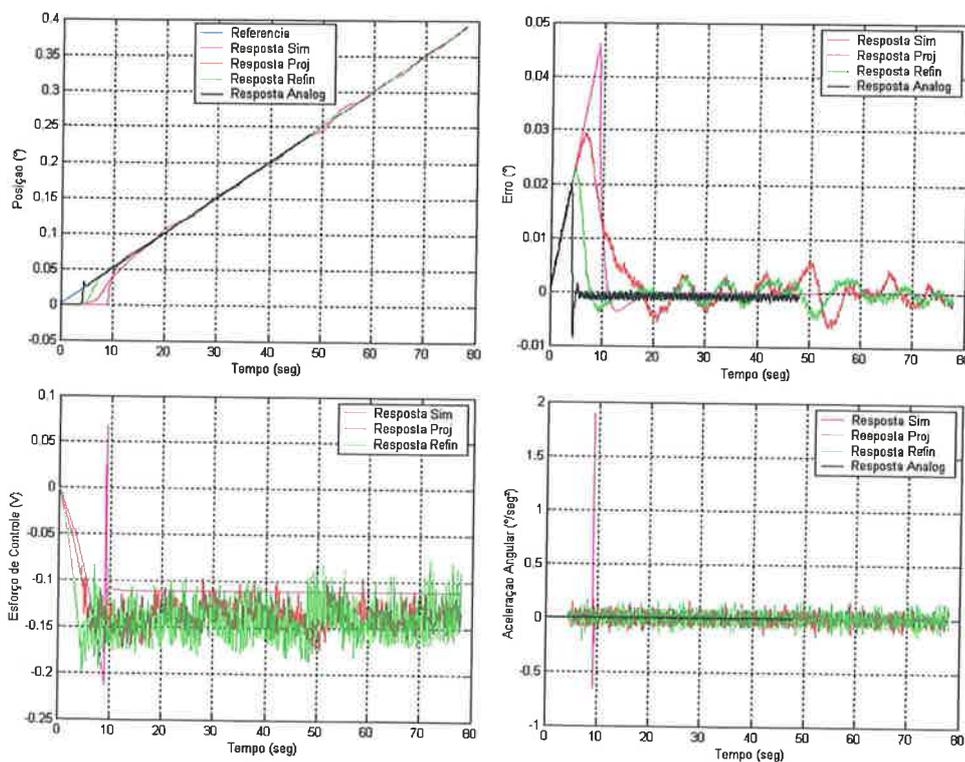


Figura 5.28: Respostas do controle de *Rastreo* para $\omega_{rast} = 0,005^\circ/\text{seg}$

5.4.3 VALIDAÇÃO DA VARREDURA

Os gráficos a seguir apresentam as respostas mais relevantes. Estes resultados podem ser verificados na planilha “Testes dos Controladores de Varredura de Elevação.xls” acompanhada do arquivo de plotagem “PlotagemGraficosEIVar.m”.

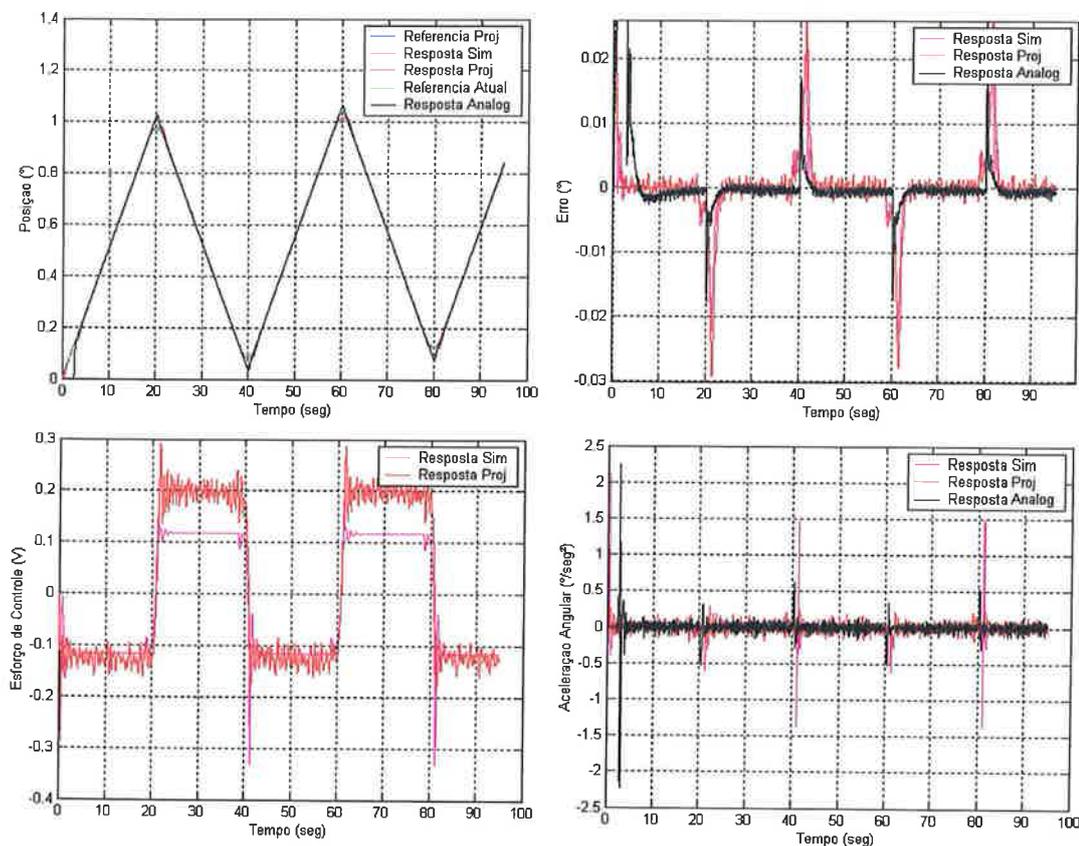


Figura 5.29: Respostas do controle de *Varredura* para $\omega_{var} = 0,05^\circ/seg$ e

$$\omega_{rast} = 0,001^\circ/seg$$

Os sistemas digital e analógico de *Varredura*, em elevação, têm desempenhos parecidos, porém os picos de aceleração com a nova trajetória são menores, já a variação do erro de posição é maior, mostrando que ainda há o que melhorar no sistema digital.

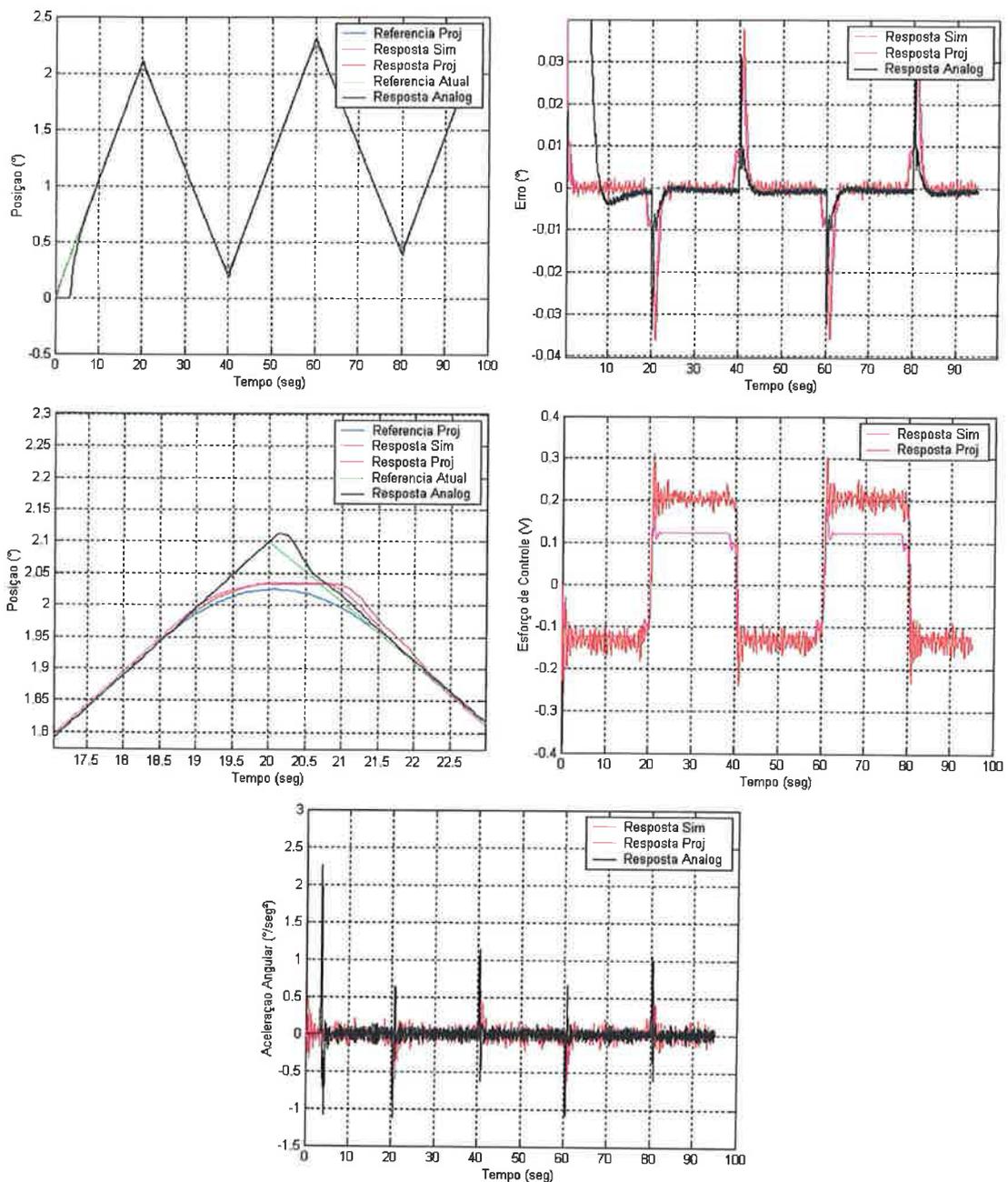


Figura 5.30: Respostas do controle de *Varredura* para $\omega_{var} = 0,1^\circ/seg$ e $\omega_{rast} = 0,005^\circ/seg$

5.5 TABELAS COMPARATIVAS DE RESULTADOS

As tabelas a seguir resumem o desempenho medido dos controladores analógico e digital refinado:

Tabela 5.4: Desempenho dos controladores analógico e digital refinado de azimute

POSICIONAMENTO					
Tempo de acomodação (seg) ⁶					
SENTIDO POSITIVO			SENTIDO NEGATIVO		
delta de posição (°)	controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital	
1	5	12	5.4	14.5	
10	28.7	31.5	32.2	27.6	
RASTREIO					
Tempo de acomodação (seg)					
SENTIDO POSITIVO			SENTIDO NEGATIVO		
Wrast (°/seg)	controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital	
0.002	0	2.8	0	0	
0.01	0.7	3.7	0	4.2	
0.1	não atingido	3	não atingido	não atingido	
COMUTAÇÃO ON-OFF					
Tempo de acomodação (seg)					
SENTIDO POSITIVO			SENTIDO NEGATIVO		
Wrast (°/seg)	controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital	
0.01	3.9	4.7	3.6	9.9	
VARREDURA					
Tempo de acomodação (seg)					
SENTIDO POSITIVO			SENTIDO NEGATIVO		
Wvar (°/seg)	Wrast (°/seg)	controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital
0.05	0.002	não atingido	3.3	não atingido	3.5
0.05	0.01	não atingido	3.1	não atingido	3.8
0.05	0.1	não atingido	2.4	não atingido	2.2
0.3	0.002	não atingido	3.1	não atingido	3.2
0.3	0.01	não atingido	2.6	não atingido	3
0.3	0.1	não atingido	2.85	não atingido	não atingido

Os valores de desempenho que ficaram piores do que os mínimos aceitáveis estão em vermelho.

O termo “não atingido” significa que houve comportamento oscilatório com amplitude maior que o aceitável para que o erro de posição não superasse os 15” de arco. Tal comportamento ocorreu para todas as entradas testadas para *Varredura* com o controle analógico, por este estar desregulado.

Em geral, o desempenho do controle digital precisa ser melhorado.

⁶ Nesta dissertação o tempo de acomodação é definido como o tempo gasto para que o erro seja menor que 15” de arco.

Tabela 5.5: Desempenho dos controladores analógico e digital refinado de elevação

		POSICIONAMENTO			
		Tempo de acomodação (seg)			
		SENTIDO DE SUBIDA		SENTIDO DE DESCIDA	
delta de posição (°)		controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital
1		6.3	16.5	9.9	19.1
10		32.2	34.8	29.2	40.7
		RASTREIO			
		Tempo de acomodação (seg)			
		SENTIDO DE SUBIDA		SENTIDO DE DESCIDA	
Wrast (°/seg)		controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital
0.001		4.1	13.7	4.2	16.5
0.005		4.6	6.9	3.5	8.3
		VARREDURA			
		Tempo de acomodação (seg)			
		SENTIDO DE SUBIDA		SENTIDO DE DESCIDA	
Wvar (°/seg)	Wrast (°/seg)	controle analógico	controle digital	controle analógico	controle digital
0.05	0.001	1.1	2.6	1.2	2.6
0.05	0.005	1.2	2.2	1.3	2.7
0.1	0.001	1.5	2.6	1.7	2.2
0.1	0.005	1.6	2.3	1.8	2.3

Para a elevação, vê-se que não há valores em vermelho, o que demonstra que, para este eixo, a sintonia dos controladores foi mais bem sucedida, fruto do baixo atrito de destaque e do pequeno erro de modelagem.

6 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Vamos iniciar a discussão dos resultados pelos amplificadores, primeiros equipamentos que foram modelados neste trabalho. Uma vez ajustados, a modelagem de suas curvas características mostrou-se bastante adequada e precisa diante da incerteza da parte mecânica do radiotelescópio. A desconsideração da dinâmica dos amplificadores foi comprovada correta pela resposta ao degrau típica dos mesmos. De um modo geral a modelagem foi muito bem sucedida, principalmente por se tratarem de equipamentos de comportamento muito simples.

O mesmo pode ser dito com respeito à modelagem dos motores. O modelo ficou excelente. Até poderia incluir um termo de ruído branco como perturbação para ficar mais preciso, porém esta melhoria ainda teria baixa relevância diante dos problemas mecânicos dos eixos de elevação e azimute. Além do que, os tacômetros analógicos, principais fontes de ruído, serão substituídos por sensores digitais.

O modelo adotado para os motores deveria ter servido também para o eixo de azimute. Apesar de ter sido adequado para o sentido negativo, as respostas ao degrau duplo e a validação do modelo de azimute positivo deixaram claro que há discrepâncias relevantes entre sistema real e modelo. Elas advêm, principalmente, do desbalancamento do eixo de elevação e do desgaste do sistema mecânico (rolamento e engrenagens). Novas curvas poderiam ser tomadas para modelagem, o que certamente diminuiria as discrepâncias, mas não eliminaria a necessidade de manutenção.

A torção do eixo de azimute é pronunciada e dependendo da condição inicial do eixo ela pode ou não ocorrer. Sua existência está associada ao alto atrito de destaque existente, mas não foi levada em conta no modelo para não complicá-lo demasiadamente.

Já o modelo de elevação, que não possui torção por ter atrito de destaque muito mais baixo, descreveu razoavelmente bem o comportamento real na região central, aliás este é um excelente exemplo do compromisso entre desenvolvimento de um modelo e melhoria do sistema real. O algoritmo de buscas de pares (K,T) não foi capaz de devolver um bom modelo para o sistema, servindo apenas como aproximação inicial, que precisou ser refinada para se chegar ao modelo final. Isto pode ser conferido, por exemplo, através de algumas linhas de código do arquivo

“BuscaCurvaNaoLinearSub.m”, que precisaram ter seus valores forçados. Poderia-se concluir que os resultados foram então forçados, porém é preciso saber exatamente que ferramenta está se usando, em que tipo de sistema e se ela é apropriada para tal, antes de acreditar nas respostas que as mesmas devolvem. O algoritmo de busca de (K,T) assume que o sistema a ser identificado é linear e faz a otimização para tal sistema, porém o que realmente enviamos a ele é um sistema não linear, com desbalanceamento. Fatalmente a resposta obtida não será a mais adequada para descrever a realidade, então se faz necessário refinar a resposta manualmente (se quiséssemos que esta tarefa fosse feita de forma automatizada seria necessário melhorar o algoritmo). Por outro lado, o sistema físico permite ajustes que tornem seu comportamento mais próximo do que gostaríamos que fosse (linear, no caso), através de refinamento do balanceamento, engraxamento das engrenagens e rolamentos, substituição de fluidos, etc. Assim, não necessariamente é preciso complicar o algoritmo de busca e o modelo para descreverem comportamentos não lineares que podem ser minimizados, evitando um trabalho de desenvolvimento maior. Este compromisso entre a complexidade das ferramentas computacionais e modelos e a melhoria do sistema físico precisa ser bem avaliado, para que não haja exageros, ou seja, para que não se faça um modelo demasiadamente complexo sendo que o sistema físico pode ser melhorado e descrito por um modelo mais simples. Além disso, é preciso saber bem o que está sendo usado e no que, a fim de se evitar erros de avaliação dos resultados e assumir que a ferramenta e/ou modelo não são bons, sendo que eles são.

Outro ponto a ser destacado é que não se pode exagerar no ajuste do modelo para que ele descreva bem uma dada resposta, pois podemos provocar uma condição em que a relação entre atrito de *Coulomb* e momento de inércia seja exagerada, o que gera respostas de simulação inconsistentes.

O modelo de elevação não ficou bom nas extremidades da faixa de trabalho de ângulos, principalmente pela ação do desbalanceamento. Apesar dos ajustes realizados nos “queijos”, eles não foram finos o suficiente para homogeneizar as repostas ao degrau em toda faixa e as regiões extremas acabaram sendo as mais atingidas. Mesmo assim ficou comprovado que a metodologia de modelagem é adequada.

Passemos à análise das respostas dos controladores. Começando pelo *Posicionamento*, existem alguns pontos a serem destacados: a aceleração imposta ao sistema é muito menor com a referência projetada, e inclusive, com a referência atual ocorrem acelerações acima dos limites superior e inferior aceitáveis, chegando a mais de $1,5\%/seg^2$ no caso de elevação (Figura 5.25); a grande diferença entre os esforços de controle simulado e experimental na Figura 5.15 evidencia o erro de modelagem do sentido positivo do eixo de azimute, o que não ocorre no sentido negativo mostrado na Figura 5.16, tampouco na elevação; se compararmos o comportamento do gráfico de velocidade angular de azimute (Figura 5.15) com o de elevação (Figura 5.25), veremos que a elevação possui uma trajetória de velocidade bem mais suave, que é fruto, basicamente, do baixo atrito de destaque; e, por fim, com posicionamento onde a variação de posição é pequena, a trajetória adotada é inadequada, já que as acelerações se tornam demasiadamente altas (Figura 5.17 e Figura 5.26).

As simulações de *Rastreio Contínuo* evidenciam problemas com a modelagem do atrito de destaque. Se compararmos, por exemplo, o gráfico de posição da Figura 5.18 com o da Figura 5.20, ficará claro que, à medida que se aumenta ω_{rast} , mais coerente se torna a simulação, graças à diminuição da atuação do atrito de destaque.

Se no *Posicionamento* o atrito de destaque gerava problemas para o sistema de controle, no *Rastreio* essa ação indesejada se torna crítica. O efeito é fácil de ser observado: a Figura 5.18 tem $\omega_{rast} = 0,002^\circ/seg$ e a Figura 5.27 tem $\omega_{rast} = 0,001^\circ/seg$, que são valores muito próximos, porém a primeira refere-se ao azimute e a segunda à elevação. Sabemos que o atrito de destaque em elevação é muito mais baixo. Percebe-se, então, que a trajetória descrita pela resposta analógica em azimute apresenta pequenos degraus que são muito maiores em elevação a uma velocidade praticamente igual para ambos os eixos. Isto mostra o quão prejudicial é a ação do atrito de destaque e que ocorre, porque as velocidades são muito baixas, porém necessárias para a observação dos astros.

Ainda com relação ao *Rastreio*, há uma enorme diferença de desempenho entre o sistema digital e o analógico, sendo este último muito superior. Esta constatação pode ser verificada pelas figuras 5.27 e 5.28. Há indícios de que seja

fruto da relação de ganhos dos ramos direto e reverso, associada ao saturador e ao limitador de taxa da malha de posição.

Com relação à *Comutação*, o efeito do atrito de destaque também é pronunciado, já que velocidades baixas de *Rastreio* são usuais, propiciando a ação desta não linearidade, o que novamente inviabilizou as simulações. Por outro lado, a nova trajetória utilizada mostrou-se eficiente na diminuição da velocidade e aceleração máximas (Figura 5.21), porém o desempenho não foi satisfatório, ficando fora da especificação.

A *Varredura*, como todos os outros modos de operação, sofre queda de desempenho com a ação do atrito de destaque e ela ocorre principalmente no momento da inversão do sentido de deslocamento, isto porque, neste ponto, a velocidade da trajetória de referência é nula. Esta constatação fica clara nas Figuras 5.24 e 5.30, onde gráficos com detalhes da inversão de posição são mostrados.

Também pela Figura 5.24, e pelas outras figuras de *Varredura*, fica evidente a melhoria gerada pela nova trajetória, que faz com que o desempenho seja bem melhor em azimute e aproximadamente igual em elevação, mesmo considerando que o sistema digital ainda não está adequadamente projetado.

Os picos de aceleração são notavelmente menores com a inversão suave.

A sensível diferença de desempenho entre as varreduras de elevação e azimute do sistema analógico é devida ao fato de não ter sido gasto tempo sintonizando adequadamente os ganhos da parte digital do controle de posição de azimute e sua realimentação de velocidade. Obviamente este sistema é capaz de responder de forma muito melhor, porém não tão boa quanto a de elevação. Outro ponto é que, conforme a velocidade de *Rastreio* se torna alta, o controle analógico de *Varredura* se torna muito ineficiente, graças às relações de ganhos sintonizados e da existência do limitador de taxa. Como o sistema digital não possui tais restrições, seu desempenho não é afetado.

As tabelas comparativas do item 5.5 mostram que o desempenho do sistema de controle digital, com a sintonia que foi definida neste trabalho, não superou o sistema analógico, porém isto está longe de ser visto como um empecilho ao sistema digital, já que o tempo de geração desta dissertação, apesar dos diversos objetivos, foi gasto quase que integralmente com o levantamento de informações técnicas e modelagem, o que fez com que não houvesse tempo hábil para dar seqüência ao

desenvolvimento do controle. Mesmo assim, além de fornecer uma solução inicial, este trabalho aponta caminhos para a seqüência deste desenvolvimento. Assim sendo, seguramente um próximo trabalho, que esteja focado no sistema de controle, obterá o desempenho desejado, aliado ainda às diversas outras vantagens do sistema digital sobre o analógico.

Existem enormes diferenças nos tempos de acomodação de *Posicionamento*, porém não é preocupante. Estes resultados dão uma idéia de superioridade do controlador analógico, que, particularmente, para este modo de operação é falsa. Pequenas melhorias de sintonia da constante de integração e da trajetória do controle digital farão este sistema superar o analógico. Novamente, é importante lembrar que não houve tempo hábil para fazer essas alterações. Por fim, o sistema digital ainda está pouco robusto, fazendo com que diferenças grandes de desempenho apareçam entre os sentidos de deslocamento, que, como já constatado na modelagem, têm dinâmicas diferentes.

7 PROPOSTA DE NOVO SISTEMA DE AUTOMAÇÃO E CONTROLE

Quando esta dissertação foi iniciada, um dos principais objetivos era obter informações suficientes para que uma proposta de modernização do sistema pudesse ser concebida. Até o capítulo anterior estivemos muito mais voltados para o entendimento do sistema existente do que para o desenvolvimento de novas propostas. Isto é verdade mesmo para a fase de projeto dos controladores, que utilizaram a mesma configuração de malha de controle que opera o radiotelescópio atualmente. A partir de agora, novos equipamentos para a melhoria do controle e novas idéias para o automatismo serão discutidas.

7.1 NOVOS MOTORES

Equipamentos cruciais para a operação adequada do sistema, os motores precisam ser bem dimensionados para que não comprometam o desempenho do controle.

Atualmente esses motores são importados. Feitos sob encomenda, têm custo elevado e deixaram de ser produzidos recentemente, assim, a reespecificação dos mesmos se faz necessária não só para baixar os custos, mas como também, para evitar que o radiotelescópio deixe de operar por falta de peças de reposição. Sua reespecificação pode incluir também um estudo da possibilidade de substituição do tipo de motor, já que motores de corrente alternada são muito mais baratos e talvez sejam viáveis tecnicamente, porém este estudo não será feito aqui e fica como sugestão para outros trabalhos.

Começando nossa análise pela elevação, atualmente, com os amplificadores saturando em $6,3 A$, é possível atingir velocidades angulares de $5,60\%/seg$ na subida e $7,76\%/seg$ na descida, o que é um grande exagero, já que a velocidade máxima recomendada é $1\%/seg$. Assumindo que, com a implementação do novo sistema digital, a condição crítica de operação seja a perda de dois motores, os dois restantes teriam de ser reconfigurados de tal modo que operassem um contra o outro, eliminando a folga entre engrenagens. Essa condição exige aproximadamente $0,28 N.m$ de torque máximo de cada. Atualmente eles fornecem $0,34 N.m$, devido à

saturação dos amplificadores, mas podem fornecer até 0,638 $N.m$. Então, para a elevação, poderiam ser utilizados motores 56,1% menos potentes, que o sistema operaria normalmente mesmo com apenas dois motores. Além disso, a dinâmica da elevação tem uma constante de tempo de 2,7 seg , tanto para subida quanto para descida, o que permite que os atuadores (motores) tenham constantes máximas aceitáveis, para não influenciarem na dinâmica dos eixos, em torno de 0,27 seg . Atualmente esses motores têm constantes de tempo de 0,016 seg , o que significa que eles poderiam ser dezessete vezes mais lentos, sem prejuízo no desempenho do controle.

Com essa simples análise, motores com $K = 13,6 \frac{rad/s}{V}$, $T = 0,27seg$ e $\tau_{m_{max}} = 0,28N.m$ poderiam substituir os motores atuais que têm $K = 16,5 \frac{rad/s}{V}$, $T = 0,016seg$ e $\tau_{m_{max}} = 0,638N.m$. Esses números podem ser traduzidos da seguinte forma: motores bem menos potentes e bem mais lentos são capazes de fazer o mesmo serviço que os atuais, e por serem bem mais lentos, serão mais facilmente encontrados no mercado nacional a preços muito menores.

Passemos ao eixo de azimute. Por haver regiões de atrito muito alto, a escolha de novos motores torna-se delicada. Com os problemas atuais seria arriscado sugerir uma especificação baseada apenas em cálculos e resultados de simulações, porém este caminho será seguido aqui, apesar de não fornecer resultados confiáveis. Esta confiabilidade será atingida a partir do momento que uma manutenção no sistema mecânico for realizada, que minimize consideravelmente esses efeitos não lineares. Supondo, então, os coeficientes dos atritos constantes, podemos repetir a análise feita para a elevação: atualmente, com os amplificadores saturando em 5,4 A , é possível atingir velocidades angulares de 1,41 $\%/seg$ no sentido positivo e 1,32 $\%/seg$ no sentido negativo, o que dá uma boa margem de folga, porém assumindo novamente que, com a implementação do novo sistema digital, a condição crítica de operação seja a perda de dois motores, os dois restantes não são suficientes para operar o eixo de azimute, já que, com a contraposição dos motores, a velocidade angular máxima atingida é de 0,2 $\%/seg$. Esse problema pode ser resolvido com algumas ações: melhorar o sistema mecânico, como já havia sido dito, o que

diminuirá o atrito, aumentando a velocidade máxima; aumentar a corrente de saturação dos amplificadores para que os motores gerem torques máximos maiores; e, por fim, diminuir a amplitude da curva característica dos amplificadores na região de saturação negativa, o que diminuirá o torque resistivo do motor que se contrapõem ao movimento, aumentando o torque resultante, e conseqüentemente, a velocidade máxima.

Com essas modificações, provavelmente, será possível a operação com apenas dois motores, porém isso precisa ser confirmado. Sendo assim, ainda não é possível dimensionar com precisão os motores de azimute em relação ao torque máximo necessário, mas é possível dizer que eles podem ser nove vezes mais lentos que os atuais, já que a constante de tempo do eixo de azimute é de 1,4 *seg*, o que permite motores com $T = 0,14 \text{ seg}$.

Apesar deste desenvolvimento de reespecificação ter sido apresentado de forma textual, diversas simulações dos modelos de elevação e azimute foram, podem e deverão ser feitas para se prever e se visualizar os resultados práticos de funcionamento do sistema eletromecânico em malha aberta e em malha fechada com o sistema de controle.

7.2 NOVOS AMPLIFICADORES

Como já foi explicado anteriormente, eles são muito sensíveis à variação de temperatura e produzem muito ruído, além de serem antigos e demandarem manutenção freqüente. Estes, aliados à reespecificação dos motores, já seriam motivos suficientes para a troca dos amplificadores, porém existem outras ótimas razões. Com a mudança do sistema atual para um sistema digital de controle, as curvas características dos amplificadores poderão ser definidas por software de acordo com o desejo do engenheiro de controle, não estando mais o mesmo preso à curvas fixas que subotimizam o funcionamento da malha de controle. Assim, ganhos e saturações serão definidas por linhas de programação e não por potenciômetros, como também a corrente aplicada aos motores a *zero volts*. Ficou claro durante os testes experimentais dos controladores que a corrente atualmente regulada para esta condição de equilíbrio é muito alta em elevação, porém não houve tempo de se definir qual é a corrente mínima necessária para eliminar a folga entre engrenagens

(que certamente seria bem menor que os atuais $2,9 A$) e mesmo que isso fosse feito, não seria possível regular adequadamente os amplificadores, já que a sensibilidade dos potenciômetros era alta demais. Com a configuração digital dos amplificadores, seria possível ter este ponto muito bem definido, o que economizaria energia elétrica, aumentaria a vida útil dos motores, que poderiam ser menos potentes ($\tau_{m\max} < 0,28N.m$ para a elevação) e os próprios amplificadores também o poderiam ser.

Atualmente cada amplificador de elevação fornece no máximo $6,3 A$, a $36 V$, o que dá $226,8 W$. Obviamente o ponto de saturação pode ser elevado, aumentando-se a potência máxima fornecida. Para $\tau_{m\max} = 0,28N.m$ são necessários $5,7 A$, ou $205,2 W$, porém este valor ainda é alto. Para entender o porquê, consideremos as curvas atuais de um par de amplificadores:

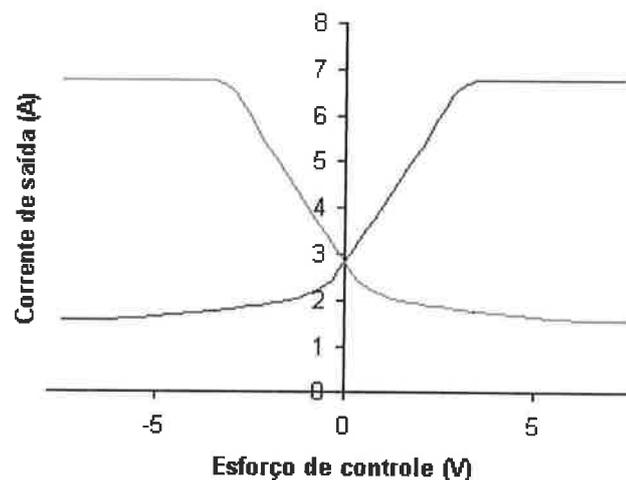


Figura 7.1: Curvas características típicas dos amplificadores

Atualmente os amplificadores impõem correntes elevadas aos motores que estão contra o movimento, mesmo quando a velocidade já é elevada, o que é desnecessário, pois nessa condição não há folga entre engrenagens e não é preciso gerar torques resistivos através dos motores. A solução mais adequada é apresentada na figura abaixo:

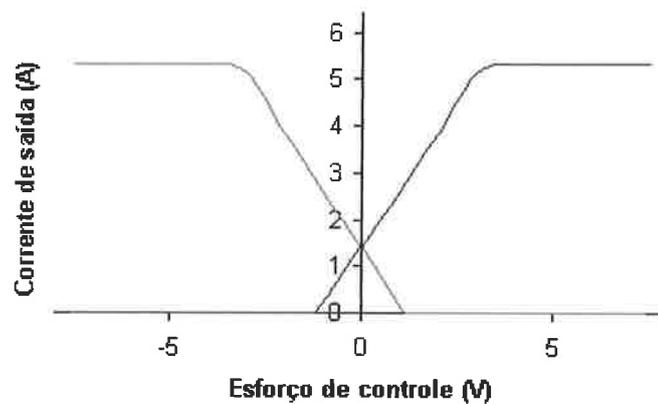


Figura 7.2: Proposta de curvas características dos amplificadores

Nesta solução, quando a corrente dos motores que estiverem gerando o movimento for elevada, não haverá motores atuando contra o movimento. Estes estarão com torque nulo, o que diminuirá muito a solitação do sistema, aumentando a vida útil do equipamento e possibilitando a utilização de amplificadores bem menos potentes. E como as trajetórias a serem seguidas pelo sistema de controle são criadas de tal forma que não haja a aplicação de degraus de posição, não haverá possibilidade de, por exemplo, estando o amplificador com uma corrente positiva elevada, no instante seguinte mudar para uma corrente negativa elevada, o que criaria uma inversão de sentido de rotação sem a atuação de torques motores resistivos e geraria um tranco no momento de inversão de sentido de rotação. Com trajetórias bem definidas, as inversões de rotação estarão sempre dentro da faixa de correntes onde há atuação do torque resistivo.

Para se ter uma idéia da economia de energia gerada com esta solução, basta dizer que um único par de motores teria torque suficiente para operar o eixo de azimute, mesmo na situação que este se encontra hoje, algo impossível com a atual configuração dos amplificadores.

Vê-se, então, que as potências dos amplificadores podem ser bem mais baixas. Para ter os valores exatos destas potências, seria necessário definir, tanto para azimute quanto para elevação, quais são os pontos notáveis da curva da Figura 7.2 para os novos motores que forem definidos. Este é um trabalho simples e pode ser feito com os motores que operam atualmente o sistema e estendido para os novos motores. Fica como sugestão para futuros trabalhos.

Apesar de não dar os valores finais de potência dos amplificadores, este item deixou claro o caminho a ser seguido. Além disso, novas funcionalidades serão necessárias aos amplificadores para que eles se enquadrem na arquitetura de controle que será apresentada no próximo item, fazendo com que a discussão não se resuma apenas à potência máxima necessária. De um modo geral, a discussão sobre esses equipamentos ainda está apenas no começo e deverá ser bastante lapidada.

Como foi previsto no início deste trabalho que essas mudanças ocorreriam, os modelos e diagramas de simulações já estão preparados para receber essas alterações sem que haja necessidade de se refazer os testes experimentais. Uma vez definidos os novos motores e amplificadores, basta determinar seus modelos e inserir os novos coeficientes nas equações e diagramas já desenvolvidos.

7.3 NOVA ARQUITETURA DE CONTROLE

Não foi possível durante o desenvolvimento desta dissertação colher todas as informações necessárias para a definição final de um sistema digital de controle que englobasse operação, supervisão, controle, comunicação, tecnologias, engenharia básica e etc. É necessário um trabalho grande de um conjunto de pessoas para se chegar a tal resultado, porém o conhecimento acumulado até aqui permitiu esboçar uma primeira idéia sobre uma nova arquitetura de controle, com classes de informações e barramentos bem definidos.

Em automação de processos costuma-se subdividir as informações em 4 classes: gerenciamento, supervisão, controle e medição, de modo que o sistema torna-se modularizado, com cada um tratando de tipos específicos de informação (existem classificações por níveis – nível 0, nível 0.5 e etc – mas não vem ao caso). Além disso, as redes de comunicação carregam tipos de dados que caracterizam o tipo de barramento a que cada uma pertence. Classificações comuns são *sensorbus*, *devicebus*, *fieldbus* e *databus*.

A arquitetura atual do radiotelescópio não é uma arquitetura nos moldes modernos de automação de sistemas. A solução adotada é proveniente do final da década de 60 e início da de 70, época em que o controle digital e as redes de campo estavam no início de seu desenvolvimento. A figura da próxima página mostra a arquitetura atual do radiotelescópio:

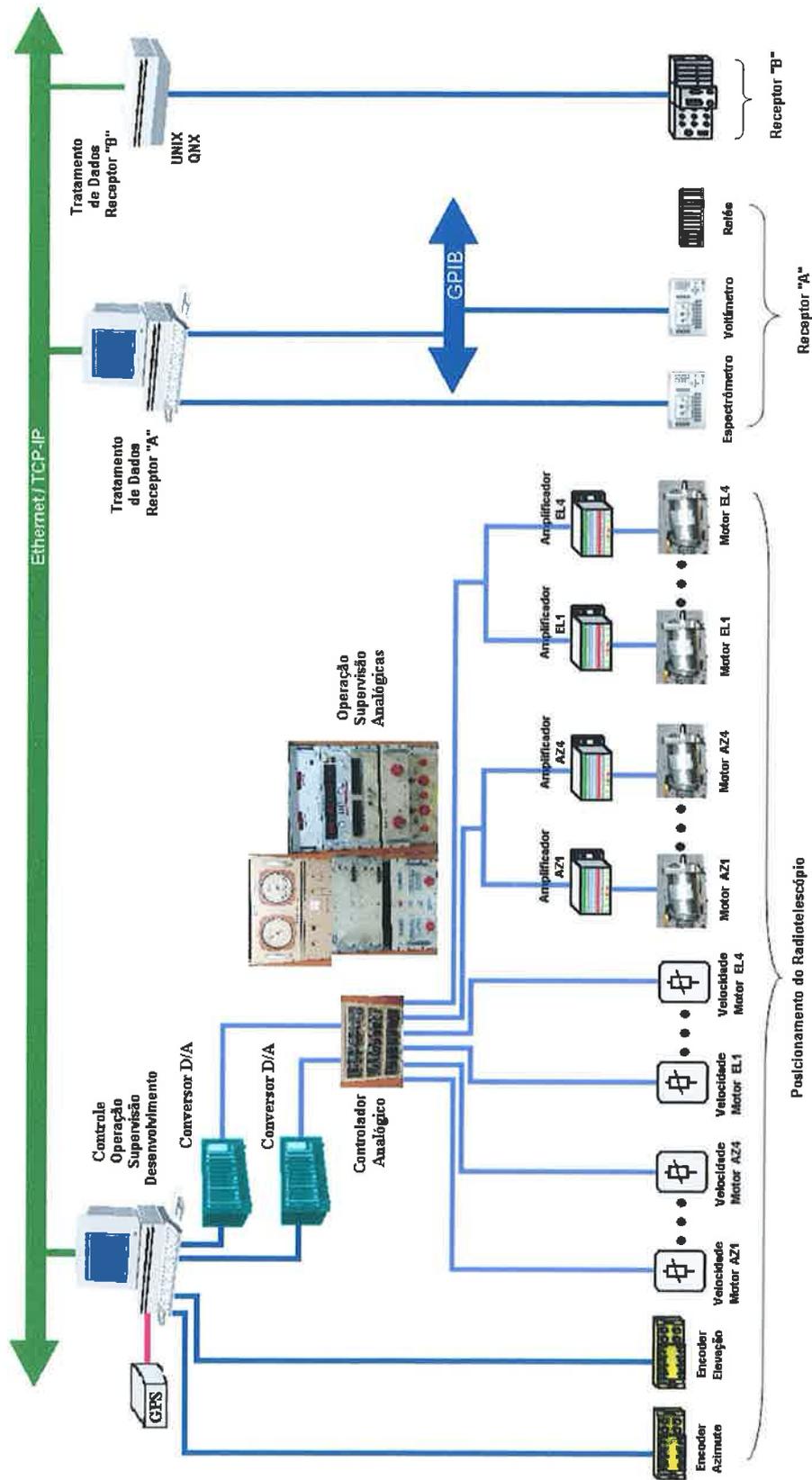


Figura 7.3: Arquitetura atual de controle do radiotelescópio

No lado direito existem dois computadores e os receptores “A” e “B” ligados a eles. Como esses computadores trocam dados com o computador que faz a parte digital do controle, o sistema a ser desenvolvido precisa, no mínimo ser capaz de trocar dados com eles. Além disso, a representação desses receptores foi extremamente simplificada, já que não foram colhidas informações detalhadas sobre eles, mesmo porque não são relevantes para o desenvolvimento do controle de posicionamento do radiotelescópio.

Não há muito que discutir sobre a arquitetura. Existe um computador que faz operação, supervisão e controle e troca dados com os computadores dos receptores. Assim, existe uma mistura de informações, alta vulnerabilidade a falhas, pequeno tratamento dos dados para disparo de manutenções corretivas, e menos ainda preventivas, ausência de históricos de tendências ou qualquer base de dados, procedimentos de aferição e calibragem do sistema, associados ainda à má qualidade do sensoriamento do processo.

A fim de eliminar esses problemas e criar um sistema nos moldes das tecnologias atuais, com diversas novas funcionalidades, uma nova arquitetura faz-se necessária:

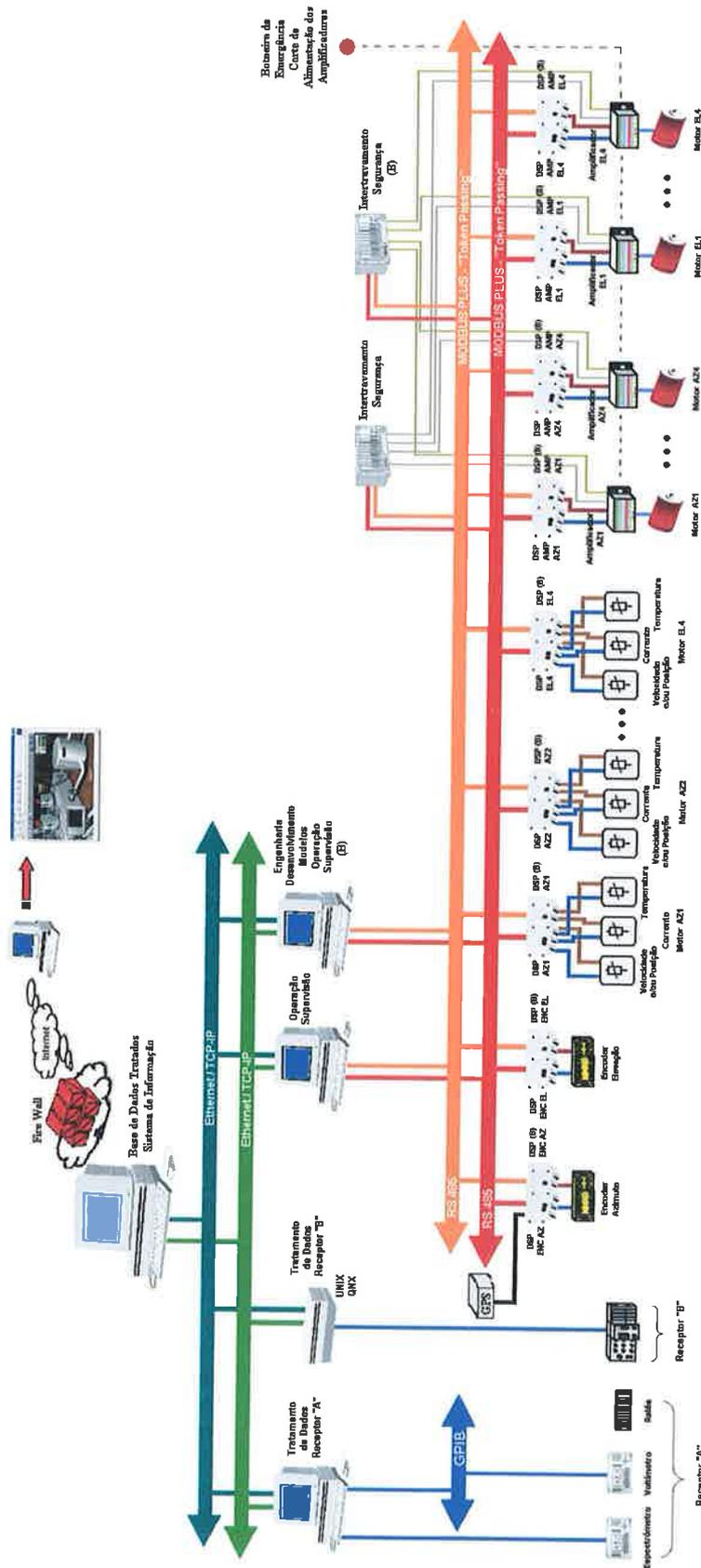


Figura 7.4: Proposta de arquitetura de controle e automação para o radiotelescópio

Antes de detalharmos um pouco cada componente, a visão geral do sistema da Figura 7.4 é a seguinte: existem dois níveis distintos de informação trafegadas em redes distintas, com tecnologias também distintas e compatíveis com o tipo de dado a ser comunicado. A rede superior, que é do tipo *databus*, interliga cinco computadores e trafega pacotes de dados que podem servir para diversos fins, ligados, principalmente, à operação, supervisão e gerenciamento do sistema. Já a rede inferior é do tipo *fieldbus*, ou seja, é uma rede que interliga dispositivos de campo inteligentes, capazes não só de transmitir e receber dados dos sensores e atuadores, mas também de executar os algoritmos de controle, inclusive cálculos astronômicos e dos filtros de trajetórias.

Dos cinco computadores ligados à rede *databus* interessam os três mais à direita. O computador que fica na parte superior implementará os softwares de sistema de informação e será o servidor *Web* para os diversos clientes que desejem e tenham permissão para acessá-lo. As outras duas máquinas inferiores farão operação e supervisão do radiotelescópio. Uma delas servirá ainda para engenharia – configuração de software supervisorio, desenvolvimento de ferramentas, da modelagem e do controle. Toda a instrumentação de campo estará ligada à rede *fieldbus* por meio de *DSPs* (*Digital Signal Processors*) redundantes que conterão a inteligência de cada dispositivo. Por fim, um sistema independente de intertravamento e segurança, baseado nos mesmos *DSPs* da instrumentação, garantirá a operação segura do sistema.

A presença de computadores, redes e *DSPs* redundantes garantirá a disponibilidade do sistema praticamente em qualquer condição de falha. O único ponto vulnerável, mas que pode ser melhorado é o GPS. Se ele falhar o sistema pára. Qualquer outra condição é contornável. Tendo um único sensor de velocidade ou posição de azimute e um de elevação (existem cinco em cada eixo), dois conjuntos motor-amplificador operando em cada eixo (são quatro em cada), uma rede *fieldbus* e um sistema de intertravamento e segurança ligados, será possível operar o radiotelescópio normalmente, ou seja, dificilmente ocorrerão paradas por falha de equipamento. Estas ocorrerão como paradas programadas de manutenção.

Detalhando um pouco mais o sistema, a rede *fieldbus* terá sua camada física (do modelo *ISO*) implementada em *RS 485* e a camada de enlace pelo protocolo *MODBUS PLUS*. Esta escolha foi feita basicamente pela simplicidade dessas

tecnologias e pela facilidade de utilizá-las nos *DSPs*. Os pacotes de comunicação envolverão, em sua grande maioria, leitura de valores dos sensores, escrita de valores nos atuadores e *status* dos dispositivos. As malhas de controle serão fechadas nesta rede, já que os controladores serão implementados nesses *DSPs*, assim, qualquer *DSP* poderá assumir o controle no caso de falha do que for eleito principal. Na verdade, não mais do que dois serão necessários para implementar um controle redundante, visto que estamos lhe dando com *loops* lógicos e não mais físicos. Como o cálculo de “*set-points*” pelo algoritmo astronômico precisa ser determinístico, ele também estará nestes *DSPs*, assim como os filtros de trajetórias (item 5.1).

Cada dispositivo estará ligado à rede *fieldbus* de forma redundante. Tal redundância talvez seja desnecessária. Apenas um *DSP* para cada sensor ou atuador resolveria o problema de forma confiável, porém a definição desses e de outros pontos ainda permanecem em aberto, como parte natural do processo de desenvolvimento de uma solução de automação.

Os amplificadores precisarão se comunicar em algum protocolo comercial com os *DSPs*, o que deverá ser pesquisado no mercado. Funções de auto-diagnóstico e configuração remota serão desejáveis.

O sensoriamento dos motores, que se resume, atualmente, à velocidade, passará a fornecer também temperatura e corrente (indiretamente, o torque). Esses valores serão cruciais para aumentar consideravelmente a vida útil dos motores, já que, com tais informações, será possível evitar sobretorques, sobreaquecimento e diagnosticar, preventivamente, o deterioramento ou desgaste excessivo dos mesmos. Uma intervenção interessante é a redistribuição dos torques aplicados, pela reconfiguração dos amplificadores, em função do desgaste de cada motor.

O sistema de intertravamento e segurança terá basicamente o mesmo hardware da instrumentação e será ligado de forma independente e redundante por motivos óbvios. Será responsável pela garantia de que as velocidades e acelerações máximas aceitáveis não sejam ultrapassadas, assim como também correntes, torques e temperaturas dos motores e limites de posição dos eixos, e por levar o sistema para uma condição segura em caso de falha, atuando diretamente nos amplificadores, que são peças-chave nesse processo.

Em caso de emergência, uma botoeira estará disponível para desenergização imediata de todos os amplificadores por hardware (contatores).

O *clock* do sistema de controle continuará sendo gerado pelo GPS, que agora estará ligado diretamente aos *DSPs* da instrumentação com função de controle via RS 232. A Figura 7.4 mostra apenas um *DSP* recebendo este sinal, porém a definição do número adequado ainda deve ser feita.

Os computadores de operação e supervisão rodarão o software supervisorio FIX baseado em Windows. Atualmente, de acordo com funcionalidades e tecnologias que se deseja implementar, diferentes configurações de máquinas e pacotes devem ser adquiridas. Um estudo neste sentido ainda deve ser feito, levando-se em conta, principalmente, quais as ferramentas que o sistema de informação e o computador de engenharia e desenvolvimento terão, pois são justamente as tecnologias utilizadas e funcionalidades desejadas nestas máquinas que demandam as maiores variações em relação ao pacote padrão do supervisorio.

O computador de engenharia será utilizado principalmente para rodar ferramentas de modelagem, aferição do sistema, eventuais otimizações do controle, para o desenvolvimento de novos controladores baseados em diferentes técnicas em futuros trabalhos de pós-graduação que venham a ser realizados, configuração do FIX e qualquer outra atividade que não seja de operação e supervisão, o que significa que esta máquina será utilizada para estes fins apenas no caso de falha da primeira (função de redundância).

A troca de dados entre essas máquinas não se dará pela rede *fieldbus*, mas sim pela rede *databus*. O motivo desta distinção é bastante simples: *fieldbus* é uma rede de controle e instrumentação, que trafega dados que precisam ser trocados em tempo real e não pode ser congestionada, diferentemente da rede *databus*, que não precisa de determinismo e pode trafegar dados em grandes volumes que não necessitem deste requisito, que é o caso dos dados trocados entre essas máquinas.

A rede *databus* será implementada em Ethernet/TCP-IP. Esta escolha se baseia na simplicidade de implementação desta tecnologia. Uma vez que o sistema operacional rodando nestas máquinas será o Windows, a configuração será fácil. Além disso, FIX e C++ Builder possuem interfaces para TCP-IP de fácil uso. O desempenho deste tipo de comunicação é satisfatório para o volume de informações que deverá trafegar nesta rede.

O computador responsável pela implementação do sistema de informação, deverá ser capaz também de fornecer acesso a clientes *Web* com segurança. Do

ponto de vista gerencial, esta é a principal máquina do sistema. Os ganhos mais significativos para a comunidade radioastronômica estarão nela, como, por exemplo, acesso remoto ao controle do radiotelescópio e aos dados dos receptores, supervisão remota, gerenciamento da utilização e paradas do equipamento e etc. Como a discussão do que deve estar nesta máquina ainda não foi feita, não é possível dar detalhes sobre ela, mas com certeza um trabalho enorme de programação e integração será necessário.

Por fim, a figura abaixo mostra o diagrama de blocos da malha de controle de elevação para a nova arquitetura:

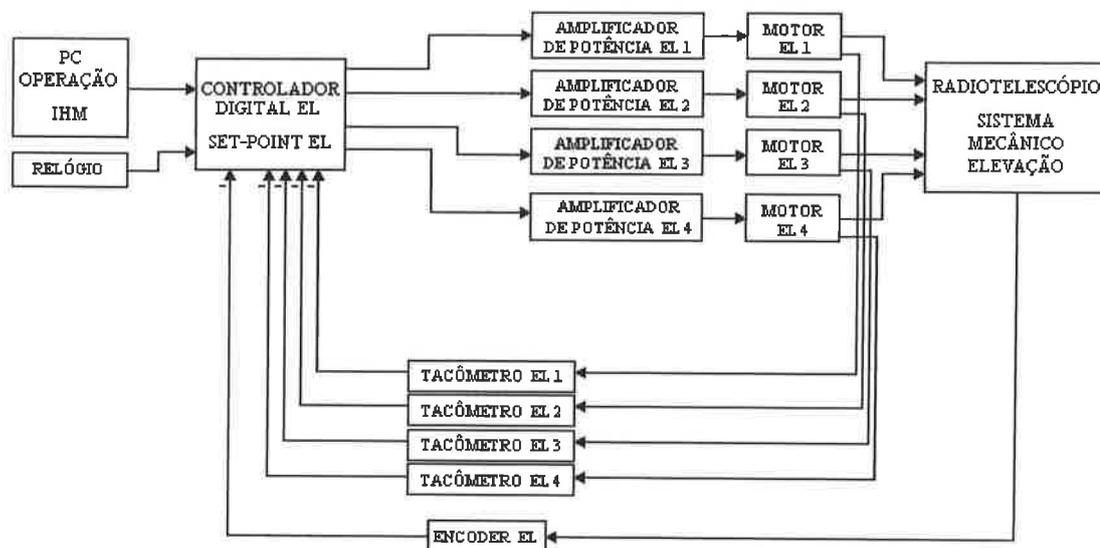


Figura 7.5: Proposta de diagrama de blocos do sistema de elevação

Os tacômetros representados acima serão digitais, mas poderão ser trocados por “*encoders*” ópticos de posição, o que ainda deve ser definido. Eles serão úteis no caso de falha dos “*encoders*” de posição dos eixos de elevação e/ou azimute e para modelar a torção, caso seja necessário.

É importante lembrar que a arquitetura proposta aqui é uma primeira sugestão, que deve ser desenvolvida em novos trabalhos à medida que novas informações forem coletadas, e que, inclusive, já incorpora as primeiras definições de um trabalho de mestrado, que trata do projeto do hardware de controle e instrumentação de campo do radiotelescópio baseados em *DSPs*.

8 CONCLUSÕES

Como este trabalho contempla modelagem e identificação de sistemas, sintonia de controladores, validação experimental de modelo e controle, reespecificação de componentes e definição de novo sistema de controle, diversas conclusões concernentes a cada etapa de desenvolvimento podem ser tiradas.

Amplificadores e Motores: Os modelos não necessitam de melhorias, porém novas curvas para os amplificadores que utilizem correntes mais baixas precisam ser definidas. O excesso de corrente aplicado aos motores, tanto no repouso quanto no deslocamento, deve ser eliminado para diminuir o gasto de energia e rotação forçada, aumentando a vida útil dos mesmos. Para tanto é preciso determinar a corrente mínima necessária que elimine a folga entre engrenagens com esforço de controle nulo e os outros pontos notáveis da Figura 7.2.

Os motores de elevação estão superdimensionados. Já os de azimute estão bons, mas com manutenção do sistema mecânico e melhoria das curvas dos amplificadores, talvez eles possam ser menos potentes.

Modelos de azimute e elevação: A primeira e grande conclusão, tanto para azimute quanto para elevação, é que sistema mecânico precisa de manutenção, não só através do balanceamento mecânico da elevação e do engraxamento das engrenagens, mas também através de uma revisão completa do sistema. Os testes deixaram evidente que mancais e/ou rolamentos estão desgastados e que o desbalanceamento compromete as respostas ao degrau tanto em elevação quanto em azimute.

Em azimute, além das não linearidades modeladas, existem outras que fazem com que o modelo levantado tenha um erro de regime pronunciado. A torção é um bom exemplo e deverá ser minimizada pela diminuição do atrito de destaque. Além disso, o melhor caminho não é melhorar o modelo até que ele descreva perfeitamente tais respostas, mas sim dar manutenção mecânica ao sistema até que ele chegue próximo do que um modelo simples como o desenvolvido nesta dissertação é capaz de descrever. É necessário um equilíbrio entre melhoria do modelo e melhoria do sistema real. Atualmente não vale a pena gastar tempo desenvolvendo um modelo fiel. Primeiro é preciso corrigir os problemas mecânicos. Um exemplo da eficiência desta abordagem foi o balanceamento da elevação, que fez com que uma resposta

altamente não linear passasse a ser bem descrita por um modelo com atrito de Coulomb (muito simples). Outro exemplo são os amplificadores que estavam excessivamente desregulados, o que, além de solicitar os motores de forma desigual, gerava não linearidades nas respostas ao degrau dos eixos.

O modelo de azimute seria mais fiel se fosse obtido em toda a faixa de valores de elevação. Por outro lado, a experiência prática sugere que a simples manutenção mecânica do sistema traria linearidade suficiente para, com poucas curvas, por exemplo, com elevações de 10° , 45° e 80° , termos um modelo geral preciso. Outra melhoria seria incorporar uma perturbação tipo ruído branco, pois a robustez dos controladores não é adequadamente descrita pelo modelo, o que faz com um controlador que funcione muito bem na simulação, possua baixa robustez durante a operação real.

O modelo do eixo de elevação funciona bem na faixa para a qual foi identificado (35° a 60°), mas ainda não é o suficiente, ele deve valer de 5° a 85° . Como este eixo não tem tanto atrito de destaque e não sofre efeito de torção, o ajuste fino do balanceamento para cada receptor deve resolver o problema.

Os benefícios da modelagem, apesar de não ter descrito bem o comportamento do sistema e fazer diversas aproximações, vão muito além do que num primeiro momento podemos pensar. Um exemplo dos ganhos que se pode ter é o seguinte: o sistema em malha fechada tem um erro máximo aceitável. A partir deste valor, pode-se calcular exatamente qual o erro máximo de regime de reposta ao degrau em malha aberta que o modelo pode ter para não devolver resultados com erros acima do aceitável. A freqüente remodelagem do sistema de forma automatizada e a apresentação da evolução de seus erros em forma de gráficos de tendência podem deixar evidente o momento em que deverá ser feita uma manutenção preventiva a fim de se evitar que a degradação do sistema por desgaste seja suficiente para comprometer o funcionamento do equipamento dentro dos requisitos de desempenho. Isto permitirá ainda definir de quanto em quanto tempo as engrenagens precisaram ser engraxadas, evolução de desgaste dos rolamentos, etc.

Trajétórias: As trajetórias de varredura podem ser modificadas para amenizarem o efeito do atrito de destaque com pequenas modificações bruscas nas inversões, já que a trajetória suave é fortemente afetada por este atrito quando a velocidade é nula. A figura abaixo incorpora esta modificação:

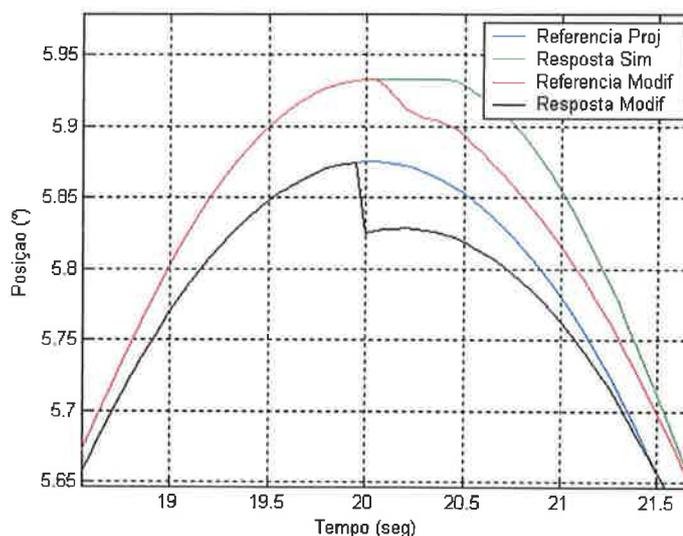


Figura 8.1: Trajetória alternativa de varredura para atenuar o efeito do atrito de destaque

A referência azul gera a resposta verde que, claramente, mantém-se fixa em $5,93^\circ$ durante a inversão de sentido, resultado da atuação do atrito seco a partir do momento em que a velocidade de deslocamento se torna demasiadamente baixa, que por sua vez é consequência da referência de $0^\circ/\text{seg}$ no momento de inversão de sentido.

Para evitar que a resposta atinja velocidade nula, é definida a referência preta, que, pouco antes de anular a velocidade, dá um salto, forçando o sistema mecânico a acelerar, o que evita a ação prolongada do atrito de destaque. Pode-se, então, dar continuidade à inversão gradativa de sentido sem atuação do torque. O resultado é a resposta vermelha, que se mantém em $5,93^\circ$ por um período bem pequeno.

Esta solução está apenas esboçada na Figura 8.1. Um melhor ajuste tanto do salto, quanto da sintonia do controlador gerarão resultados mais atrativos.

Soluções diferenciadas devem ser adotadas também para o *Posicionamento e Comutação*.

Outro ponto importante é incorporar um diagrama de simulação que gere as trajetórias reais das estrelas, o que daria maior precisão na determinação das faixas de velocidades utilizadas em cada ângulo de elevação, contribuindo para a melhoria do projeto dos controladores e aumentando sua robustez.

Controladores: A principal conclusão é que, como o atrito de destaque em azimute está muito alto, não é possível atingir e garantir o desempenho em alguns casos. Isso vale para todos os modos de operação.

Quanto ao *Posicionamento*, o chaveamento de controladores precisa ser refinado, após a redefinição da trajetória, tanto para minimizar a ação do atrito quanto para, em pequenos deslocamentos, evitar acelerações elevadas.

A experiência prática adquirida durante os testes sugere que um sistema de “*gain scheduling*” para os controladores talvez seja necessário.

Quanto ao *Rastreamento*, as simulações não ficaram adequadas graças ao atrito de destaque. Na lógica de atuação do atrito não parece haver erros, o que sugere que haja problemas na lógica de seleção dos modelos. De qualquer forma, pelos resultados de simulação, ainda será necessário algum desenvolvimento nesta parte.

O fato do controle digital sintonizado apresentar desempenho tão inferior pode ser resolvido com a utilização de uma malha digital com as mesmas características da analógica, já que não é possível, neste caso, alterar a trajetória de modo a evitar a ação do atrito de destaque.

A *Comutação ON-OFF* pode ter sua trajetória redefinida para absorver o efeito do atrito de destaque. A melhoria do modelo tornará as simulações consistentes.

A *Varredura* é um ótimo exemplo dos benefícios de uma trajetória adequada, conforme a Figura 8.1. Tal trajetória associada a um controlador específico que execute o controle apenas na região de inversão e esteja sintonizado adequadamente para compensar o atrito de destaque poderá dar ao radiotelescópio melhoria significativa de desempenho.

Mesmo com o sistema mecânico operando em malha fechada com o controlador e reduzindo drasticamente o efeito do erro de modelagem, o erro foi alto demais no sistema de azimute.

De tudo que foi visto dos controladores sintonizados, conclui-se que eles são apenas o primeiro passo do desenvolvimento necessário para se atingir desempenhos superiores ao do sistema analógico atual, que foi bem concebido e que, ao mesmo tempo que compensa a ação do atrito de destaque e garante velocidades baixas através da saturação e do limitador de taxa de variação do esforço de controle no ramo direto da malha de posição, também produz alta robustez do sistema de

controle pela relação entre os ganhos diretos e reversos, característica essa que falta ao controle digital hoje implementado.

Melhorias nas trajetórias, na sintonia dos ganhos e no sistema mecânico devem dar ao sistema digital desempenho superior ao analógico. É preciso ficar claro que as maiores vantagens oriundas do controle digital serão sentidas na operação e manutenção do sistema e não na superioridade de desempenho, isto porque não serão mais necessários procedimentos de sintonia dos controladores a cada vez que um receptor for trocado ou como consequência de diferenças acentuadas para altas e baixas velocidades de deslocamento. A faixa de operação de velocidades de *Rastreio*, *Comutação* e *Varredura* aumentará muito. Velocidades próximas de 1%/seg poderão ser atingidas sem risco para a antena. Hoje, estas mal chegam a 0,05%/seg.

Novos componentes: O desenvolvimento do capítulo 7 deixou clara a necessidade de se fazer um estudo técnico antes de serem comprados novos motores e amplificadores. Este estudo deixará claro até mesmo qual será o comportamento dos eixos antes de se efetuar as substituições práticas.

Arquitetura e automatização: Por ser um primeiro esboço de arquitetura, ainda há muito que se fazer nesta direção, mas as mudanças pretendidas devem trazer diversos ganhos para o processo.

O automatismo que se sugere nesta dissertação representa uma enorme quebra de paradigmas para as pessoas ligadas à operação e manutenção do radiotelescópio, isto porque diversos novos conceitos serão introduzidos com a implementação do sistema, mudando a forma de interação com o processo, as interfaces e aumentando muito o volume de informações extraídas do mesmo, o que dará um salto no entendimento do comportamento do sistema e no desenvolvimento de ferramentas de operação e manutenção.

A política de melhoria contínua, muito utilizada na indústria, poderá ser empregada também no radiotelescópio. Um processo bem instrumentado e automatizado gera possibilidades de melhorias em diversas frentes, o que permite que diversos trabalhos possam ser desenvolvidos continuamente. Neste sentido, a parceria com a EPUSP será uma excelente forma de tornar essa política auto-sustentável, já que há fluxo contínuo de mão-de-obra qualificada, associado a um custo financeiro insignificante.

Futuros trabalhos: Criação de um algoritmo de sintonia de *PIDs* baseado em algum método numérico convergente e definição adequada do funcional a ser minimizado; desenvolvimento do sistema de controle com aumento da robustez e melhoria de desempenho, através do entendimento do sistema analógico atual e da aplicação de outras técnicas, como *Controle Ótimo*, que também geram melhorias nas trajetórias; desenvolvimento do filtro digital de posição; melhoria das curvas dos amplificadores; estudo de novos motores CC e CA; desenvolvimento do sistema de automação, são pontos a serem discutidos em futuros trabalhos.

Em suma, este trabalho, mais que uma obra acadêmica, buscou ser um projeto de engenharia, integrando teoria e prática. Os objetivos propostos no início do desenvolvimento não puderam ser alcançados plenamente, principalmente, no que concerne à definição de um novo hardware eletromecânico, porém, felizmente, novos horizontes foram abertos. Ele apontou problemas, soluções, passos a serem dados. Neste sentido, espera-se que renda muitos frutos, gerando muitas melhorias e diversos novos trabalhos de pós-graduação.

9 LISTA DE REFERÊNCIAS

- GENZANI, C.P.; BORTOLO, A.L.; VILANI, F.N. **Otimização e Controle do Posicionamento do Radiotelescópio de Atibaia**. Projeto de Formatura - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2000.
- ABRAHAM, Z. **Métodos de Rastreo, Aquisição de Dados e Calibração do Radiotelescópio de Itapetinga**. 1989. 145p. Tese (Livre-Docência) – Departamento de Astronomia, Universidade de São Paulo. São Paulo, 1989.
- OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. New Jersey: Prentice-Hall International Editions, 1987.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 2.ed. São Paulo: Prentice-Hall do Brasil, 1993.
- KUO, B.C. **Digital Control Systems**. New York: HRW Series in Electrical and Computer Engineering, 1980.
- ÅSTRÖM, K.J.; WITTENMARK, B. **Computer Controlled Systems – Theory and Design**. New Jersey: Prentice-Hall, 1984.
- MACIEL, W.J. (ed.) *et al.* **Astronomia e Astrofísica**. São Paulo: Instituto de Astronomia e Geofísica – Universidade de São Paulo, 1991.
- FITZGERALD, A.; KINGSLEY JR., C.; KUSKO, A. **Máquinas Elétricas**. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1978.
- NUSSENZVEIG, H.M. **Curso de Física Básica: 1-Mecânica**. 3.ed. São Paulo: Edgard Blücher Ltda, 1996.
- CRUZ, J.J. **Controle I**. Apostila do curso PTC-2413 - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 1999.

CRUZ, J.J.; AYA, J.C.; MARQUES, R.P. **Laboratório de Controle**. Apostila do curso PTC-2512 - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1999.

GARCIA, C. **Modelagem e Simulação de Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos**. São Paulo: Edusp - Editora da Universidade de São Paulo, São Paulo, 1997.

GUIDORIZZI, H.L. **Um Curso de Cálculo**. 2.ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1987. v.1.

MOLER, C. *et al.* **MATLAB User's Guide**. New Jersey: The Math Works, Inc., 1992.

10 APÊNDICES

10.1 PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES

Inicialmente vamos ensaiar os condicionadores. Para tanto basta desconectar as saídas dos mesmos das entradas dos amplificadores, aplicar algumas tensões V_{cont} e obter as leituras de saída, conforme a tabela abaixo:

Tabela 10.1: Exemplo de planilha de ensaio dos condicionadores

Condicionador de Elevação		
Sinal de Controle	Saída do Condicionador	Ganho do Condicionador
V_{contEL} (V)	V_{condEL} (V)	K_{condEL} (V/V)
-5.0		
-2.5		
-1.0		
0.0		-
1.0		
2.5		
5.0		
7.5		
10.0		
Ganho médio =>		$K_{condEL} =$ V/V

Os valores de teste escolhidos na Tabela 10.1 visam confirmar a linearidade deste sistema analógico.

A coluna $K_{cond_{EL}}$ será calculada por:

$$K_{cond_{EL}} = \frac{V_{cond_{EL}}}{V_{cont_{EL}}} \quad (10.1.1)$$

A equação (10.1.1) fornece $K_{cond_{EL}}$ instantâneo, mas queremos um que valha em toda a faixa e este será obtido pela média dos valores calculados:

$$\bar{K}_{cond_{EL}} = \frac{\sum K_{cond_{EL}}}{N} \quad (10.1.2)$$

Passemos agora aos amplificadores. Para o ensaio será necessário desconectá-los da entrada de sinal dos motores, ou seja, deixá-los em vazio.

Os testes se darão entre $V_{cont}(t)$ e $I_{out_{amp}}(t)$, o que significa que os condicionadores estarão inclusos.

Para este ensaio oito tabelas foram criadas e os valores de teste definidos:

Tabela 10.2: Exemplo de planilha de ensaio dos amplificadores

Teste em vazio - Amplificador EL1		
	SEM AJUSTES	APÓS AJUSTES
Entrada do Amplificador	Saída do Amplificador	Saída do Amplificador
V_{contEL} (V)	$I_{out_amp_EL1}$ (A)	$I_{out_amp_EL1}$ (A)
7.50		
7.00		
6.50		
5.75		
5.00		
4.00		
3.00		
2.00		
1.75		
1.50		
1.25		
1.00		
0.75		
0.50		
0.25		
0.00		
-0.25		
-0.50		
-0.75		
-1.00		
-1.25		
-1.50		
-1.75		
-2.00		
-3.00		
-4.00		
-5.00		
-5.75		
-6.50		
-7.00		
-7.50		

Vemos na tabela acima que existem duas colunas de resultados, ambas com valores de $I_{out_{amp_{EL1}}}(t)$, porém uma *sem ajustes* dos parâmetros do amplificador e outra *após os ajustes*. Isso é necessário devido ao fato dos amplificadores não possuírem a mesma curva característica, fornecendo correntes diferentes para uma mesma entrada, o que cria um desbalanceamento de torques gerados pelos motores. Através de ajustes dos potenciômetros de cada amplificador será possível redefinir os valores de $I_{out_{0amp_{EL}}}$, $K_{amp_{EL}}$, $V_{sat+amp_{EL}}$, $V_{sat-amp_{EL}}$, $I_{out_{0amp_{AZ}}}$, $K_{amp_{AZ}}$, $V_{sat+amp_{AZ}}$ e $V_{sat-amp_{AZ}}$ e, assim homogeneizar as curvas, promovendo o balanceamento dos atuadores.

Neste sentido, uma planilha eletrônica utilizando a ferramenta *Excel* do *Microsoft OFFICE* foi gerada para facilitar o trabalho, e encontra-se com o nome de

arquivo “**Ensaio dos Amplificadores e Condicionadores.xls**” no CD que acompanha esta dissertação.

Uma vez que as curvas características *após os ajustes* sejam levantadas, será possível realizar interpolações e obter os parâmetros de (3.1.2) e (3.1.4) para cada um dos oito amplificadores.

Para o eixo de elevação é esperado que $I_{out_{0ampEL1}} = I_{out_{0ampEL3}}$ e $I_{out_{0ampEL2}} = I_{out_{0ampEL4}} \neq I_{out_{0ampEL1}}$, ou seja, que as correntes de repouso aplicadas aos motores que levantam a parábola sejam iguais entre si, o que implica em atuadores balanceados e que as correntes de repouso dos motores que descem a parábola sejam também iguais entre si (atuadores balanceados), mas diferentes dos motores que levantam, devido a existência da força peso. Caso um ajuste mecânico seja feito para colocar o centro de massa sobre o eixo de rotação, então as quatro correntes serão iguais, já que o efeito da força peso será anulado, o que melhorará o desempenho do sistema de controle.

Para o eixo de azimute é esperado que $I_{out_{0ampAZ1}} = I_{out_{0ampAZ2}} = I_{out_{0ampAZ3}} = I_{out_{0ampAZ4}}$, pois a carga não gera torque nesta direção.

10.2 DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS AMPLIFICADORES E CONDICIONADORES

As tabelas contendo os resultados dos ensaios realizados estão gravadas em planilhas eletrônicas no CD que acompanha esta dissertação (arquivo “**Ensaio dos Amplificadores e Condicionadores.xls**”) e, por serem numerosas, não estão impressas.

Começando pelos condicionadores, os valores obtidos para cada eixo foram:

$$K_{cond_{EL}} = 0,1768 V/V$$

$$K_{cond_{AZ}} = -0,1188 V/V$$

Deve ser observado que nos resultados acima, além do ganho do amplificador operacional que realiza as funções de somador e condicionador, está incluso o ganho do potenciômetro da malha direta de velocidade (controlador analógico de velocidade). Para cada eixo, os valores ajustados desses potenciômetros são:

$$R_{EL} = 7,8\Omega$$

$$R_{AZ} = 1888\Omega$$

Os valores de tensão de entrada $V_{cont}(t)$ a partir dos quais ocorre saturação dos condicionadores são:

$$V_{cont_{EL}}(t) < -10V \text{ e } V_{cont_{EL}}(t) > 10V$$

$$V_{cont_{AZ}}(t) < -10V \text{ e } V_{cont_{AZ}}(t) > 10V$$

Passemos agora aos amplificadores. Iniciaremos pela exposição dos resultados do eixo de azimute. O primeiro resultado a ser mostrado é o gráfico obtido dos amplificadores antes de serem efetuados os ajustes:

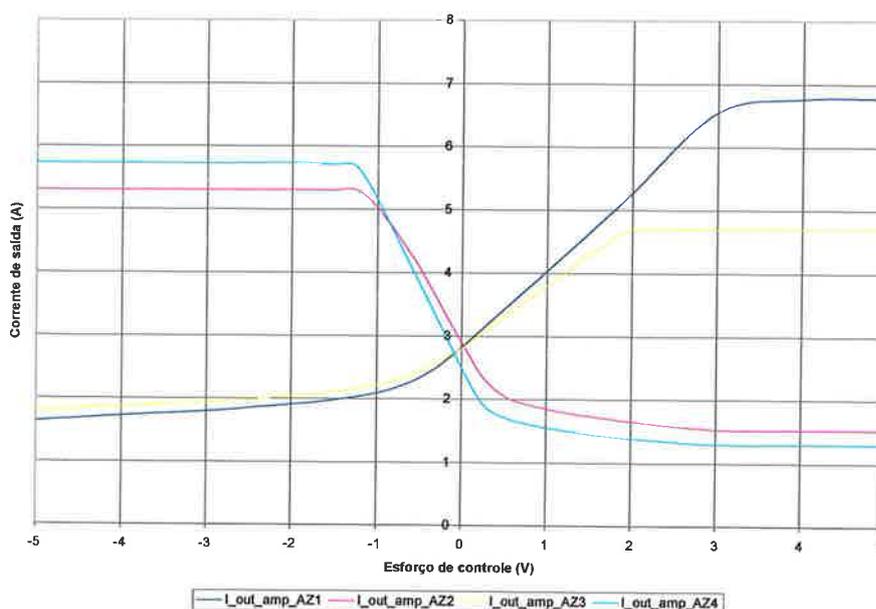


Figura 10.1: Curvas características dos amplificadores de azimute sem ajustes

Pelo gráfico acima é possível notar a heterogeneidade das curvas características de cada amplificador, o que provoca o desbalanceamento dos torques aplicados ao eixo de azimute. Como consequência da solicitação diferenciada dos motores, a vida útil dos mais solicitados é diminuída e mesmo o desempenho do sistema é comprometido já que os motores com menor torque serão “puxados” pelos de maior torque, fazendo com que o torque de carga seja maior do que deveria ser.

Para realizar os ajustes de ganhos dos amplificadores e eliminar as deficiências geradas pela diferença de curvas entre eles, existe em cada um quatro potenciômetros e cada qual afeta um parâmetro. Assim foi possível ajustar $I_{out_{amp_{AZ}}}$,

K_{ampAZ} , $I_{sat+ampAZ}$ e $I_{sat-ampAZ}$ de cada amplificador de forma a se obter os gráficos abaixo:

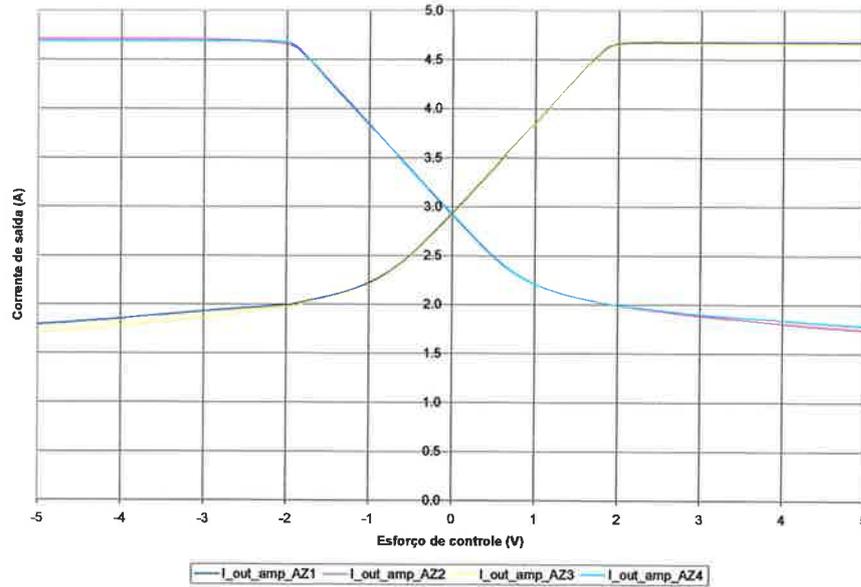


Figura 10.2: Curvas características dos amplificadores de azimute após ajustes

Numa primeira análise, vemos que a região de trabalho dos amplificadores está restrita ao intervalo $[-2V, +2V]$.

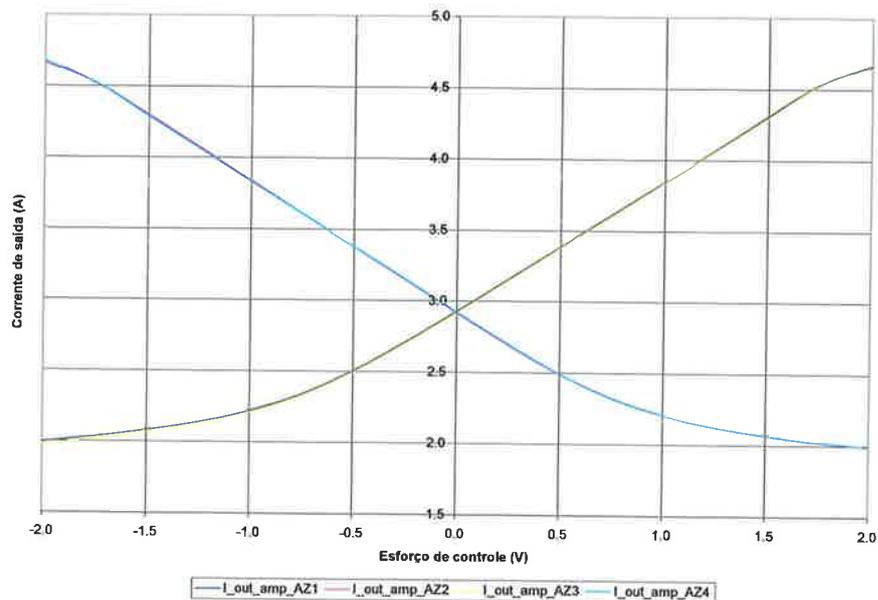


Figura 10.3: Curvas características dos amplificadores de azimute após ajustes (região de trabalho)

Como os potenciômetros possuem sensibilidade muito elevada, o ajuste das curvas não é tão simples e não produz resultados tão satisfatórios quanto os da Figura 10.3, que foram obtidos pelas leituras de um amperímetro. Assim, através do osciloscópio é possível ter resultados mais realistas:

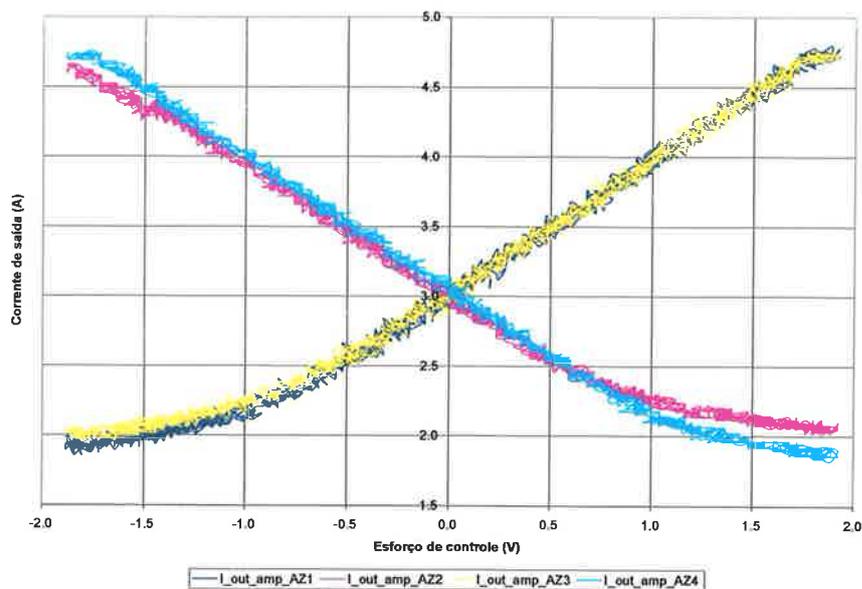


Figura 10.4: Curvas características dos amplificadores de azimute após ajustes medidas por osciloscópio (região de trabalho)

Esses resultados mostram uma pequena diferença entre os ajustes e uma não linearidade presente no amplificador *AZ2* que ocorre em torno de -1,5 V de esforço de controle.

Com base na Figura 10.4 é possível levantar as funções de 1° e 2° graus das regiões linear e não linear de cada amplificador dentro da região de trabalho. As próximas figuras expõem os resultados:

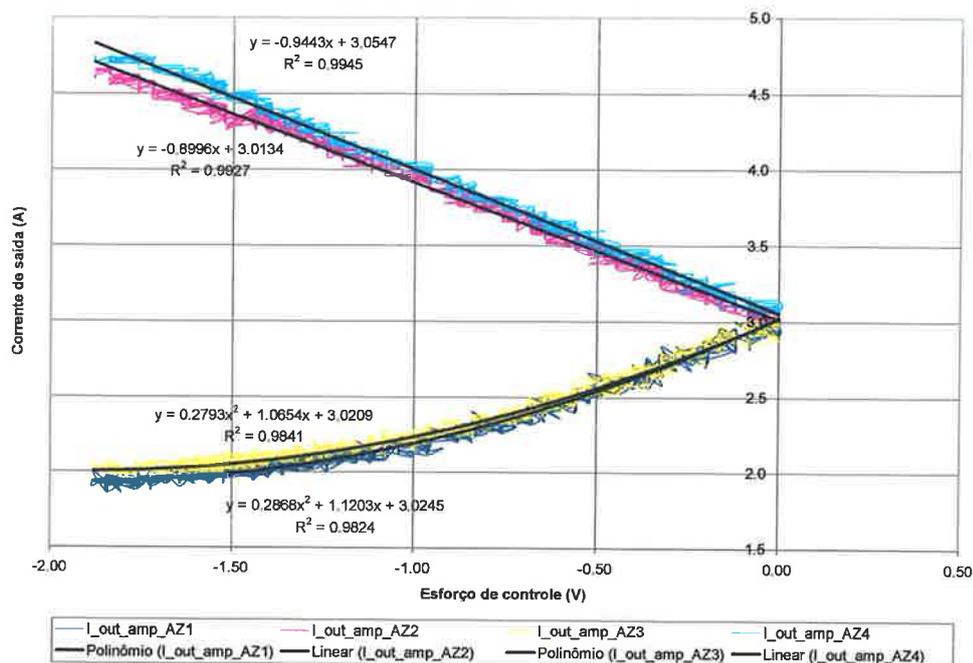


Figura 10.5: Aproximações por funções de 1º e 2º grau das curvas características dos amplificadores de azimute (esforço de controle negativo)

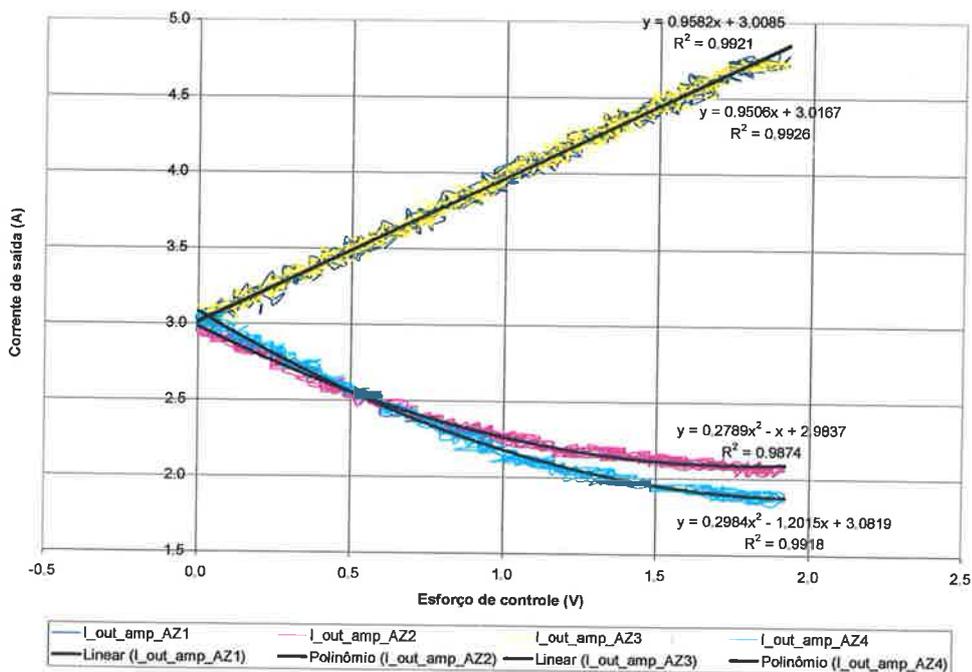


Figura 10.6: Aproximações por funções de 1º e 2º grau das curvas características dos amplificadores de azimute (esforço de controle positivo)

Tabela 10.3: Resumo dos polinômios levantados para cada uma das regiões de operação de cada amplificador do eixo de azimute⁷

Eixo de Azimute				
Resumo das funções polinomiais utilizadas para descrever os amplificadores em termos de $V_{cont\ AZ}(t)$				
	$I_{out\ amp\ AZ1}$ (A)	$I_{out\ amp\ AZ2}$ (A)	$I_{out\ amp\ AZ3}$ (A)	$I_{out\ amp\ AZ4}$ (A)
$V_{cont\ AZ} < -1.8\ V$	1.9	4.6	2.0	4.7
$-1.8\ V < V_{cont\ AZ} < 0\ V$	$0.2868 \cdot V_{cont\ AZ}^{2+}$ $+1.1203 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0245$	$-0.8996 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0134$	$0.2793 \cdot V_{cont\ AZ}^{2+}$ $+1.0654 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0209$	$-0.9443 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0547$
$0\ V < V_{cont\ AZ} < 1.8\ V$	$0.9582 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0085$	$0.2789 \cdot V_{cont\ AZ}^{2-}$ $-V_{cont\ AZ}^{+}$ $+2.9837$	$0.9506 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0167$	$0.2984 \cdot V_{cont\ AZ}^{2-}$ $-1.2015 \cdot V_{cont\ AZ}^{+}$ $+3.0819$
$V_{cont\ AZ} > 1.8\ V$	4.7	1.9	4.7	2.1
Resumo das funções polinomiais utilizadas para descrever os amplificadores em termos de $V_{in\ amp\ AZ}(t)$				
	$I_{out\ amp\ AZ1}$ (A)	$I_{out\ amp\ AZ2}$ (A)	$I_{out\ amp\ AZ3}$ (A)	$I_{out\ amp\ AZ4}$ (A)
$V_{in\ amp\ AZ} < -0.215\ V$	4.7	1.9	4.7	2.1
$-0.215\ V < V_{in\ amp\ AZ} < 0\ V$	$-8.066 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0085$	$19.76 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{2+}$ $+8.4172 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+2.9837$	$-8.0016 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0167$	$21.139 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{2+}$ $+10.113 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0819$
$0\ V < V_{in\ amp\ AZ} < 0.215\ V$	$20.322 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{2-}$ $-9.4297 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0245$	$7.5728 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0134$	$19.793 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{2-}$ $-8.9679 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0209$	$7.9483 \cdot V_{in\ amp\ AZ}^{+}$ $+3.0547$
$V_{in\ amp\ AZ} > 0.215\ V$	1.9	4.6	2.0	4.7

Como o objetivo é ter um modelo com os parâmetros iguais para cada eixo, por uma simples inspeção visual verifica-se que a curva do AZ3 pode ser adotada como uma curva média entre os quatro amplificadores. Assim, pela Tabela 10.3 tiramos os modelos finais para os amplificadores do eixo de azimute:

⁷ O condicionador de azimute possui ganho negativo fazendo com que as curvas de $V_{cont\ AZ}$ X $I_{out\ amp\ AZ\ #}$ sejam inversas às de $V_{in\ amp\ AZ}$ X $I_{out\ amp\ AZ\ #}$.

Tabela 10.4: Modelos finais adotados para os amplificadores do eixo de azimute

AZ1	$I_{out_{ampAZ1}}$ (A)
$V_{in_{ampAZ}} < -0.215 \text{ V}$	4.7
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} < 0 \text{ V}$	$3.0167 - 8.0016 \cdot V_{in_{ampAZ}}$
$0 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0209 - 8.9679 \cdot V_{in_{ampAZ}} + 19.793 \cdot V_{in_{ampAZ}}^2$
$V_{in_{ampAZ}} > 0.215 \text{ V}$	2.0
AZ2	$I_{out_{ampAZ2}}$ (A)
$V_{in_{ampAZ}} < -0.215 \text{ V}$	2.0
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} < 0 \text{ V}$	$3.0209 + 8.9679 \cdot V_{in_{ampAZ}} + 19.793 \cdot V_{in_{ampAZ}}^2$
$0 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0167 + 8.0016 \cdot V_{in_{ampAZ}}$
$V_{in_{ampAZ}} > 0.215 \text{ V}$	4.7
AZ3	$I_{out_{ampAZ3}}$ (A)
$V_{in_{ampAZ}} < -0.215 \text{ V}$	4.7
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} < 0 \text{ V}$	$3.0167 - 8.0016 \cdot V_{in_{ampAZ}}$
$0 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0209 - 8.9679 \cdot V_{in_{ampAZ}} + 19.793 \cdot V_{in_{ampAZ}}^2$
$V_{in_{ampAZ}} > 0.215 \text{ V}$	2.0
AZ4	$I_{out_{ampAZ4}}$ (A)
$V_{in_{ampAZ}} < -0.215 \text{ V}$	2.0
$-0.215 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} < 0 \text{ V}$	$3.0209 + 8.9679 \cdot V_{in_{ampAZ}} + 19.793 \cdot V_{in_{ampAZ}}^2$
$0 \text{ V} \leq V_{in_{ampAZ}} \leq 0.215 \text{ V}$	$3.0167 + 8.0016 \cdot V_{in_{ampAZ}}$
$V_{in_{ampAZ}} > 0.215 \text{ V}$	4.7

O modelo implementado em *Simulink* está contido no arquivo “ModeloAmplificadoresCondAzimute.mdl” e pode ser visto parcialmente na figura abaixo:

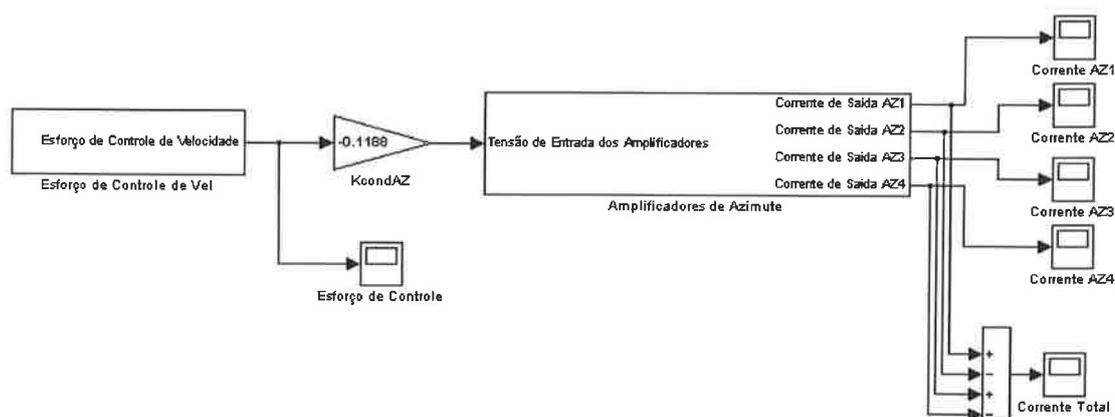


Figura 10.7: Modelo em *Simulink* do condicionador e amplificadores de azimute

O bloco “Amplificadores de Azimute” contém as equações da Tabela 10.4.

Para concluir, três pontos devem ser destacados: primeiro, o ruído gerado pelos amplificadores é elevado, comprometendo assim a qualidade do sinal elétrico que circula pela malha de controle; segundo, esses amplificadores possuem alta dependência com relação à temperatura, tendo sido observadas, durante os ensaios, variações da ordem de 5% nas correntes de saída em função do aquecimento dos mesmos; e por último, ficou comprovado que a dinâmica dos amplificadores pode ser desprezada se trabalharmos com esforços de controle no intervalo de $[-1,8V, +1,8V]$, já que a constante de tempo típica é $T_{amp} = 33$ ms (Figura 10.8) e o período de amostragem dos controladores digitais é 50 ms.

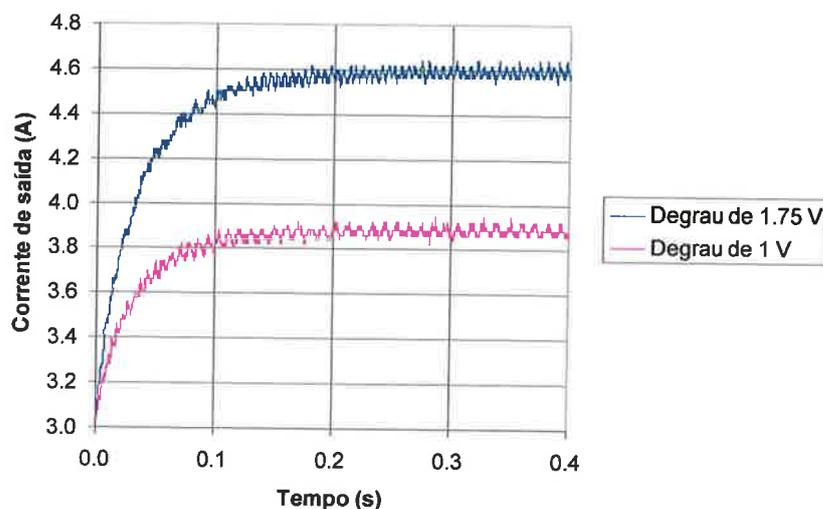


Figura 10.8: Resposta ao degrau típica dos amplificadores

Passemos à modelagem dos amplificadores de elevação. Se os amplificadores de azimute já apresentavam curvas características com diferenças apreciáveis entre

si, os de elevação estavam em condições muito piores. Foi necessário um ajuste grosso inicial para serem levantadas suas curvas.

Inicialmente os amplificadores *EL1* e *EL3* estavam regulados de forma que a *zero volts* suas correntes de saída ($I_{out_{amp_{EL1}}}$ e $I_{out_{amp_{EL3}}}$) eram aproximadamente $5 A$, ao invés de $3 A$. Além disso, para entradas inferiores a *zero volts*, as saídas eram *zero ampères*, ao invés de descerem gradativamente de $3 A$ à $1,3 A$. Assim, os motores eram acionados de forma descontínua e o sistema só operava dentro dos requisitos de desempenho graças ao baixo atrito seco do eixo de elevação e à robustez do sistema de controle analógico.

Após os ajustes preliminares, as curvas, que consideraremos aqui como sem ajustes, ou seja, o ajuste grosso não foi considerado um ajuste de fato, foram:

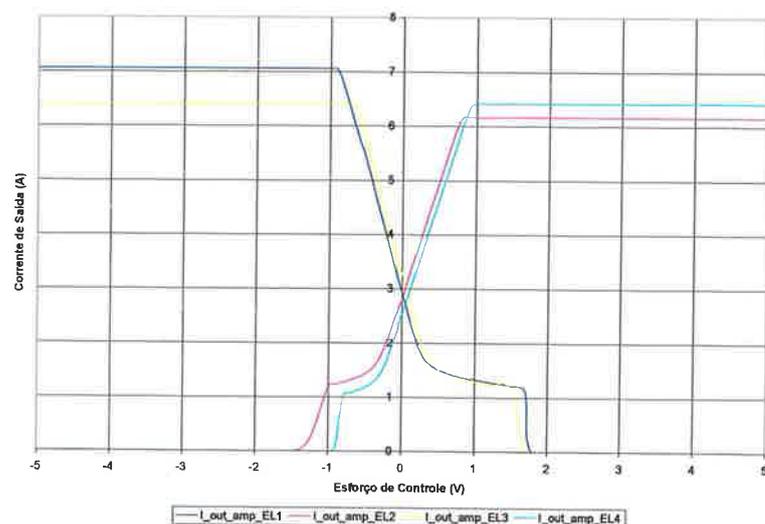


Figura 10.9: Curvas características dos amplificadores de elevação sem ajustes

Nas condições acima, os ganhos dos amplificadores *1* e *3* são mais elevados que os ganhos de *2* e *4*, o que afeta o desempenho do controlador, além de um ligeiro desbalanceamento de torques proveniente das diferenças entre as curvas. Após o ajuste fino dos potenciômetros de cada amplificador, obtivemos os seguintes resultados:

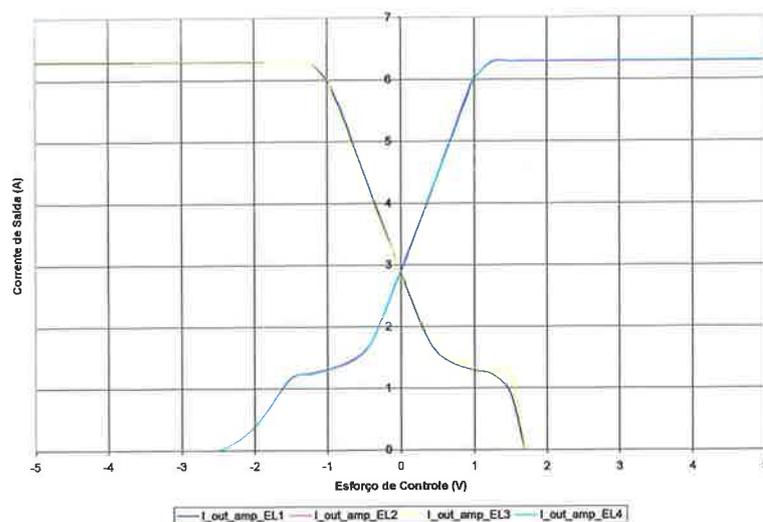


Figura 10.10: Curvas características dos amplificadores de elevação após ajustes

Limitamos, então, a região de trabalho entre $[-1V, +1V]$:

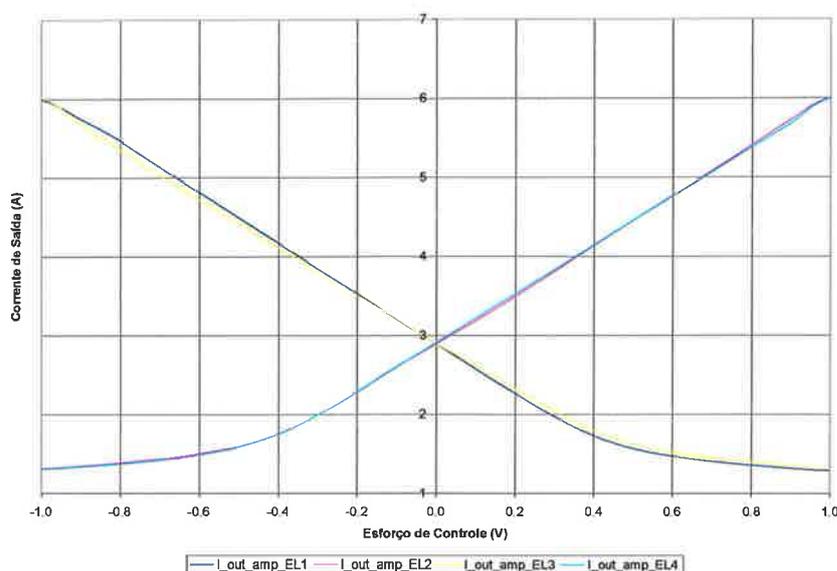


Figura 10.11: Curvas características dos amplificadores de elevação após ajustes (região de trabalho)

Alguns ensaios de degrau feitos com o radiotelescópio nos mostraram que os efeitos de atrito são muito mais relevantes do que uma modelagem perfeita dos amplificadores e por esse motivo, para elevação, não repetimos o ensaio com osciloscópio e tiramos o modelo diretamente das medidas feitas com amperímetro. Assim, com base na Figura 10.11 levantamos as funções de 1° e 2° graus das regiões linear e não linear de cada amplificador dentro da região de trabalho. As próximas figuras expõem os resultados:

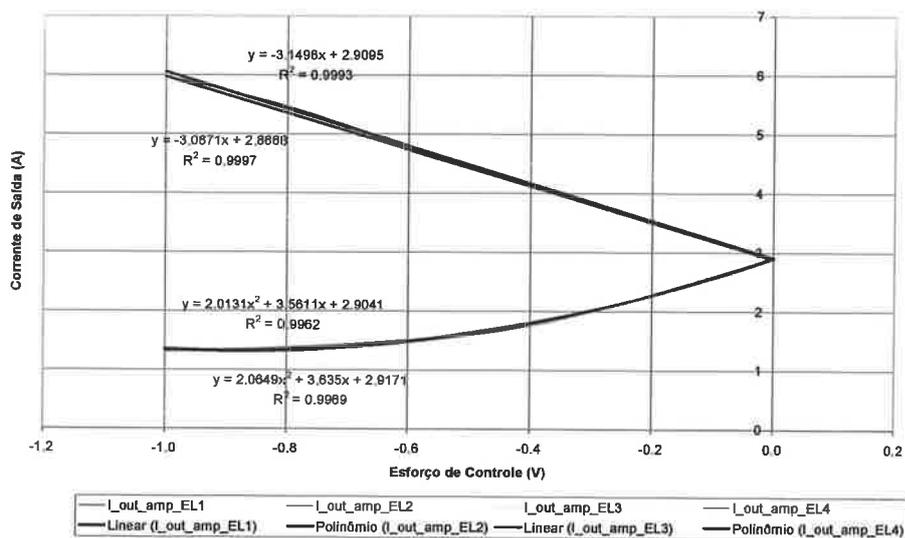


Figura 10.12: Aproximações por funções de 1° e 2° grau das curvas características dos amplificadores de elevação (esforço de controle negativo)

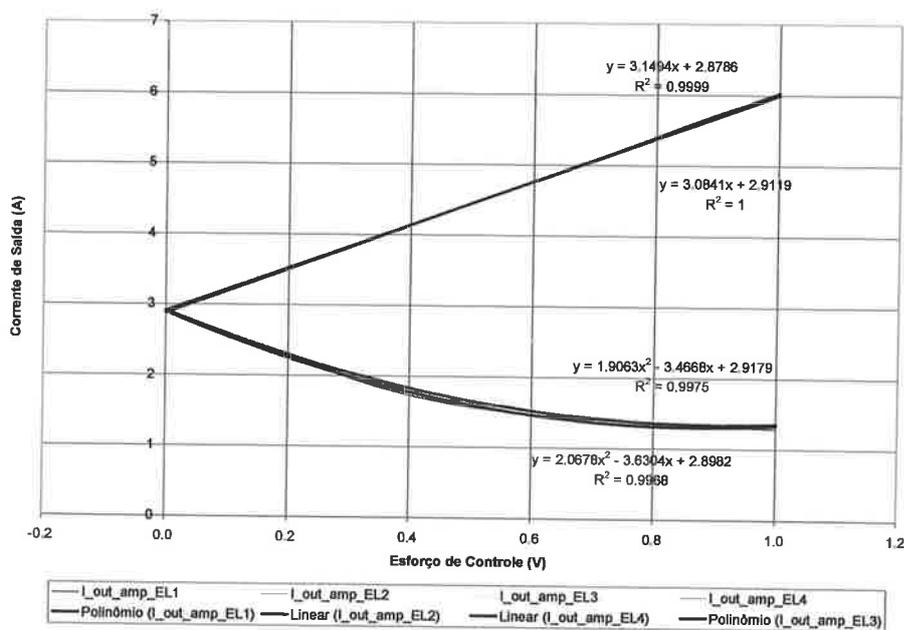


Figura 10.13: Aproximações por funções de 1° e 2° grau das curvas características dos amplificadores de elevação (esforço de controle positivo)

Tabela 10.5: Resumo dos polinômios levantados para cada uma das regiões de operação de cada amplificador do eixo de elevação

Eixo de Elevação				
Resumo das funções polinomiais utilizadas para descrever os amplificadores em termos de $V_{cont_{EL}}(t)$				
	$I_{out_{amp_{EL1}}}$ (A)	$I_{out_{amp_{EL2}}}$ (A)	$I_{out_{amp_{EL3}}}$ (A)	$I_{out_{amp_{ELA}}}$ (A)
$V_{cont_{EL}} < -1 \text{ V}$	6.3	1.3	6.3	1.3
$-1 \text{ V} < V_{cont_{EL}} < 0 \text{ V}$	$-3.1498 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.9095$	$2.0131 \cdot V_{cont_{EL}}^{2+} + 3.5611 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.9041$	$-3.0871 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.8888$	$2.0649 \cdot V_{cont_{EL}}^{2+} + 3.635 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.9171$
$0 \text{ V} < V_{cont_{EL}} < 1 \text{ V}$	$2.0678 \cdot V_{cont_{EL}}^{2-} - 3.6304 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.8982$	$3.1494 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.8786$	$1.9063 \cdot V_{cont_{EL}}^{2-} - 3.4668 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.9179$	$3.0841 \cdot V_{cont_{EL}} + 2.9119$
$V_{cont_{EL}} > 1 \text{ V}$	1.3	6.3	1.3	6.3
Resumo das funções polinomiais utilizadas para descrever os amplificadores em termos de $V_{in_{amp_{EL}}}(t)$				
	$I_{out_{amp_{EL1}}}$ (A)	$I_{out_{amp_{EL2}}}$ (A)	$I_{out_{amp_{EL3}}}$ (A)	$I_{out_{amp_{ELA}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	6.3	1.3	6.3	1.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$-7.8156 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9095$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^{2+} + 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$	$17.4610 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8888$	$66.0594 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^{2+} + 20.5600 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9171$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$66.1521 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^{2-} - 0.5339 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8982$	$17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$	$60.9855 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^{2-} - 9.6086 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9179$	$17.4440 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9119$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	1.3	6.3	1.3	6.3

Por uma simples inspeção visual verifica-se que a curva do $EL2$ pode ser adotada como uma curva média entre os quatro amplificadores. Assim, pela Tabela 10.5 tiramos os modelos finais para os amplificadores do eixo de elevação:

Tabela 10.6: Modelos finais adotados para os amplificadores do eixo de elevação

EL1	$I_{Out_{amp_{EL1}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	6.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$-17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 - 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	1.3
EL2	$I_{Out_{amp_{EL2}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	1.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 + 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	6.3
EL3	$I_{Out_{amp_{EL3}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	6.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$-17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 - 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	1.3
EL4	$I_{Out_{amp_{ELA}}}$ (A)
$V_{in_{amp_{EL}}} < -0.177 \text{ V}$	1.3
$-0.177 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0 \text{ V}$	$64.4022 \cdot V_{in_{amp_{EL}}}^2 + 20.1420 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.9041$
$0 \text{ V} < V_{in_{amp_{EL}}} < 0.177 \text{ V}$	$17.8133 \cdot V_{in_{amp_{EL}}} + 2.8786$
$V_{in_{amp_{EL}}} > 0.177 \text{ V}$	6.3

O modelo implementado em *Simulink* está contido no arquivo “**ModeloAmplificadoresCondElevação.mdl**” e pode ser visto parcialmente na figura abaixo:

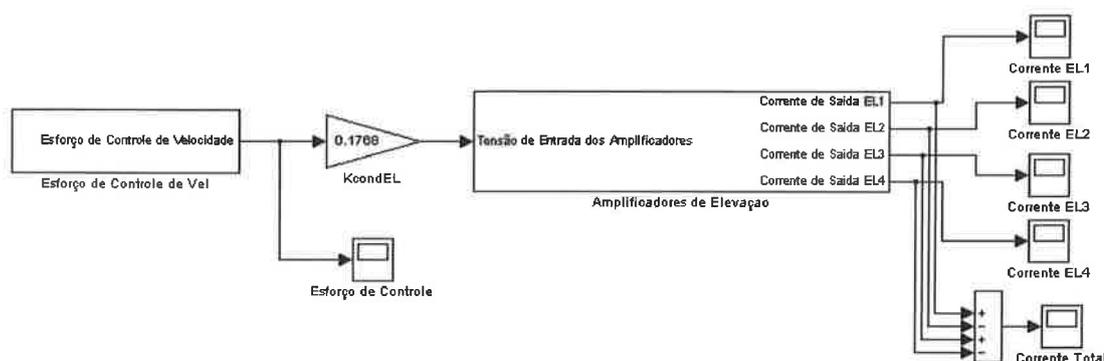


Figura 10.14: Modelo em *Simulink* do condicionador e amplificadores de elevação

O bloco “Amplificadores de Elevação” contém as equações da Tabela 10.6.

As observações finais feitas para os amplificadores de azimuth também valem para a elevação na região de trabalho adotada ($[-1V, +1V]$).

10.3 PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS MOTORES

Conforme visto na modelagem dos motores, queremos determinar J_m , b_m , φ_m , τ_{0_m} e ε_m .

J_m poderia ser obtido através do conhecimento da geometria do induzido do motor, uma vez que o momento de inércia é dado por:

$$J = \int \rho^2 \cdot dm \quad (10.3.1)$$

Onde ρ é a distância entre a massa dm e o eixo de simetria.

Porém esta não é uma maneira fácil de se obter este parâmetro e continuaríamos ainda sem determinar b_m e φ_m . Assim, um caminho alternativo para achar J_m e, ao mesmo tempo, b_m e φ_m é obtido através de levantamento experimental, cujo procedimento é brevemente discutido em Cruz et al (1999), do modelo dinâmico do motor.

Inicialmente vamos considerar o diagrama de blocos típico dos motores:

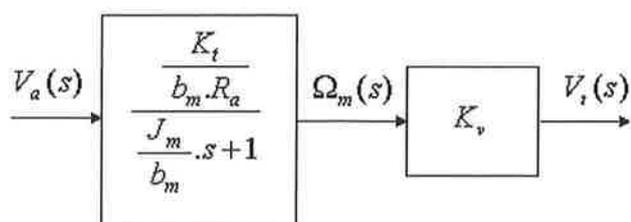


Figura 10.15: Diagrama de blocos do motor

Onde:

$V_a(s)$: Tensão de armadura;

$\Omega_m(s)$: Velocidade angular mecânica;

$V_t(s)$: Tensão gerada pelo tacômetro;

K_v : Constante de proporcionalidade de velocidade (ganho do tacômetro).

Funções de transferência como a de $\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)}$ ((3.2.10)) podem ser estimadas

por meio de sua resposta ao degrau. A figura a seguir apresenta a curva típica dessa resposta ao degrau:

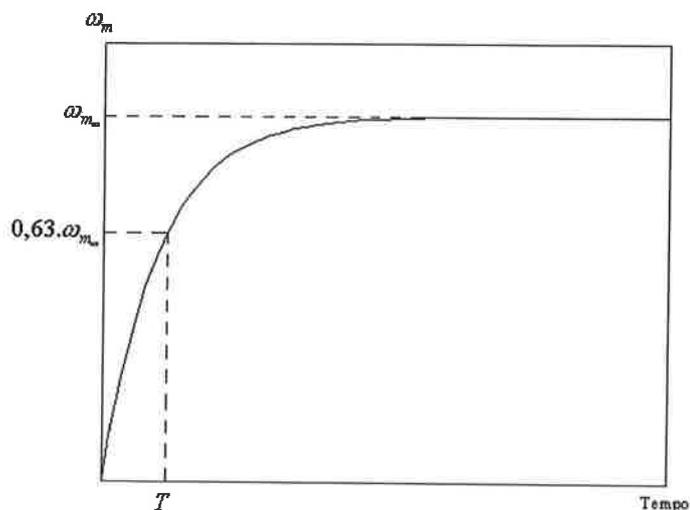


Figura 10.16: Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem

Em regime permanente, (3.2.10) se torna:

$$\frac{\omega_{m_0}}{V_a} = \frac{K_t}{b_m \cdot R_a} \Leftrightarrow b_m = \frac{K_t \cdot V_a}{\omega_{m_0} \cdot R_a} \quad (10.3.2)$$

Uma vez que se tenha levantado a resposta ao degrau do motor, basta identificar o valor de ω_{m_∞} e fazer as substituições numéricas em (10.3.2) para se obter o valor de b_m .

Além disso:

$$\omega_m(T) \cong 0,63.\omega_{m_\infty} \quad (10.3.3)$$

E por inspeção visual podemos identificar quanto vale T (constante de tempo). Mas T também é dado por:

$$T = \frac{J_m}{b_m} \Leftrightarrow J_m = T.b_m \quad (10.3.4)$$

E assim tiramos J_m e b_m .

Se o modelo dos motores fosse linear, a metodologia descrita acima resolveria o problema, porém nosso modelo inclui não linearidades, mas, mesmo assim, ainda podemos aproveitar essa metodologia.

Considere um sistema descrito pela equação (3.2.13). Suponha que para uma entrada $u_1(t)$ sua resposta seja $\omega_{m_1}(t)$ e que para uma entrada $u_2(t)$ a resposta seja $\omega_{m_2}(t)$. Admita também que para $t > t_0$, a diferença

$$z(t) = \omega_{m_1}(t) - \omega_{m_2}(t) \quad (10.3.5)$$

entre as duas respostas é regida pelo modelo:

$$\dot{z}(t) + \frac{z(t)}{T} = \frac{K}{T} (u_1(t) - u_2(t)) \quad (10.3.6)$$

Note que o modelo (10.3.6) é linear, apesar do atrito de *Coulomb*. Para levantar este modelo, basta excitar o motor inicialmente com um degrau de amplitude U_1 , e quando atingido o regime permanente, isto é, quando a velocidade angular no eixo do motor for $\bar{\omega}_{m_1}$ constante (ou seja, quando $t = t_0$), altera-se a entrada adicionando-se mais um degrau ΔU de modo que a entrada adquira o valor $U_2 = U_1 + \Delta U$, obtendo-se uma curva como a da Figura 10.17, onde $\bar{\omega}_{m_2}$ é a velocidade angular resultante em regime estacionário após a aplicação do segundo degrau.

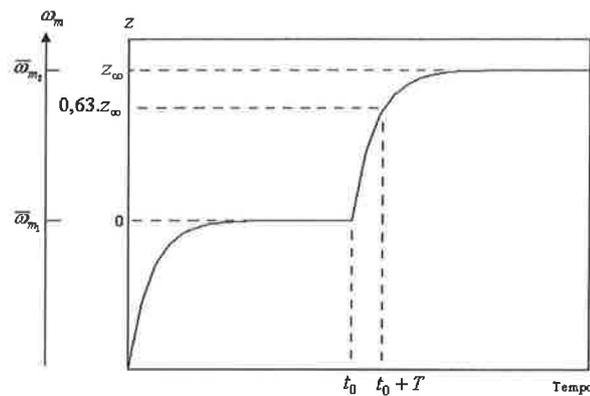


Figura 10.17: Curva para a identificação do atrito de *Coulomb*

A partir dessa curva obtém-se diretamente T , já que:

$$z(T) \cong 0,63 \cdot z_{\infty} \quad (10.3.7)$$

Calcula-se K como:

$$K = \frac{z_{\infty}}{\Delta U} \quad (10.3.8)$$

Alternativamente, pode-se utilizar um algoritmo de busca de soluções que encontre o melhor par de valores (K, T) que minimize o erro entre a curva experimental e a determinada pelo par (K, T) . Este segundo procedimento será utilizado nesta dissertação.

Lembrando-se de (10.3.2):

$$K = \frac{K_t}{b_m \cdot R_a} \Leftrightarrow b_m = \frac{K_t}{K \cdot R_a} \quad (10.3.9)$$

E de (10.3.4):

$$J_m = T \cdot b_m \quad (10.3.10)$$

E, finalmente, em regime permanente, a equação (3.2.13) é utilizada para estimar φ_m :

$$\varphi_m = K \cdot U_1 - \bar{\omega}_{m1} \quad (10.3.13)$$

Alternativamente:

$$c_m = \frac{\varphi_m \cdot J_m}{T} \quad (10.3.14)$$

A equação acima será útil para reespecificação dos motores.

O atrito de destaque é obtido da equação (3.2.3). Na iminência do início do movimento, o torque gerado é igual ao torque de destaque e é dado por:

$$\tau_{0_m} = K_t \cdot I_d \quad (10.3.15)$$

Onde:

I_d : Corrente de armadura na iminência do início de movimento do motor.

Finalmente ε_m será adotada convenientemente durante a fase de ensaios.

Vemos na Figura 10.15 a presença da constante K_v . Na prática, a resposta ao degrau será levantada entre a tensão de armadura ($V_a(s)$) e a tensão do tacômetro ($V_t(s)$), o que significa que será necessário determinar K_v e descontá-lo da resposta ao degrau levantada, obtendo a resposta entre tensão de armadura ($V_a(s)$) e velocidade angular ($\Omega_m(s)$), para que se possa então fazer os cálculos de (10.3.11) à (10.3.14).

Determinar K_v é simplesmente uma questão de aplicar uma tensão na armadura, ler com um tacômetro manual a velocidade angular de regime (ω_{m_o}) em *rpms* e medir a tensão gerada pelo tacômetro (V_t) do motor e, então, calcular:

$$K_v = \frac{V_t}{\omega_{m_o}} \quad (10.3.16)$$

Para levantar a curva de resposta ao degrau do motor, será utilizada a seguinte montagem:

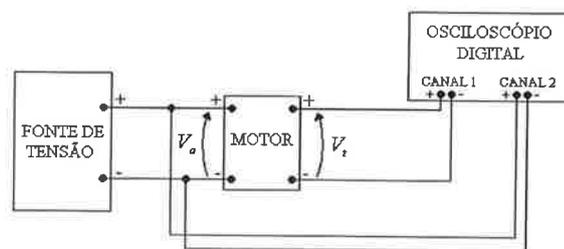


Figura 10.18: Montagem para ensaio do motor

Os dados de V_t serão gravados na memória do osciloscópio e, posteriormente, importados para os softwares *MATLAB* e *EXCEL*.

O canal 2 do osciloscópio será usado apenas para ler o valor eficaz de V_a .

A corrente máxima da fonte deve ser maior que $\frac{V_a}{R_a} = \frac{V_a}{0,7}$, para que não ocorra saturação da mesma, o que limitaria a resposta ao degrau e levaria, assim, a um resultado incorreto.

10.4 DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DOS MOTORES

Os ensaios foram realizados com apenas um motor, porém ao final ficará claro que é suficiente.

Começando por K_v , duas medidas foram tomadas:

Tabela 10.7: Ganho do tacômetro

$V_t(V)$	$\omega_m(rpm)$	$K_v(V/rpm)$	$K_v(V/rad/s)$
2,77	1500	0,001847	0,0176
4,64	2500	0,001856	0,0177

onde $K_v = \frac{V_t}{\omega_{m_s}}$.

Adotaremos $K_v = 0,0177 \frac{V}{rad/s}$, que já é preciso o suficiente para a modelagem.

A resposta ao degrau duplo do motor para $V_a = U_1 = 3,4V$ e $V_a = U_2 = U_1 + \Delta U = 5V$, descontado K_v , é dada por:

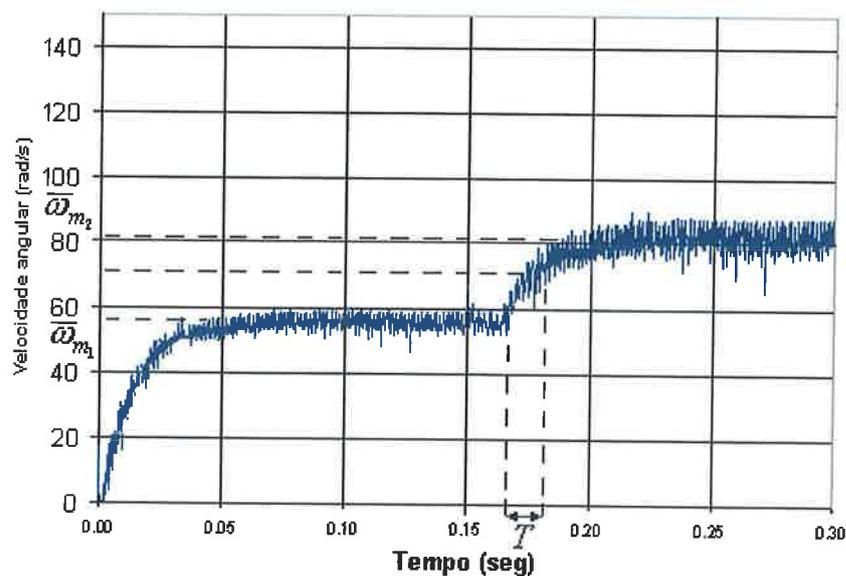


Figura 10.19: Resposta ao degrau duplo do motor

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio do Motor.xls**”.

Uma observação deve ser feita aqui: como a fonte disponível para o teste tinha sua tensão de saída regulada por potenciômetro, foi necessário utilizar resistores de potência para criar o segundo degrau. A figura abaixo ilustra a montagem:

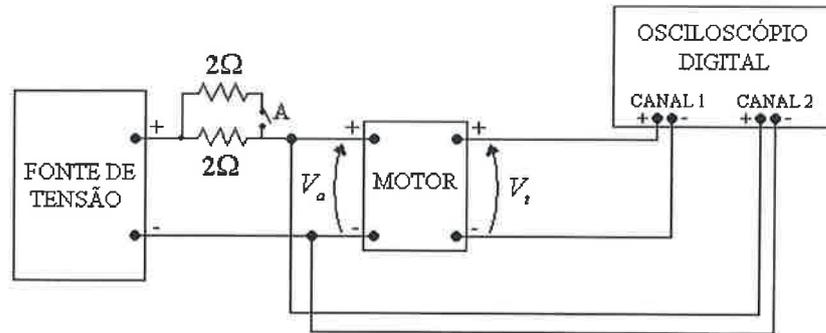


Figura 10.20: Montagem alternativa para ensaio do motor

Para se obter o degrau duplo, liga-se a fonte com a chave A aberta. Após o motor alcançar o regime, fecha-se A, aumentando-se a tensão no motor, o que corresponde ao segundo degrau.

Utilizando-se um algoritmo de busca de pares (K, T) baseado na minimização do erro quadrático integrado $(\sum_{i=1}^n (\omega_{m_{med}} - \omega_{m_{sim}})^2)$, cuja listagem encontra-se no arquivo “**BuscaCurvaNaoLinearMotor.m**”, são obtidos os seguintes resultados:

$$K = 16,5 \frac{\text{rad/s}}{\text{V}}$$

$$T = 0,016 \text{seg}$$

Os valores nominais das constantes do motor são:

Tabela 10.8: Parâmetros nominais dos motores

	Ra	Kt	Ke
	0.7 ohms	8.0 Oz-in/A	5.9 V/Krpm
SI	0.7 ohms	0,056488 N.m/A	0,056341 V/rad/s

De (10.3.11) à (10.3.15), obtemos:

$$b_m = \frac{K_t}{K.R_a} \Rightarrow b_m = 0,0049 \frac{\text{N.m}}{\text{rad/s}}$$

$$J_m = T.b_m \Rightarrow J_m = 0,0000783 \text{ Kg.m}^2$$

$$\varphi_m = K.V_a - \bar{\omega}_{m_1} = 16,5.3,4 - 56 \Rightarrow \varphi_m = 0,10 \text{ rad/s}$$

$$c_m = \frac{\varphi_m \cdot J_m}{T} = \frac{0,10.0,0000783}{0,016} \Rightarrow c_m = 0,00049 \text{ N.m}$$

A corrente na qual o motor vence o atrito de destaque é:

$$I_d = 0,29 \text{ A}$$

O que corresponde a um torque de:

$$\tau_{0_m} = K_t \cdot I_d \Rightarrow \tau_{0_m} = 0,0164 \text{ N.m}$$

A velocidade adotada a partir da qual o atrito seco deixa de atuar é:

$$\varepsilon_m = 0,42 \text{ rad/s}$$

Por outro lado, os valores medidos das constantes do motor foram:

Tabela 10.9: Parâmetros medidos dos motores

	Ra		Kt		Ke	
	1.3	ohms	8.5	Oz-in/A	6.3	V/Krpm
SI	1.3	ohms	0,059972	N.m/A	0,059970	V/rad/s

E novamente, de (10.3.11) à (10.3.15), obtemos:

$$b_m = \frac{K_t}{K.R_a} \Rightarrow b_m = 0,0028 \frac{\text{N.m}}{\text{rad/s}}$$

$$J_m = T.b_m \Rightarrow J_m = 0,0000447 \text{ Kg.m}^2$$

$$\varphi_m = K.V_a - \bar{\omega}_{m_1} = 16,5.3,4 - 56 \Rightarrow \varphi_m = 0,10 \text{ rad/s}$$

$$c_m = \frac{\varphi_m \cdot J_m}{T} \Rightarrow c_m = 0,00028 \text{ N.m}$$

$$\tau_{0_m} = 0,0174 \text{ N.m}$$

$$\varepsilon_m = 0,42 \text{ rad/s}$$

Assim, o modelo dos motores será:

➤ Baseado em parâmetros nominais:

$$\dot{\omega}_m(t) + 62,5.\omega_m(t) + 6,25.\text{sgn}(\omega_m(t)) + 209,3.X = 1031,3.V_a(t) \quad (10.4.1)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_m(t)| > 0,42 \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_m(t) \leq 0,42 \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -0,42 \text{ rad/s} \leq \omega_m(t) < 0$$

➤ Baseado em parâmetros medidos:

$$\dot{\omega}_m(t) + 62,5 \cdot \omega_m(t) + 6,25 \cdot \text{sgn}(\omega_m(t)) + 388,8 \cdot X = 1031,3 \cdot V_a(t) \quad (10.4.2)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_m(t)| > 0,42 \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_m(t) \leq 0,42 \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -0,42 \text{ rad/s} \leq \omega_m(t) < 0$$

Em forma de diagrama do *Simulink*, os modelos ficam no formato abaixo:

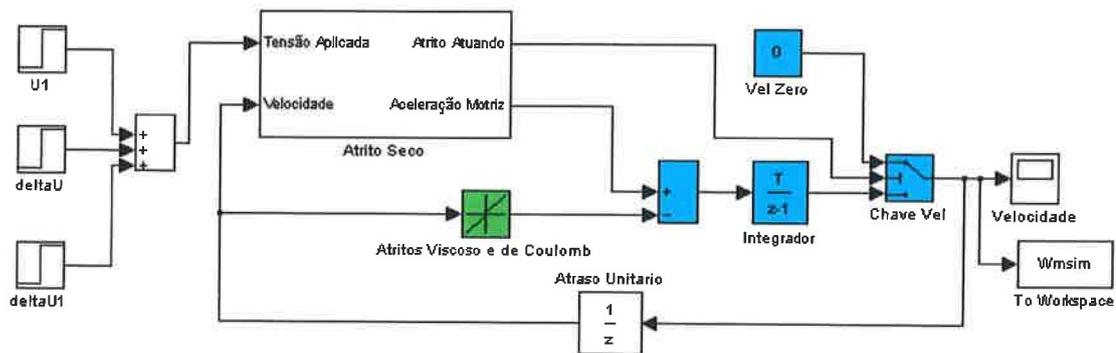


Figura 10.21: Modelo padrão em *Simulink* dos motores

Comparando (10.4.1) com (10.4.2), vemos que o único termo com coeficiente numericamente diferente é o de atrito seco e que ele é maior para o modelo baseado em parâmetros medidos, porém se considerarmos que a corrente nominal deste motor é $11,4 \text{ A}$ e que a corrente medida necessária para vencer o atrito seco é $0,29 \text{ A}$, ou seja, $2,5\%$, então, mesmo com a diferença apresentada entre os torques de destaque baseados em parâmetros teóricos e em medidos ($53,8\%$), podemos considerá-lo de baixa relevância (e isto fica claro nos resultados das modelagens dos eixos de elevação e azimute, já que a imprecisão de tais modelos em malha aberta é muito grande e a representatividade das dinâmicas dos motores são desprezíveis, conforme veremos) e, assim, a adoção do modelo a parâmetros nominais será satisfatória para representar a dinâmica dos motores.

A figura abaixo mostra este modelo sobreposto aos dados coletados no ensaio:

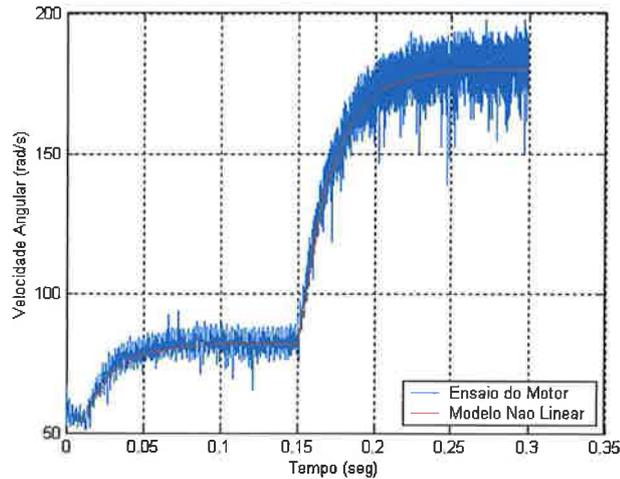


Figura 10.22: Comparação entre a resposta do motor e seu modelo não linear

Observamos então que o modelo levantado descreve adequadamente o comportamento dinâmico dos motores.

Como última observação, os tacômetros geram muito ruído, o que é comprovado pela própria Figura 10.22 que deveria ter a curva azul com baixa variação de valor pico a pico. Na prática, isto prejudica o sistema de controle.

10.5 PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE AZIMUTE

Na equação diferencial (3.3.31), os parâmetros desconhecidos são $J_{AZ}(\theta_{EL})$, $b_{AZ}(\theta_{EL})$, $\tau_{0,AZ}(\theta_{EL})$, ε_{AZ} e $c_{AZ}(\theta_{EL})$.

Utilizando novamente a metodologia discutida em Cruz et al (1999), vamos inicialmente desconsiderar as parcelas referentes aos atritos de *Coulomb* e de destaque em (3.3.31) e trabalhar na região de $-1,8V \leq V_{cont,AZ} \leq 1,8V$, o que nos fornece:

$$\begin{aligned} & \frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} + (J_{z_2}(\theta_{EL})) \cdot \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} + b_{tot,AZ}(\theta_{EL}) \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} = \\ & = N \cdot K_t \cdot (-0,2203 V_{cont,AZ}^3(t) - 0,0001 V_{cont,AZ}^2(t) + 3,7006 V_{cont,AZ}(t) + 0,0003) \end{aligned} \quad (10.5.1)$$

O primeiro termo de (10.5.1), $\frac{d(J_{z_2}(\theta_{EL}))}{dt} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt}$, possui derivadas de θ_{EL} , que não sabemos, *a priori*, quais são, mas que, fisicamente, devem ser derivada

primeira e/ou derivada segunda, correspondendo à velocidade e à aceleração, respectivamente. Vamos assumir inicialmente que o sistema esteja parado em

elevação, ou seja, $\frac{d^n \theta_{EL}}{dt^n} = 0$, $b_{totAZ}(\theta_{EL}) = b_{totAZ}$ e $J_{z_2}(\theta_{EL}) = J_{z_2}$, assim (10.5.1) se reduz

a:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \theta_{AZ}}{dt^2} + \frac{b_{totAZ}}{J_{z_2}} \cdot \frac{d\theta_{AZ}}{dt} &= \\ &= \frac{N.K_t \cdot (-0,2203.V_{contAZ}^3(t) - 0,0001.V_{contAZ}^2(t) + 3,7006.V_{contAZ}(t) + 0,0003)}{J_{z_2}} \end{aligned} \quad (10.5.2)$$

Por simplicidade de notação, vamos fazer:

$$\frac{d\theta_{AZ}}{dt} = \omega_{AZ} \quad (10.5.3)$$

E para que se possa mudar do domínio do tempo para o domínio de *Laplace*, escreveremos (10.5.2) em termos de $I_{out_{ampAZ}}(t)$, utilizando-se da igualdade:

$$I_{out_{ampAZ}}(t) = -0,2203.V_{contAZ}^3(t) - 0,0001.V_{contAZ}^2(t) + 3,7006.V_{contAZ}(t) + 0,0003 \quad (10.5.4)$$

Assim:

$$\dot{\omega}_{AZ} + \frac{b_{totAZ}}{J_{z_2}} \cdot \omega_{AZ} = \frac{N.K_t}{J_{z_2}} \cdot I_{out_{ampAZ}}(t) \quad (10.5.5)$$

Passando (10.5.5) para o domínio de *Laplace*:

$$s \cdot \Omega_{AZ}(s) + \frac{b_{totAZ}}{J_{z_2}} \cdot \Omega_{AZ}(s) = \frac{N.K_t}{J_{z_2}} \cdot I_{out_{ampAZ}}(s) \quad (10.5.6)$$

E, finalmente:

$$\frac{\Omega_{AZ}(s)}{I_{out_{ampAZ}}(s)} = \frac{N.K_t}{\frac{J_{z_2}}{b_{totAZ}} \cdot s + 1} \quad (10.5.7)$$

Como já sabemos, (10.5.7) pode ser estimada por meio de sua resposta ao degrau:

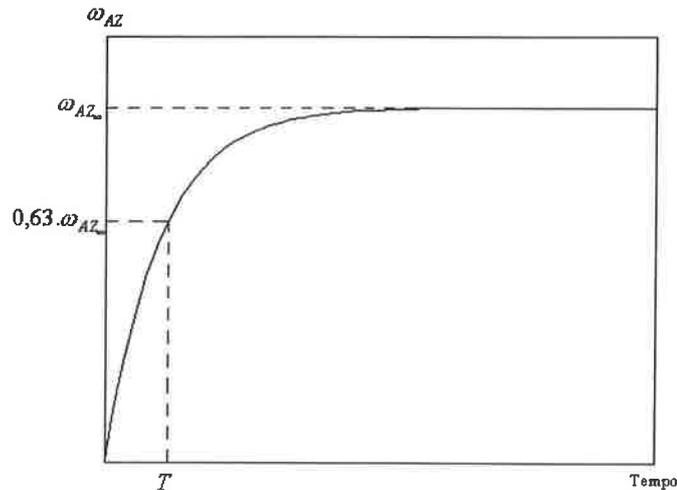


Figura 10.23: Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem

Em regime permanente, (10.5.7) se torna:

$$\frac{\omega_{AZ_\infty}}{I_{out_amp_AZ}} = \frac{N \cdot K_t}{b_{tot_AZ}} \Leftrightarrow b_{tot_AZ} = \frac{N \cdot K_t}{\omega_{AZ_\infty}} \cdot I_{out_amp_AZ} \quad (10.5.8)$$

Uma vez que se tenha levantado a resposta ao degrau do sistema de azimute, basta identificar o valor de ω_{AZ_∞} e fazer as substituições numéricas em (10.5.8) para se obter o valor de b_{tot_AZ} .

Além disso:

$$\omega_{AZ}(T) \cong 0,63 \cdot \omega_{AZ_\infty} \quad (10.5.9)$$

E por inspeção visual podemos identificar quanto vale T (constante de tempo). Mas T também é dado por:

$$T = \frac{J_{z_2}}{b_{tot_AZ}} \Leftrightarrow J_{z_2} = b_{tot_AZ} \cdot T \quad (10.5.10)$$

E assim tiramos J_{z_2} e b_{tot_AZ} .

Novamente, se o modelo do sistema de azimute fosse linear, a metodologia descrita acima resolveria o problema, porém nosso modelo inclui não linearidades, mas, mesmo assim, ainda podemos aproveitar essa metodologia.

Considere agora o sistema descrito pela equação (3.3.31) sem o atrito de destaque e ainda com $\frac{d^n \theta_{EL}}{dt^n} = 0$, ou seja:

$$\dot{\omega}_{AZ} + \frac{b_{totAZ}}{J_{z_2}} \omega_{AZ} + \frac{c_{totAZ}}{J_{z_2}} \text{sgn}(\omega_{AZ}) = \frac{N.K_t}{J_{z_2}} I_{out_{empAZ}}(t) \quad (10.5.11)$$

Suponha que para uma entrada $u_1(t)$ sua resposta seja $\omega_{AZ_1}(t)$ e que para uma entrada $u_2(t)$ a resposta seja $\omega_{AZ_2}(t)$. Admita também que para $t > t_0$, a diferença

$$z(t) = \omega_{AZ_1}(t) - \omega_{AZ_2}(t) \quad (10.5.12)$$

entre as duas respostas seja regida pelo modelo:

$$\dot{z}(t) + \frac{z(t)}{T} = \frac{K}{T} (u_1(t) - u_2(t)) \quad (10.5.13)$$

(10.5.13) é linear, apesar do atrito de *Coulomb*. Para levantar este modelo, basta excitar os motores inicialmente com um degrau de amplitude U_1 , e quando atingido o regime permanente, isto é, quando a velocidade angular no eixo de azimute for $\bar{\omega}_{AZ_1}$ constante (ou seja, quando $t = t_0$), altera-se a entrada adicionando-se mais um degrau ΔU de modo que a entrada adquira o valor $U_2 = U_1 + \Delta U$, obtendo-se uma curva como a da Figura 10.24, onde $\bar{\omega}_{AZ_2}$ é a velocidade angular resultante em regime estacionário após a aplicação do segundo degrau.

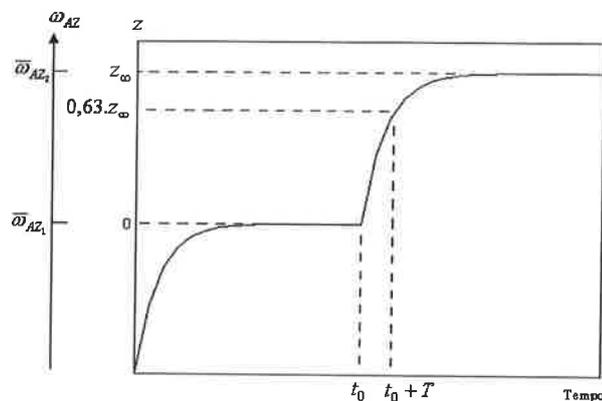


Figura 10.24: Curva para a identificação do atrito de *Coulomb* em azimute

A partir dessa curva obtém-se diretamente T , já que:

$$z(T) \cong 0,63 \cdot z_{\infty} \quad (10.5.14)$$

Calcula-se K como:

$$K = \frac{z_{\infty}}{\Delta U} \quad (10.5.15)$$

Novamente, pode-se utilizar um algoritmo de busca de soluções que encontre o melhor par de valores (K, T) que minimize o erro entre a curva experimental e a determinada pelo par (K, T) .

Lembrando-se de (10.5.8):

$$K = \frac{N.K_t}{b_{totAZ}} \Leftrightarrow b_{totAZ} = \frac{N.K_t}{K} \quad (10.5.16)$$

E de (10.5.10):

$$J_{z_2} = b_{totAZ} \cdot T \quad (10.5.17)$$

E, finalmente, em regime permanente, a equação (10.5.11) é utilizada para estimar φ_{AZ} da seguinte forma: seja $\bar{\omega}_{AZ_1}$ um valor positivo de regime de velocidade após o primeiro degrau de corrente U_1 , então (10.5.11) se reduz a:

$$b_{totAZ} \cdot \bar{\omega}_{AZ_1} + c_{totAZ} = N.K_t.U_1 \Leftrightarrow \frac{c_{totAZ}}{b_{totAZ}} = \frac{N.K_t}{b_{totAZ}}.U_1 - \bar{\omega}_{AZ_1} \quad (10.5.18)$$

Em vista de (10.5.16) e fazendo $\frac{c_{totAZ}}{b_{totAZ}} = \varphi_{AZ}$, temos:

$$\varphi_{AZ} = K.U_1 - \bar{\omega}_{AZ_1} \quad (10.5.19)$$

$$E \ c_{totAZ} = \varphi_{AZ} \cdot b_{totAZ} \quad (10.5.20)$$

Em equilíbrio estático $\frac{d\theta_{AZ}}{dt} = \frac{d^2\theta_{AZ}}{dt^2} = 0$ e no limite para o início do movimento no sentido positivo, (3.3.31) se reduz a:

$$\tau_{0_{totAZ}} = N.K_t \cdot I_{out_{ampAZ}}(t) \quad (10.5.21)$$

Com (10.5.21) é possível levantar então o valor de $\tau_{0_{totAZ}}$ aplicando-se um degrau de corrente $I_{out_{ampAZ}}(t)$ ou, equivalentemente, um degrau de tensão $V_{contAZ}(t)$, correspondente ao torque necessário para o início do movimento.

O procedimento até aqui descrito resolve o problema de identificação dos parâmetros para um dado θ_{EL} , mas, como sabemos, (3.3.31) deve valer para qualquer θ_{EL} e, mais que isso, para $\frac{d^n \theta_{EL}}{dt^n} \neq 0$. Assim, é necessário repetir o procedimento descrito acima para diversos θ_{EL} de modo que possam ser levantadas as funções que

descrevem $J_{AZ}(\theta_{EL})$, $b_{AZ}(\theta_{EL})$, $\tau_{0_{AZ}}(\theta_{EL})$ e $c_{AZ}(\theta_{EL})$, finalizando, assim, a determinação dos parâmetros.

Esquemáticamente, o experimento a ser realizado para o levantamento do modelo dado pela equação (3.3.31) é mostrado na figura abaixo:

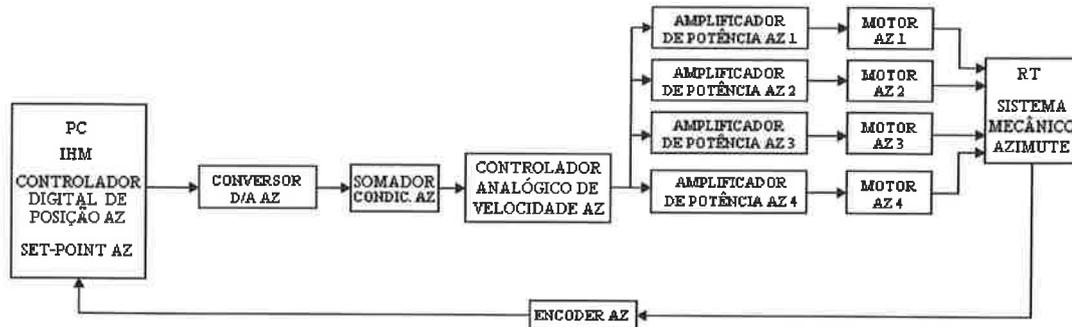


Figura 10.25: Montagem para ensaio do sistema de azimute

Vemos pela figura acima que a velocidade do eixo de azimute ω_{AZ} não é medida diretamente, isto porque não existe um sensor instalado que faça tal função. Assim, essa grandeza será obtida indiretamente pela derivação digital da posição lida do *encoder* de azimute, já que este é bem mais preciso que os tacômetros dos motores (que poderiam ser utilizados) e os dados já são adquiridos digitalmente e guardados em planilhas eletrônicas, o que facilita o trabalho de modelagem.

Outras duas considerações importantes sobre a montagem acima são: o dado recebido do *encoder* é filtrado digitalmente antes de ser derivado, o que elimina o risco de derivação de eventuais ruídos⁸; e a presença do controlador analógico de velocidade deve-se ao fato de que o mesmo é simplesmente um ganho. Para retirá-lo fisicamente é necessário mexer em conexões pouco práticas. Assim, é mais fácil deixá-lo na malha direta e considerá-lo como parte do ganho do condicionador / somador.

Finalmente, os valores de posição final de elevação ($\theta_{EL}(t)$) serão lidos também diretamente da *IHM*.

⁸ Vide Apêndice 10.9 para projeto do filtro.

10.6 DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE AZIMUTE

Os resultados que serão apresentados aqui são válidos apenas para ganhos de condicionadores e amplificadores conforme o item 10.2, para motores conforme o item 10.4 e com o receptor solar de 48 GHz instalado na antena, pois, como diferentes equipamentos são utilizados na antena conforme o tipo de medição que se deseja fazer, o modelo de azimute varia com o peso do receptor (que aumenta ou diminui a condição de desbalanceamento da elevação).

Antes de entrarmos propriamente na exposição dos resultados quantitativos, faz-se necessária uma análise qualitativa baseada em algumas respostas ao degrau colhidas durante a fase inicial das atividades práticas. Trata-se das respostas ao degrau triplo do eixo de azimute antes do ajuste de balanceamento do eixo de elevação (o 1º degrau foi aplicado em $t = 0$, o 2º em $t = 20$ e o 3º em $t = 40$):

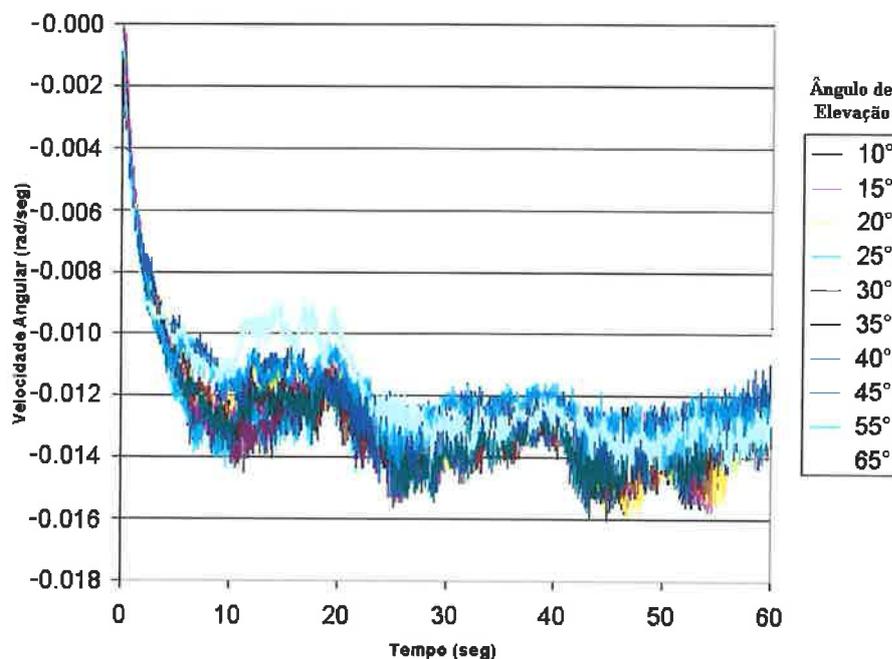


Figura 10.26: Respostas ao degrau triplo do azimute negativo para diversas elevações antes do balanceamento

Por estas respostas podemos observar que o sistema de azimute, além de operar com sinais ruidosos, apresenta outras não linearidades, além das incluídas no modelo (3.3.31). Três efeitos que contribuem para o comportamento observado são:

a dependência dos atritos com relação ao ângulo de elevação⁹, o que se traduz no fato de não observarmos um valor de regime bem definido na Figura 10.26; a existência de torção no sistema mecânico de posicionamento, o que se traduz nos picos de velocidade observados no início de cada degrau; e o desbalanceamento do eixo de elevação, que interfere tanto na amplitude dos atritos como na dinâmica de azimute, o que ficará claro mais adiante.

É possível notar nas respostas que não há uma diferença sistemática que caracterize uma dependência clara e relevante entre a variação do momento de inércia do radiotelescópio e a resposta dinâmica do sistema, assim como também não é possível dizer que a variação do atrito de *Coulomb* de azimute em função do ângulo de elevação seja relevante em meio a tanto ruído e fontes de não linearidade. Portanto, simplificações tornam-se necessárias para que a obtenção do modelo seja possível. Neste sentido, faremos com que $J_{AZ}(\theta_{EL}) = J_{AZ}$, $b_{AZ}(\theta_{EL}) = b_{AZ}$ e $c_{AZ}(\theta_{EL}) = c_{AZ}$.

Como o efeito de torção e a inexatidão do valor de regime são pronunciados, sendo que o primeiro pode ou não ocorrer, dependendo das condições iniciais e se há ou não inversão do sentido do movimento, o modelo será baseado numa curva média de resposta. Para tanto, quatro curvas serão levantadas: duas com 45° de elevação (uma com torção pronunciada e a outra não), já que esta é a posição central dos limites de operação do eixo de elevação; e duas com 80° (uma com torção pronunciada e a outra não), visto que este é um valor próximo do limite superior e está numa região bastante utilizada nas operações usuais de observação do radiotelescópio. Uma vez que se verifique que as respostas a 80° são próximas das a 45°, o modelo será obtido da média das respostas a 45° e valerá para todos os ângulos. Obviamente esta é aproximação que deverá ser validada.

Por fim, o balanceamento da elevação faz-se necessário para minimizar parte dos efeitos não lineares.

Passemos aos resultados quantitativos. Como a dinâmica para cada sentido de rotação dos eixos é diferente, é necessário modelá-los separadamente.

⁹ Uma demonstração clara deste problema aconteceu durante os ensaios num dado momento em que o radiotelescópio parou de se movimentar devido ao aumento do atrito, mesmo com um degrau de grande valor sendo aplicado no sistema. Para restabelecer a operação do radiotelescópio foi necessário que o técnico de manutenção subisse na torre e empurrasse a parábola com a mão!!!

Começando pelo sentido positivo de deslocamento, as respostas ao degrau duplo em malha aberta do sistema de azimute para $V_{cont_{AZ}} = U_1 = 1,1V$, $V_{cont_{AZ}} = U_2 = U_1 + \Delta U = 1,3V$ e θ_{EL} de 45° e 80° , após o balanceamento, são:

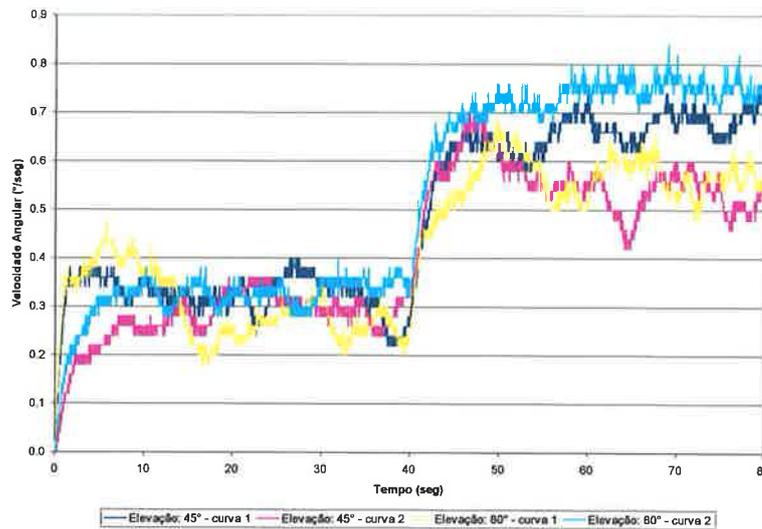


Figura 10.27: Resposta ao degrau duplo de azimute positivo p/ elevações de 45° e 80°

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio de Azimute Positivo.xls**”.

A análise destas respostas aponta para problemas mecânicos associados ainda ao balanceamento da elevação e variação do atrito, isto, porque há uma variação no valor de regime do segundo degrau muito grande e não por não ter sido possível fazer um ajuste de balanceamento muito preciso por razões práticas. Vemos também a ação da torção no primeiro degrau na *curva 1* de elevação 45° e não o vemos na *curva 2*.

Apesar das não linearidades, essas respostas são essencialmente de primeira ordem, o que confirma parte das expectativas da fase de modelagem, porém, como elas não têm valores de regime bem definidos, a identificação dos parâmetros torna-se um tanto quanto grosseira.

Utilizando-se um algoritmo de busca de pares (K,T) baseado na minimização do erro quadrático integrado $(\sum_{i=1}^n (\omega_{m_{med}} - \omega_{m_{sim}})^2)$, cujo nome de arquivo é “**BuscaCurvaNaoLinearPosMedia45.m**” e encontra-se no CD que acompanha esta dissertação, são obtidos os seguintes resultados:

$$K_p = 0,0075 \frac{\text{rad}}{A \cdot s}$$

$$T_p = 1,4 \text{ seg}$$

Onde o índice p refere-se ao azimute positivo.

De (10.5.16) à (10.5.21) obtemos:

$$b_{\text{tot}_{AZ_p}} = \frac{N \cdot K_t}{K_p} \Rightarrow b_{\text{tot}_{AZ_p}} = 136980 \frac{\text{N.m}}{\text{rad/s}}$$

$$J_{z_{2_p}} = b_{\text{tot}_{AZ_p}} \cdot T_p \Rightarrow J_{z_{2_p}} = 191771 \text{ Kg.m}^2$$

$$\varphi_{AZ_p} = K_p \cdot U_1 - \bar{\omega}_{AZ_{1_p}} \Rightarrow \varphi_{AZ_p} = 0,0221 \text{ rad/s}$$

$$c_{\text{tot}_{AZ_p}} = \frac{\varphi_{AZ_p} \cdot J_{z_{2_p}}}{T_p} \Rightarrow c_{\text{tot}_{AZ_p}} = 3031,7 \text{ N.m}$$

Tanto para $\theta_{EL} = 45^\circ$, quanto para $\theta_{EL} = 80^\circ$, a tensão de controle necessária para vencer o atrito de destaque é de $0,7 V$, o que corresponde a:

$$I_{\text{out}_{amp_{AZ}}} = 2,5402 A$$

Então o torque de destaque para qualquer ângulo vale:

$$\tau_{0_{\text{tot}_{AZ_p}}} = N \cdot K_t \cdot I_{\text{out}_{amp_{AZ}}} \Rightarrow \tau_{0_{\text{tot}_{AZ_p}}} = 2610 \text{ N.m}$$

O resultado acima é bastante interessante, pois implica que $\tau_{0_{\text{tot}_{AZ_p}}}(\theta_{EL}) = \tau_{0_{\text{tot}_{AZ_p}}}$, o que simplifica o modelo.

Calculando as parcelas dos resultados acima referentes apenas ao sistema mecânico, temos:

$$b_{AZ_p} = b_{\text{tot}_{AZ_p}} - 4 \cdot N \cdot b_m = 136980 - 4 \cdot 1.8187 \cdot 0,0049 \Rightarrow b_{AZ_p} = 136624 \frac{\text{N.m}}{\text{rad/s}}$$

$$J_{AZ_p} = J_{z_{2_p}} - 4 \cdot N \cdot J_m = 191771 - 4 \cdot 1.8187 \cdot 0,0000783 \Rightarrow J_{AZ_p} = 191765 \text{ Kg.m}^2$$

$$c_{AZ_p} = c_{\text{tot}_{AZ_p}} - 4 \cdot N \cdot c_m = 3031,7 - 4 \cdot 1.8187 \cdot 0,00049 \Rightarrow c_{AZ_p} = 2996,1 \text{ N.m}$$

$$\tau_{0_{AZ_p}} = \tau_{0_{\text{tot}_{AZ_p}}} - 4 \cdot N \cdot \tau_{0_m} = 2610 - 4 \cdot 1.8187 \cdot 0,0164 \Rightarrow \tau_{0_{AZ_p}} = 1416,6 \text{ N.m}$$

A velocidade a partir da qual o atrito de destaque deixa de atuar será adotada como $\varepsilon_{AZ_p} = 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$, já que pequenas velocidades no radiotelescópio são da ordem de $0,0005 \text{ }^\circ/\text{s}$.

Assim, o modelo para o azimute no sentido positivo de deslocamento será:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143\omega_{AZ}(t) + 0,01581\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01361X &= 0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} > 1,8V \\ \dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143\omega_{AZ}(t) + 0,01581\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01361X &= \\ = 0,005357(-0,2203V_{cont_{AZ}}^3(t) - 0,0001V_{cont_{AZ}}^2(t) + 3,7006V_{cont_{AZ}}(t) + 0,0003) &, \text{ se } -1,8V \leq V_{cont_{AZ}} \leq 1,8V \\ \dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143\omega_{AZ}(t) + 0,01581\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01361X &= -0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} < -1,8V \end{aligned} \quad (10.6.1)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{AZ}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{AZ}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{AZ}(t) < 0$$

Para o sentido negativo, as respostas ao degrau duplo em malha aberta com $V_{cont_{AZ}} = U_1 = -1,2V$, $V_{cont_{AZ}} = U_2 = U_1 + \Delta U = -1,5V$ e θ_{EL} de 45° e 80° , após o balanceamento, são:

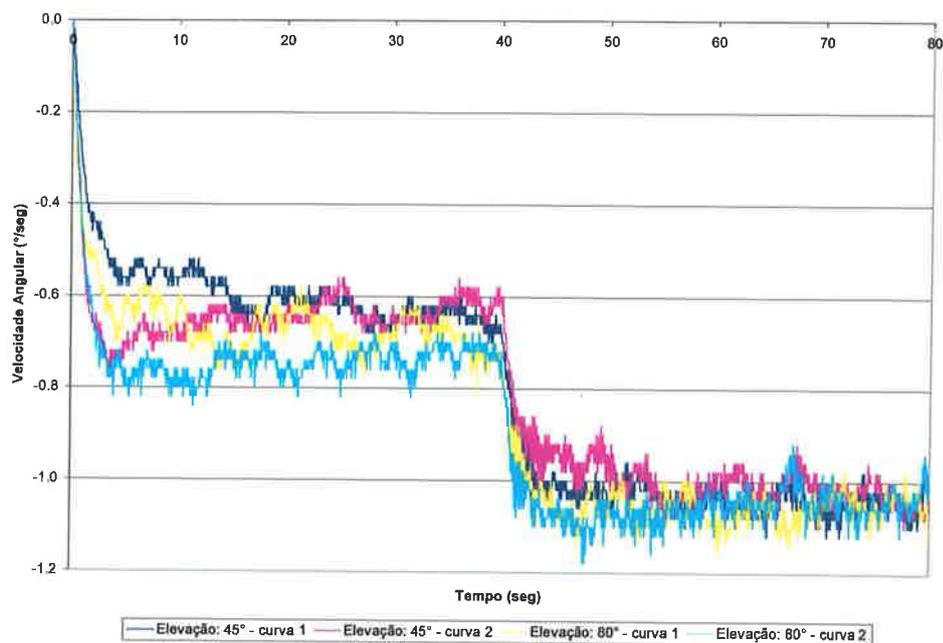


Figura 10.28: Resposta ao degrau duplo de azimute negativo p/ elevações de 45° e 80°

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio de Azimute Negativo.xls**”.

No sentido negativo de movimento, a influência do balanceamento (ou desbalanceamento) é menor, propiciando curvas com valores de regime próximos,

que também se deve ao fato do desgaste mecânico ser menor, o que diminui a variação do atrito com a posição de azimute. Isto faz com que tenhamos modelos mais precisos em relação ao azimute positivo, porém continuamos vendo a ação da torção no primeiro degrau, que é pronunciada na *curva 2* de elevação 45° e não a é na *curva 1*.

Utilizando-se o algoritmo de busca de pares (K, T) baseado na minimização do erro quadrático integrado $(\sum_{i=1}^n (\omega_{m_{imed}} - \omega_{m_{sim}})^2)$, cujo nome de arquivo é “BuscaCurvaNaoLinearNegMedia45.m” e encontra-se no CD que acompanha esta dissertação, são obtidos os seguintes resultados:

$$K_n = 0,0075 \frac{rad/s}{A}$$

$$T_n = 1,4seg$$

Onde o índice n refere-se ao azimute negativo.

De (10.5.16) à (10.5.21) obtemos:

$$b_{totAZ_n} = \frac{N.K_t}{K_n} \Rightarrow b_{totAZ_n} = 136979 \frac{N.m}{rad/s}$$

$$J_{z_{2_n}} = b_{totAZ_n} . T_n \Rightarrow J_{z_{2_n}} = 191771 Kg.m^2$$

$$\varphi_{AZ_n} = K_n . U_1 - \bar{\omega}_{AZ_{1_n}} \Rightarrow \varphi_{AZ_n} = 0,0189 rad/s$$

$$c_{totAZ_n} = \frac{\varphi_{AZ_n} . J_{z_{2_n}}}{T_n} \Rightarrow c_{totAZ_n} = 2595,6 N.m$$

Para $\theta_{EL} = 45^\circ$ a tensão de controle necessária para vencer o atrito de destaque é de $-0,7V$, e para $\theta_{EL} = 80^\circ$ esta tensão aumenta para $-0,8V$, porém a experiência prática nos mostra que esta variação em 35° não é relevante, assim o valor médio de $-0,75V$ é suficiente para descrever o atrito de destaque nesta região, o que corresponde a:

$$I_{out_{ampAZ}} = -2,7013A$$

Então o torque de destaque para qualquer ângulo vale:

$$\tau_{0_{totAZ_n}} = N.K_t . I_{out_{ampAZ}} \Rightarrow \tau_{0_{totAZ_n}} = 2775,2 N.m$$

Calculando as parcelas dos resultados acima referentes apenas ao sistema mecânico, temos:

$$b_{AZ_n} = b_{tot_{AZ_n}} - 4.N.b_m = 136979 - 4.18187.0,0049 \Rightarrow b_{AZ_n} = 136623 \frac{N.m}{rad/s}$$

$$J_{AZ_n} = J_{z_{2n}} - 4.N.J_m = 191771 - 4.18187.0,0000783 \Rightarrow J_{AZ_n} = 191765 Kg.m^2$$

$$c_{AZ_n} = c_{tot_{AZ_n}} - 4.N.c_m = 2595,6 - 4.18187.0,00049 \Rightarrow c_{AZ_n} = 2560,0 N.m$$

$$\tau_{0_{AZ_n}} = \tau_{0_{tot_{AZ_n}}} - 4.N.\tau_{0_m} = 2775,2 - 4.18187.0,0164 \Rightarrow \tau_{0_{AZ_n}} = 1582,1 N.m$$

A velocidade a partir da qual o atrito de destaque deixa de atuar será adotada como $\varepsilon_{AZ_n} = 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$, já que pequenas velocidades no radiotelescópio são da ordem de 0,0005 °/s.

Assim, o modelo para o azimute no sentido positivo de deslocamento será:

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143.\omega_{AZ}(t) + 0,01353.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01447.X = 0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} > 1,8V$$

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143.\omega_{AZ}(t) + 0,01353.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01447.X = 0,005357.(-0,2203.V_{cont_{AZ}}^3(t) - 0,0001.V_{cont_{AZ}}^2(t) + 3,7006.V_{cont_{AZ}}(t) + 0,0003), \text{ se } -1,8V \leq V_{cont_{AZ}} \leq 1,8V$$

$$\dot{\omega}_{AZ}(t) + 0,7143.\omega_{AZ}(t) + 0,01353.\text{sgn}(\omega_{AZ}(t)) + 0,01447.X = -0,02893, \text{ se } V_{cont_{AZ}} < -1,8V \text{ (10.6.2)}$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{AZ}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{AZ}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{AZ}(t) < 0$$

Em forma de diagrama do *Simulink*, os modelos ficam no formato a seguir:

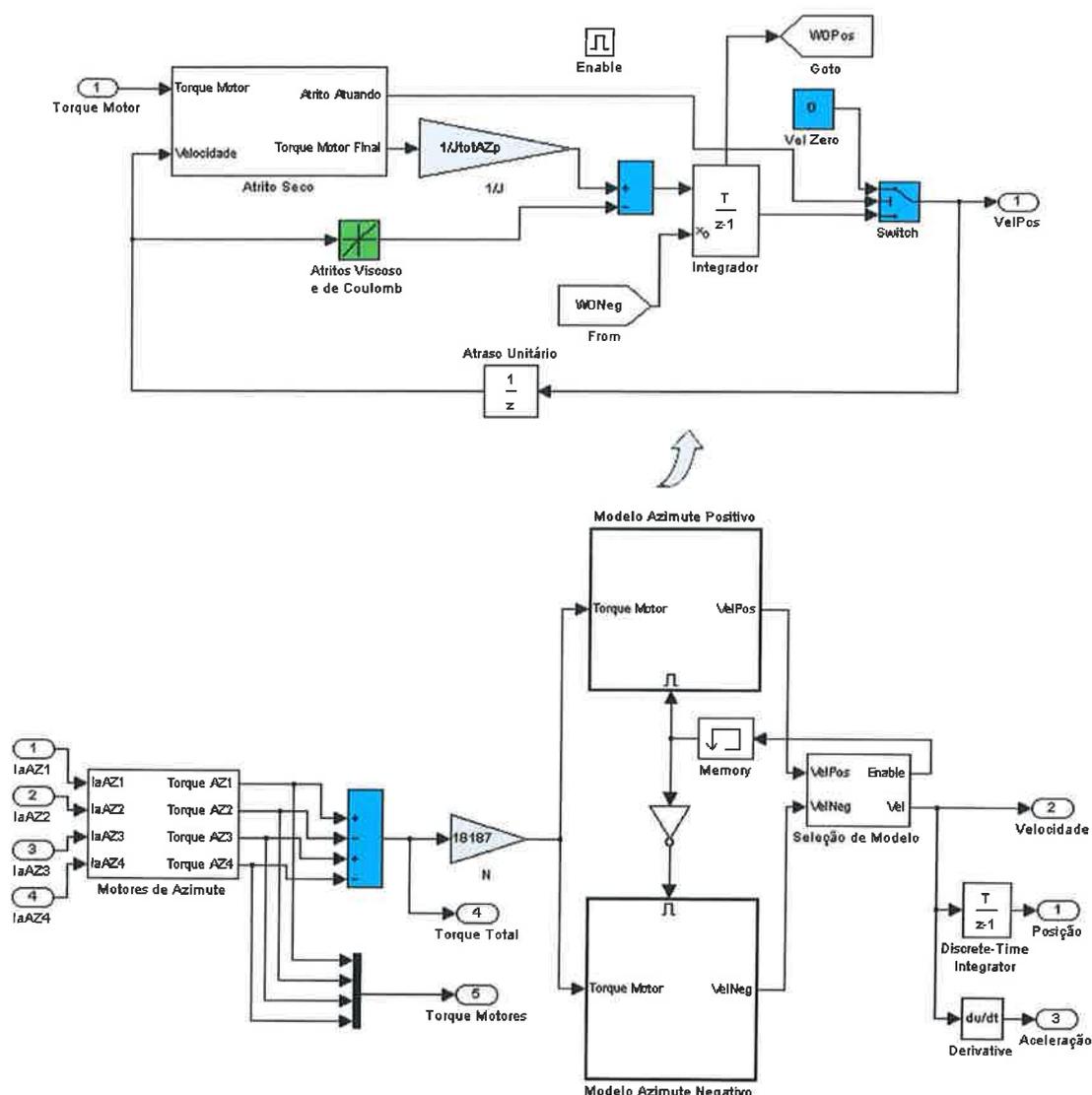


Figura 10.29: Modelo em *Simulink* de azimuth positivo

A figura acima não contém os amplificadores, mas os mesmos já foram mostrados na Figura 10.14.

As próximas duas figuras mostram as respostas deste modelo sobrepostas às curvas médias para elevação de 45° :

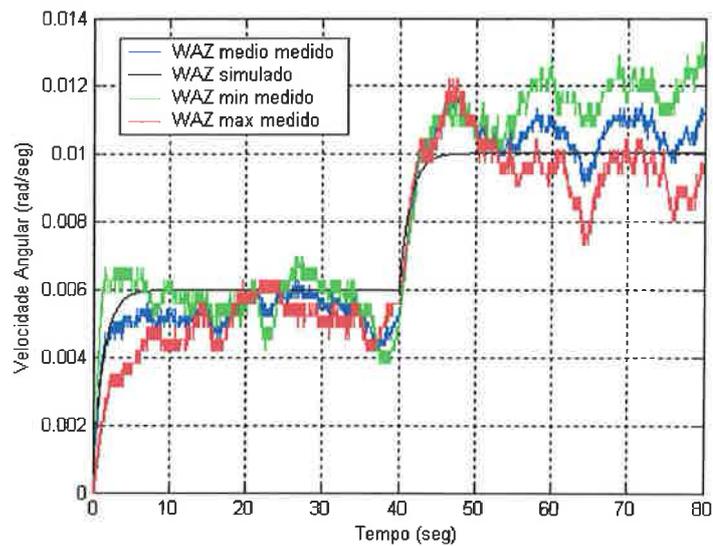


Figura 10.30: Comparação entre a resposta de azimuth positivo com elevação de 45° e o modelo não linear obtido da mesma

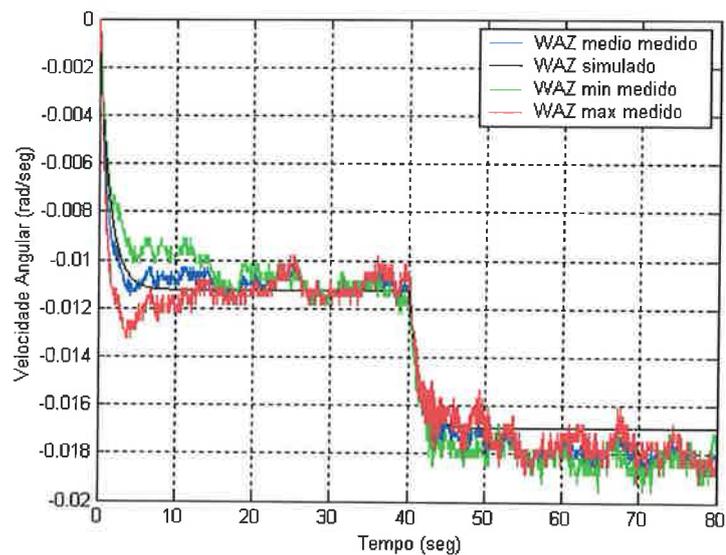


Figura 10.31: Comparação entre a resposta de azimuth negativo com elevação de 45° e o modelo não linear obtido da mesma

Para validação do modelo foram tomadas duas curvas com a elevação em 60° .

No caso do deslocamento no sentido positivo, aplicando-se degraus de $V_{cont_{AZ}} = U_1 = 1,2V$ e $V_{cont_{AZ}} = U_2 = U_1 + \Delta U = 1,4V$, as respostas real e do modelo foram:

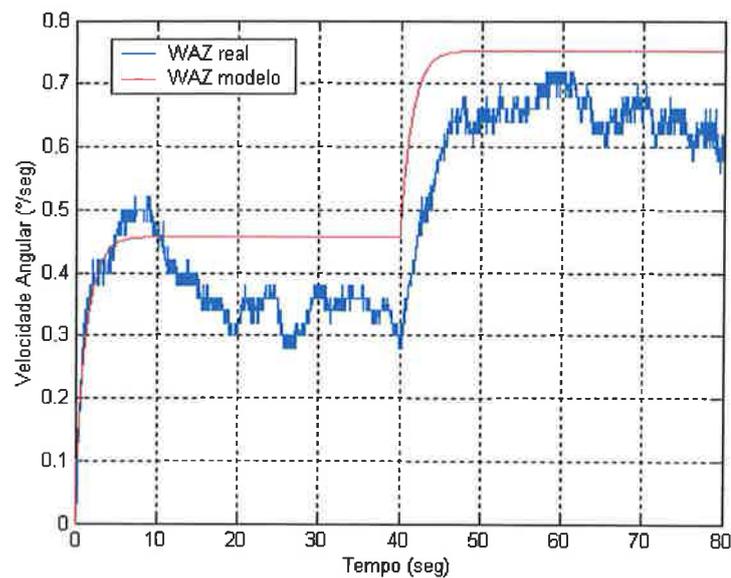


Figura 10.32: Validação do modelo de azimuth positivo para elevação de 60°

No caso do deslocamento no sentido negativo, aplicando-se degraus de $V_{cont_{AZ}} = U_1 = -1,1V$ e $V_{cont_{AZ}} = U_2 = U_1 + \Delta U = -1,3V$, as respostas real e do modelo foram:

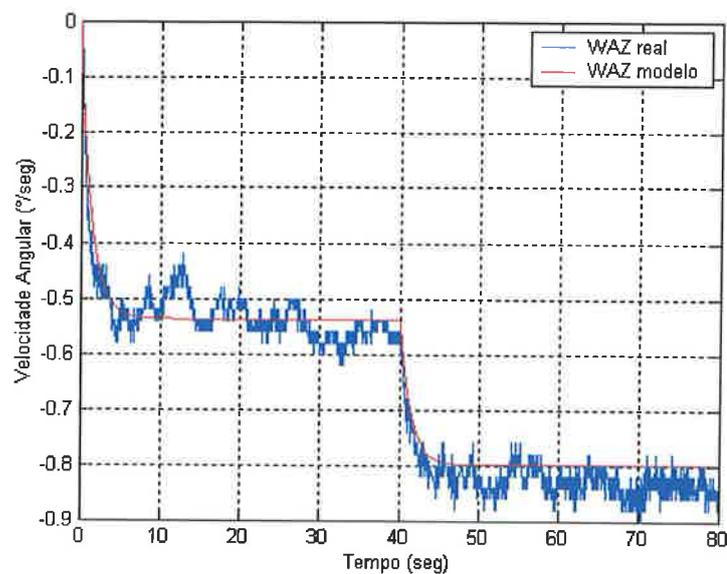


Figura 10.33: Validação do modelo de azimuth negativo para elevação de 60°

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Validação do Eixo de Azimute.xls**”.

Vemos que o modelo para o sentido positivo não é muito adequado, uma vez que o erro na validação é bastante alto. Já no sentido negativo a modelagem se mostrou bastante satisfatória.

O capítulo de *Análise dos Resultados* traz uma discussão destas constatações. Por hora, deve-se ter em mente que o sistema mecânico opera em malha fechada com o controlador, reduzindo drasticamente o efeito do erro de modelagem e, por isto, este modelo será considerado satisfatório e utilizado no projeto dos controladores (capítulo 5).

10.7 PROCEDIMENTO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE ELEVAÇÃO

Na equação diferencial (3.4.23), os parâmetros desconhecidos são J_{EL} , b_{EL} , $\tau_{0_{EL}}$, ε_{EL} , c_{EL} , M e ρ .

Em (3.4.23) notamos que a presença do termo de torque devido à força peso constitui um problema para a aplicabilidade da metodologia de identificação utilizada anteriormente no eixo de azimute e nos motores, já que lidávamos com sistemas linearizados. Isto faz com que um passo a mais seja necessário para viabilizar tal aplicabilidade para o eixo de elevação.

Este passo consiste em garantir que o eixo de elevação esteja balanceado, ou seja, que o centro de massa do sistema esteja muito próximo, ou mesmo, sobre o eixo de elevação, o que torna o termo em *coseno* de (3.4.23) desprezível. Uma vez garantida tal condição, podemos retomar a metodologia utilizada para o azimute.

Vamos, então, inicialmente desconsiderar as parcelas referentes à força peso e aos atritos de *Coulomb* e de destaque em (3.4.23) e trabalhar na região de $-1,8V \leq V_{con_{EL}} \leq 1,8V$, o que nos fornece:

$$J_{x_1} \cdot \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} + b_{\tau_{0_{EL}}} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} = N.K_t \cdot (2,8792V_{con_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{con_{EL}}^2(t) - 12,054V_{con_{EL}}(t) + 0,01) \quad (10.7.1)$$

Ou seja:

$$\frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} + \frac{b_{\tau_{0_{EL}}}}{J_{x_1}} \cdot \frac{d\theta_{EL}}{dt} = \frac{N.K_t \cdot (2,8792V_{con_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{con_{EL}}^2(t) - 12,054V_{con_{EL}}(t) + 0,01)}{J_{x_1}} \quad (10.7.2)$$

Por simplicidade de notação, vamos fazer:

$$\frac{d\theta_{EL}}{dt} = \omega_{EL} \quad (10.7.3)$$

E para que se possa mudar do domínio do tempo para o domínio de *Laplace*, escreveremos (10.7.2) em termos de $I_{out_{ampEL}}(t)$, utilizando-se da igualdade:

$$I_{out_{ampEL}}(t) = 2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011 \quad (10.7.4)$$

Assim:

$$\dot{\omega}_{EL} + \frac{b_{totEL}}{J_{x_1}} \omega_{EL} = \frac{N.K_t}{J_{x_1}} I_{out_{ampEL}}(t) \quad (10.7.5)$$

Passando (10.7.5) para o domínio de *Laplace*:

$$s\Omega_{EL}(s) + \frac{b_{totEL}}{J_{x_1}} \Omega_{EL}(s) = \frac{N.K_t}{J_{x_1}} I_{out_{ampEL}}(s) \quad (10.7.6)$$

E, finalmente:

$$\frac{\Omega_{EL}(s)}{I_{out_{ampEL}}(s)} = \frac{\frac{N.K_t}{b_{totEL}}}{\frac{J_{x_1}}{b_{totEL}}s + 1} \quad (10.7.7)$$

Como já sabemos, (10.7.7) pode ser estimada por meio de sua resposta ao degrau:

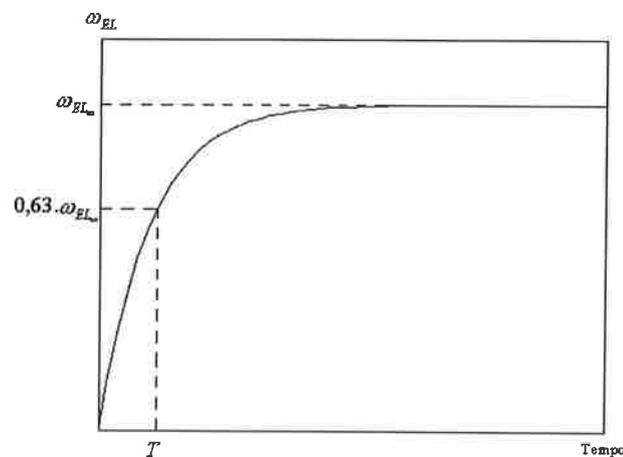


Figura 10.34: Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem

Em regime permanente, (10.7.7) se torna:

$$\frac{\omega_{EL\infty}}{I_{out_{ampEL}}} = \frac{N.K_t}{b_{totEL}} \Leftrightarrow b_{totEL} = \frac{N.K_t}{\omega_{EL\infty}} I_{out_{ampEL}} \quad (10.7.8)$$

Uma vez que se tenha levantado a resposta ao degrau do sistema de azimute, basta identificar o valor de ω_{EL_∞} e fazer as substituições numéricas em (10.7.8) para se obter o valor de $b_{tot_{EL}}$.

Além disso:

$$\omega_{EL}(T) \cong 0,63 \cdot \omega_{EL_\infty} \quad (10.7.9)$$

E por inspeção visual podemos identificar quanto vale T (constante de tempo). Mas T também é dado por:

$$T = \frac{J_{x_1}}{b_{tot_{EL}}} \Leftrightarrow J_{x_1} = b_{tot_{EL}} \cdot T \quad (10.7.10)$$

E assim tiramos J_{x_1} e $b_{tot_{EL}}$.

Se o modelo do sistema de elevação fosse linear, a metodologia descrita acima resolveria o problema, porém nosso modelo inclui não linearidades.

Considere agora o sistema descrito pela equação (3.4.23) sem o atrito de destaque e balanceado, ou seja:

$$\dot{\omega}_{EL} + \frac{b_{tot_{EL}}}{J_{x_1}} \cdot \omega_{EL} + \frac{c_{tot_{EL}}}{J_{x_1}} \cdot \text{sgn}(\omega_{EL}) = \frac{N \cdot K_t}{J_{x_1}} \cdot I_{out_{amp_{EL}}}(t) \quad (10.7.11)$$

Suponha que para uma entrada $u_1(t)$ sua resposta seja $\omega_{EL_1}(t)$ e que para uma entrada $u_2(t)$ a resposta seja $\omega_{EL_2}(t)$. Admita também que para $t > t_0$, a diferença

$$z(t) = \omega_{EL_1}(t) - \omega_{EL_2}(t) \quad (10.7.12)$$

entre as duas respostas seja regida pelo modelo:

$$\dot{z}(t) + \frac{z(t)}{T} = \frac{K}{T} (u_1(t) - u_2(t)) \quad (10.7.13)$$

(10.7.13) é linear, apesar do atrito de *Coulomb*. Para levantar este modelo, basta excitar os motores inicialmente com um degrau de amplitude U_1 , e quando atingido o regime permanente, isto é, quando a velocidade angular no eixo de azimute for $\bar{\omega}_{EL_1}$ constante (ou seja, quando $t = t_0$), altera-se a entrada adicionando-se mais um degrau ΔU de modo que a entrada adquira o valor $U_2 = U_1 + \Delta U$, obtendo-se uma curva como a da Figura 10.35, onde $\bar{\omega}_{EL_2}$ é a velocidade angular resultante em regime estacionário após a aplicação do segundo degrau.

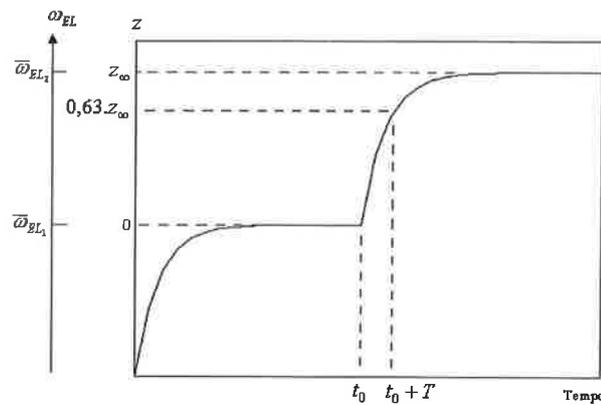


Figura 10.35: Curva para a identificação do atrito de *Coulomb* em elevação

A partir dessa curva obtém-se diretamente T , já que:

$$z(T) \cong 0,63 \cdot z_{\infty} \quad (10.7.14)$$

Calcula-se K como:

$$K = \frac{z_{\infty}}{\Delta U} \quad (10.7.15)$$

Novamente, pode-se utilizar um algoritmo de busca de soluções que encontre o melhor par de valores (K, T) que minimize o erro entre a curva experimental e a determinada pelo par (K, T) .

Lembrando-se de (10.7.8):

$$K = \frac{N \cdot K_t}{b_{totEL}} \Leftrightarrow b_{totEL} = \frac{N \cdot K_t}{K} \quad (10.7.16)$$

E de (10.7.10):

$$J_{x_1} = b_{totEL} \cdot T \quad (10.7.17)$$

E, finalmente, em regime permanente, a equação (10.7.11) é utilizada para estimar φ_{EL} da seguinte forma: seja $\bar{\omega}_{EL_1}$ um valor positivo de regime de velocidade após o primeiro degrau de corrente U_1 , então (10.7.11) se reduz a:

$$b_{totEL} \cdot \bar{\omega}_{EL_1} + c_{totEL} = N \cdot K_t \cdot U_1 \Leftrightarrow \frac{c_{totEL}}{b_{totEL}} = \frac{N \cdot K_t}{b_{totEL}} \cdot U_1 - \bar{\omega}_{EL_1} \quad (10.7.18)$$

Em vista de (10.7.16) e fazendo $\frac{c_{totEL}}{b_{totEL}} = \varphi_{EL}$, temos:

$$\varphi_{EL} = K \cdot U_1 - \bar{\omega}_{EL_1} \quad (10.7.19)$$

$$E \quad c_{totEL} = \varphi_{EL} \cdot b_{totEL} \quad (10.7.20)$$

Em equilíbrio estático $\frac{d\theta_{EL}}{dt} = \frac{d^2\theta_{EL}}{dt^2} = 0$ e no limite para o início do movimento no sentido positivo, (3.4.23) se reduz a:

$$\tau_{0_{totEL}} = N.K_t.I_{out_{ampEL}}(t) \quad (10.7.21)$$

Com (10.7.21) é possível levantar então o valor de $\tau_{0_{totEL}}$ aplicando-se um degrau de corrente $I_{out_{ampEL}}(t)$ ou, equivalentemente, um degrau de tensão $V_{contEL}(t)$, correspondente ao torque necessário para o início do movimento.

Esquematicamente, o experimento a ser realizado é igual ao de azimute:

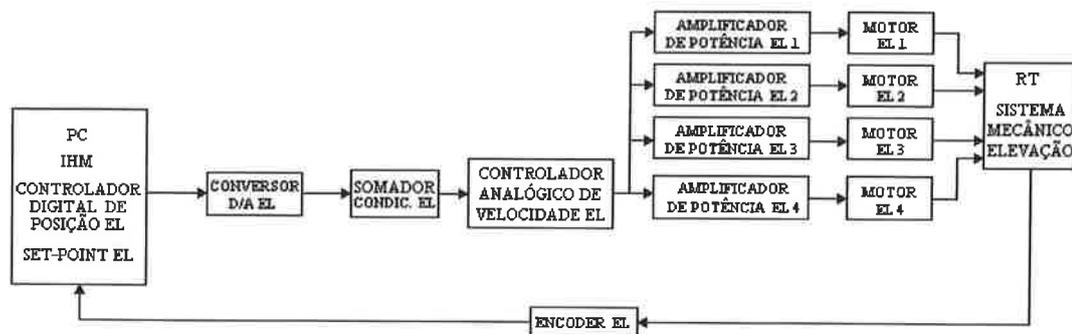


Figura 10.36: Montagem para ensaio do sistema de elevação

Novamente a velocidade do eixo não é medida diretamente e será obtida indiretamente pela derivação digital da posição lida do *encoder* de elevação.

As duas considerações importantes continuam valendo: o dado recebido do *encoder* é filtrado digitalmente antes de ser derivado, o que elimina o risco de derivação de eventuais ruídos¹⁰; e a presença do controlador analógico de velocidade deve-se ao fato de que o mesmo é simplesmente um ganho. Para retirá-lo fisicamente é necessário mexer em conexões pouco práticas. Assim, é mais fácil deixá-lo na malha direta e considerá-lo como parte do ganho do condicionador / somador.

Finalmente, notamos que o procedimento para elevação não precisa ser repetido diversas vezes como aconteceu para o azimute, já que não há variações de respostas ao degrau de elevação em função da posição do eixo de azimute.

¹⁰ Vide Apêndice 10.9 para projeto do filtro.

10.8 DETALHAMENTO DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DO SISTEMA DE ELEVAÇÃO

Assim como ocorrido em azimute, os resultados que serão apresentados aqui são válidos apenas para ganhos de condicionadores e amplificadores conforme o item 10.2, para motores conforme o item 10.4 e com o receptor solar de 48 GHz instalado na antena.

Durante a apresentação dos resultados dos ensaios de azimute, citamos diversas vezes o balanceamento da elevação, pois esta era uma condição determinante na qualidade das respostas obtidas, porém seu efeito em certos momentos ficou um tanto subjetivo. Agora temos a oportunidade de verificar claramente os benefícios de trabalharmos com o eixo de elevação balanceado.

Na fase inicial de coleta de dados, foram levantadas as seguintes respostas ao degrau para os dois sentidos de deslocamento em elevação:

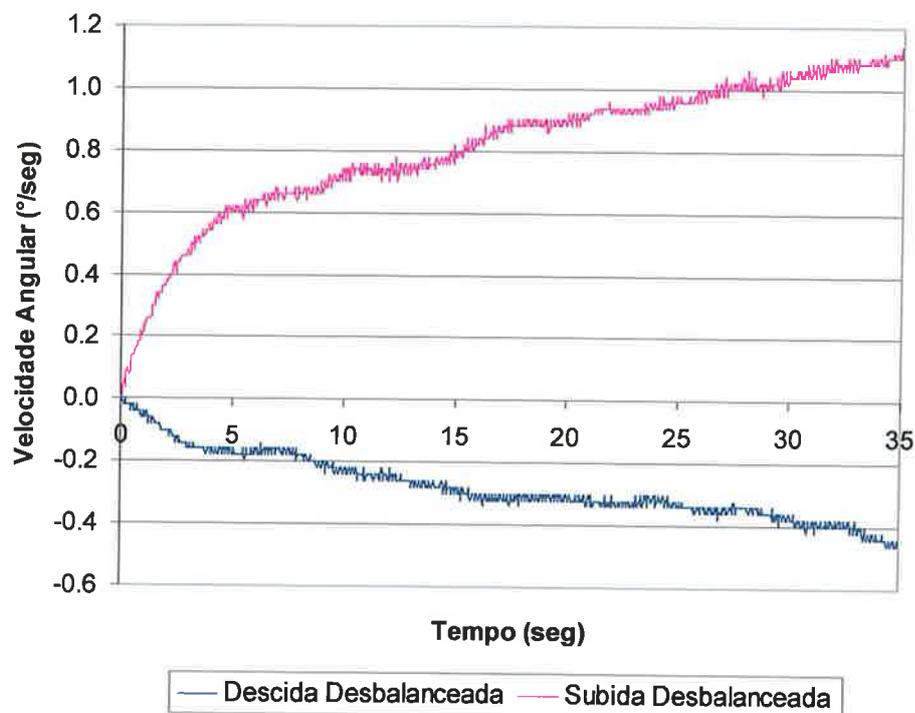


Figura 10.37: Respostas ao degrau do eixo de elevação antes do balanceamento

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Balanceamento do Eixo de Elevação.xls**”.

Na fase de modelagem (item 3.4.1) assumimos que o comportamento deste eixo era basicamente de primeira ordem, desde que a influência da força peso

resultante oriunda de um eventual desbalanceamento não fosse significativa, porém vemos na Figura 10.37 que a força peso não é desprezível, já que existe aceleração contínua do sistema para um degrau, que é uma entrada de tensão constante. Assim, fez-se necessário um ajuste nos contrapesos (que são bolachas ou “queijos” de concreto com massa em torno de 20 Kg cada) para diminuir este efeito. A figura abaixo mostra tais contrapesos:



Figura 10.38: “Queijos” de ajuste de balanceamento

O ajuste desses contrapesos não é tão simples e demanda muitas horas para se chegar a uma boa curva. De fato serão necessárias algumas modificações mecânicas para dar praticidade a tais ajustes, porém este assunto foge do escopo deste trabalho. Assim, um ajuste fino foi realizado, mas que pode ser melhorado, e que forneceu as seguintes respostas ao degrau:

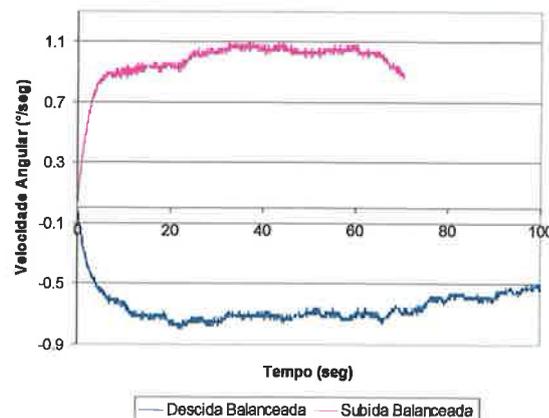


Figura 10.39: Respostas ao degrau do eixo de elevação após o balanceamento para toda a elevação

Estas respostas foram colhidas desde e os 10° até os 80° para subida e vice-versa para descida. Por elas vemos que o sistema não está totalmente balanceado (para tanto deveria haver uma velocidade de regime constante), mas que já permite uma modelagem matemática válida para toda a região de operação de elevação. É óbvio que haverá um erro de modelagem maior perto dos limites (10° e 80°), mas isto será minimizado pela malha fechada.

Duas observações importantes são a inexistência de torção neste eixo e a baixa dependência dos atritos com relação ao ângulo de elevação, o que diminui o erro de modelagem.

Pela Figura 10.39, vemos que entre 35 e 60 segundos, a velocidade tem um comportamento bastante linear e aproximadamente constante, tanto para subida quanto para descida. Esta é a região intermediária de elevação entre 35° e 60° e que foi utilizada para a modelagem seguindo exatamente o procedimento de identificação do item anterior.

Como a dinâmica para cada sentido de rotação dos eixos é diferente, é necessário modelá-los separadamente. Começando pela subida, a resposta ao degrau duplo em malha aberta do sistema para $V_{cont_{EL}} = U_1 = -0,18V$ e $V_{cont_{EL}} = U_2 = U_1 + \Delta U = -0,22V$ é:

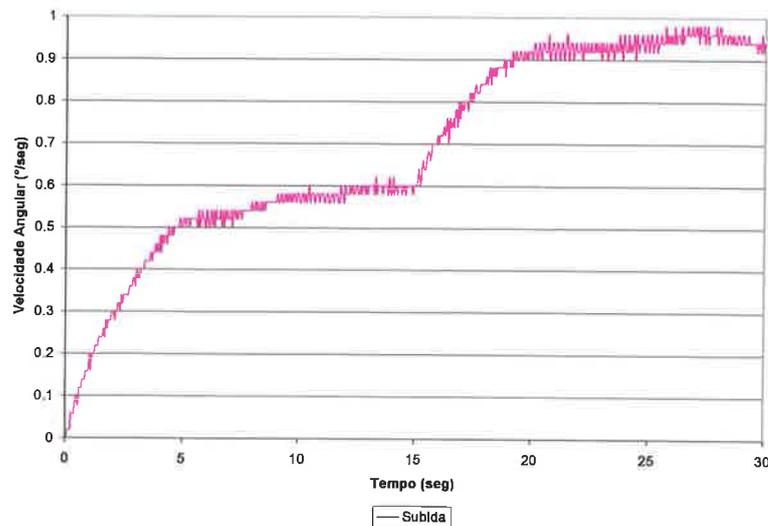


Figura 10.40: Resposta ao degrau duplo de elevação subida

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio de Elevação.xls**”.

Assim com ocorreu em azimute, apesar das não linearidades, também em elevação as respostas são essencialmente de primeira ordem, o que confirma parte das expectativas da fase de modelagem, porém, como não há valores de regime bem definidos, a identificação dos parâmetros é aproximada.

Utilizando-se um algoritmo de busca de pares (K, T) baseado na minimização do erro quadrático integrado $(\sum_{i=1}^n (\omega_{m_{med}} - \omega_{m_{sim}})^2)$, cujo nome de arquivo é “BuscaCurvaNaoLinearSub.m” e encontra-se no CD que acompanha esta dissertação, são obtidos os seguintes resultados:

$$K_s = 0,0127 \frac{rad/s}{A}$$

$$T_s = 2,7seg$$

Onde o índice s refere-se à subida.

De (10.7.16) à (10.7.21) obtemos:

$$b_{tot_{ELS}} = \frac{N.K_t}{K_s} \Rightarrow b_{tot_{ELS}} = 80893 \frac{N.m}{rad/s}$$

$$J_{x_{1s}} = b_{tot_{ELS}} \cdot T_s \Rightarrow J_{x_{1s}} = 218412 Kg.m^2$$

$$\varphi_{EL_s} = K_s \cdot U_1 - \bar{\omega}_{EL_s} \Rightarrow \varphi_{EL_s} = 0,0180 rad/s$$

$$c_{tot_{ELS}} = \frac{\varphi_{EL_s} \cdot J_{x_{1s}}}{T_s} \Rightarrow c_{tot_{ELS}} = 1454,5 N.m$$

A tensão de controle necessária para vencer o atrito de destaque, que será utilizada para qualquer ângulo de elevação, é de $-0,15 V$, o que corresponde a:

$$I_{out_{ampEL}} = 1,9003 A$$

Então o torque de destaque para qualquer ângulo vale:

$$\tau_{0_{tot_{ELS}}} = N.K_t \cdot I_{out_{ampEL}} \Rightarrow \tau_{0_{tot_{ELS}}} = 1952 N.m$$

Calculando as parcelas dos resultados acima referentes apenas ao sistema mecânico, temos:

$$J_{EL_s} = J_{x_{1s}} - 4.N.J_m = 218412 - 4.18187.0,0000783 \Rightarrow J_{EL_s} = 218406 Kg.m^2$$

$$b_{EL_s} = b_{tot_{ELS}} - 4.N.b_m = 80893 - 4.18187.0,0049 \Rightarrow b_{EL_s} = 80537 \frac{N.m}{rad/s}$$

$$c_{EL_S} = c_{tot_{EL_S}} - 4.N.c_m = 1454,5 - 4.18187.0,00049 \Rightarrow c_{EL_S} = 1418,9N.m$$

$$\tau_{0_{EL_S}} = \tau_{0_{tot_{EL_S}}} - 4.N.\tau_{0_m} = 1952 - 4.18187.0,0164 \Rightarrow \tau_{0_{EL_S}} = 758,6N.m$$

A velocidade a partir da qual o atrito de destaque deixa de atuar será adotada como $\varepsilon_{EL_S} = 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$, já que pequenas velocidades no radiotelescópio são da ordem de 0,0005 °/s.

Assim, o modelo para a elevação no sentido de subida será:

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704.\omega_{EL}(t) + 0,008937X + 0,006659.\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = -0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} > 1V$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704.\omega_{EL}(t) + 0,008937X + 0,006659.\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,004375(2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011), \text{ se } -1V \leq V_{cont_{EL}} \leq 1V$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704.\omega_{EL}(t) + 0,008937X + 0,006659.\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} < -1V \quad (10.8.1)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{EL}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{EL}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{EL}(t) < 0$$

Para o sentido de descida, a resposta ao degrau duplo em malha aberta com $V_{cont_{EL}} = U_1 = 0,24V$ e $V_{cont_{EL}} = U_2 = U_1 + \Delta U = 0,28V$ é:

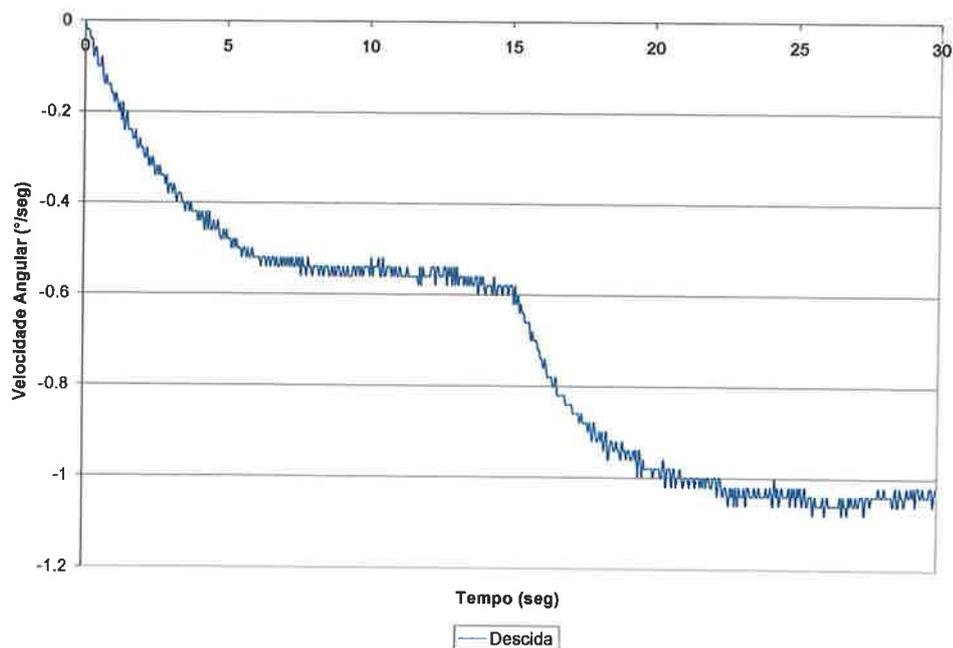


Figura 10.41: Resposta ao degrau duplo de elevação descida

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Ensaio de Elevação.xls**”.

Se compararmos esta resposta com a da Figura 10.40, veremos que o sistema de elevação apresenta comportamento semelhante da subida em relação à descida, o que sugere que este sistema esteja em melhores condições que o de azimute e este comportamento pode ser ainda melhor se o balanceamento for refinado.

Utilizando-se o algoritmo de busca de pares (K,T) baseado na minimização do erro quadrático integrado $(\sum_{i=1}^n (\omega_{m_{imed}} - \omega_{m_{ism}})^2)$, cujo nome de arquivo é “**BuscaCurvaNaoLinearDesc.m**” e encontra-se no CD que acompanha esta dissertação, são obtidos os seguintes resultados:

$$K_D = 0,017 \frac{rad/s}{A}$$

$$T_D = 2,7 seg$$

Onde o índice D refere-se à descida.

De (10.7.16) à (10.7.21) obtemos:

$$b_{tot_{ELD}} = \frac{N.K_t}{K_D} \Rightarrow b_{tot_{ELD}} = 60432 \frac{N.m}{rad/s}$$

$$J_{x_{1D}} = b_{tot_{ELD}} \cdot T_D \Rightarrow J_{x_{1D}} = 163167 Kg.m^2$$

$$\varphi_{ELD} = K_D \cdot U_1 - \bar{\omega}_{EL_{1D}} \Rightarrow \varphi_{ELD} = 0,0398 rad/s$$

$$c_{tot_{ELD}} = \frac{\varphi_{ELD} \cdot J_{x_{1D}}}{T_D} \Rightarrow c_{tot_{ELD}} = 2406,5 N.m$$

A tensão de controle necessária para vencer o atrito de destaque, que será utilizada para qualquer ângulo de elevação, é de 0,21 V, o que corresponde a:

$$I_{out_{ampEL}} = -2,5986 A$$

Então o torque de destaque na descida para qualquer ângulo vale:

$$\tau_{0_{tot_{ELD}}} = N.K_t \cdot I_{out_{ampEL}} \Rightarrow \tau_{0_{tot_{ELD}}} = 2700 N.m$$

Calculando as parcelas dos resultados acima referentes apenas ao sistema mecânico, temos:

$$J_{ELD} = J_{x_{1D}} - 4.N.J_m = 163167 - 4.18187.0,0000783 \Rightarrow J_{ELD} = 163161 Kg.m^2$$

$$b_{EL_D} = b_{tot_{EL_D}} - 4.N.b_m = 60432 - 4.18187.0,0049 \Rightarrow b_{EL_D} = 60076 \frac{N.m}{rad/s}$$

$$c_{EL_D} = c_{tot_{EL_D}} - 4.N.c_m = 2406,5 - 4.18187.0,00049 \Rightarrow c_{EL_D} = 2370,9 N.m$$

$$\tau_{0_{EL_D}} = \tau_{0_{tot_{EL_D}}} - 4.N.\tau_{0_m} = 2700 - 4.18187.0,0164 \Rightarrow \tau_{0_{EL_D}} = 1506,9 N.m$$

A velocidade a partir da qual o atrito de destaque deixa de atuar será adotada como $\varepsilon_{EL_D} = 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$, já que pequenas velocidades no radiotelescópio são da ordem de 0,0005 °/s.

Assim, o modelo para a elevação no sentido de subida será:

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704.\omega_{EL}(t) + 0,01655.X + 0,01475.\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = -0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} > IV$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704.\omega_{EL}(t) + 0,01655.X + 0,01475.\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,004375.(2,8792V_{cont_{EL}}^3(t) - 0,0042V_{cont_{EL}}^2(t) - 12,054V_{cont_{EL}}(t) + 0,011), \text{ se } -IV \leq V_{cont_{EL}} \leq IV$$

$$\dot{\omega}_{EL}(t) + 0,3704.\omega_{EL}(t) + 0,01655X + 0,01475.\text{sgn}(\omega_{EL}(t)) = 0,04447, \text{ se } V_{cont_{EL}} < -IV \quad (10.8.2)$$

Com

$$X = 0, \text{ se } |\omega_{EL}(t)| > 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = 1, \text{ se } 0 \leq \omega_{EL}(t) \leq 10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$$

$$X = -1, \text{ se } -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s} \leq \omega_{EL}(t) < 0$$

Em forma de diagrama do *Simulink*, os modelos ficam no formato a seguir:

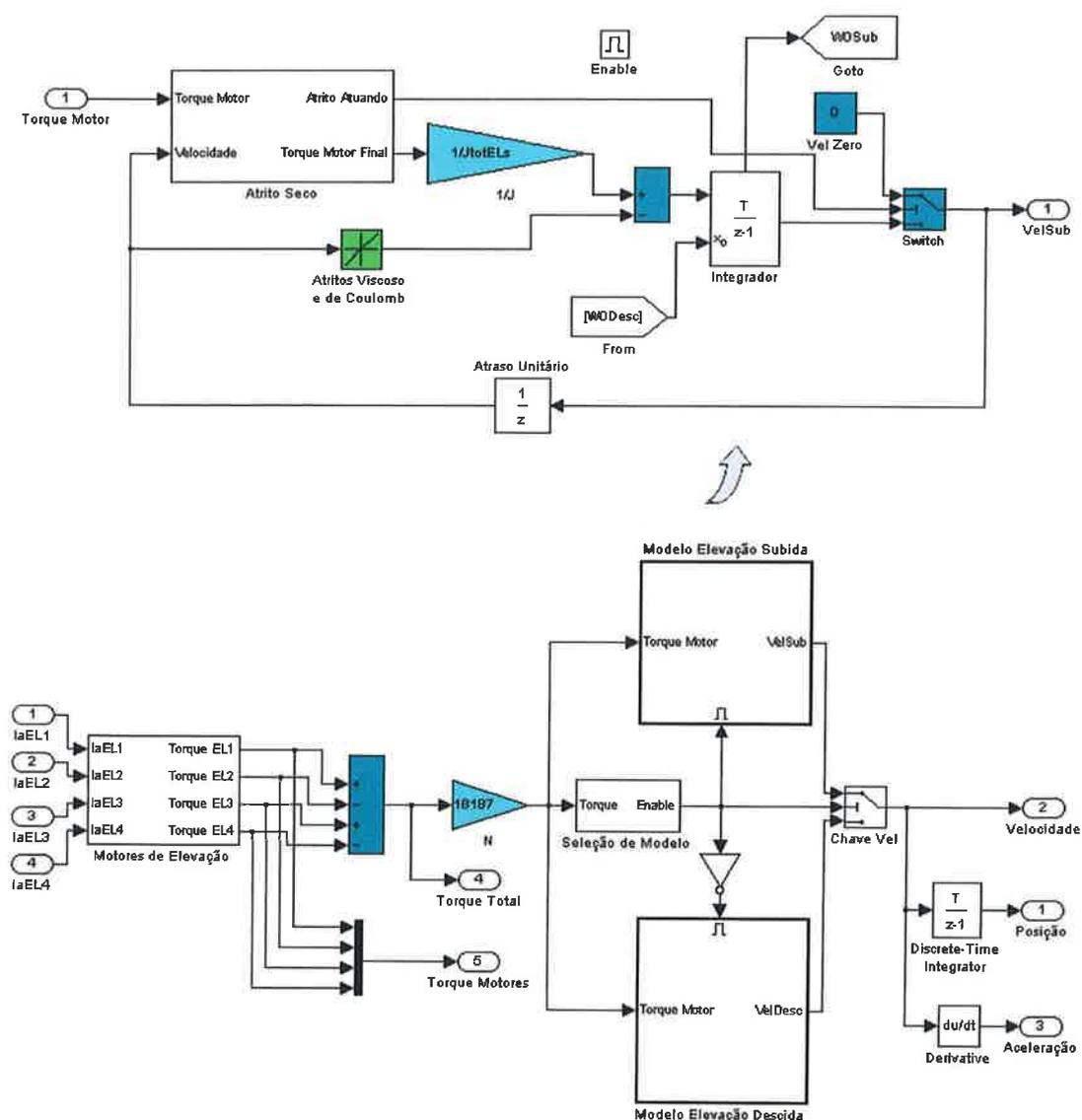


Figura 10.42: Modelo em *Simulink* de elevação subida

A figura acima não contém os amplificadores, mas os mesmos já foram mostrados na Figura 10.14.

As próximas duas figuras mostram as respostas deste modelo sobrepostas às curvas utilizadas na identificação dos parâmetros:

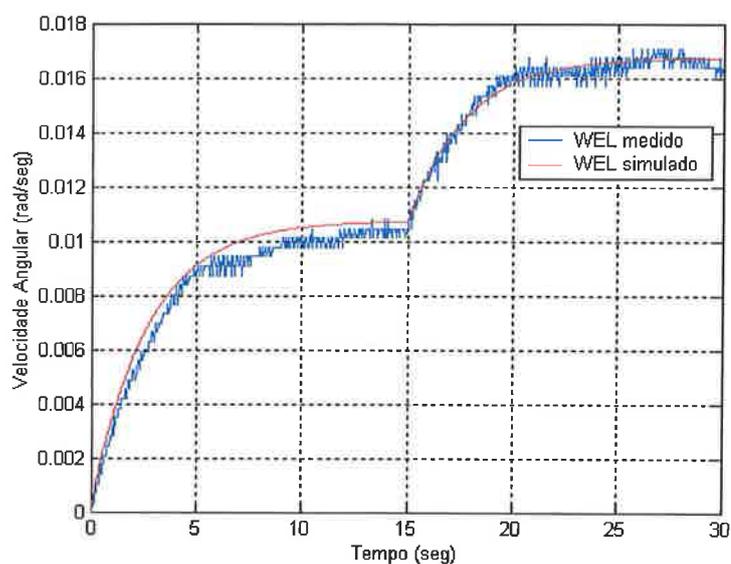


Figura 10.43: Comparação entre a resposta de elevação de subida e o modelo não linear obtido da mesma

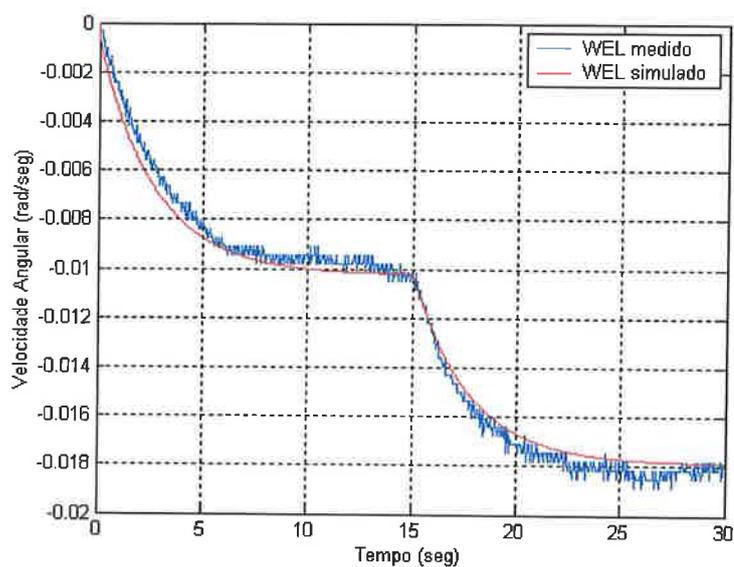


Figura 10.44: Comparação entre a resposta de elevação de descida e o modelo não linear obtido da mesma

Para validação do modelo foram utilizadas as curvas da Figura 10.39, fornecendo os seguintes resultados:

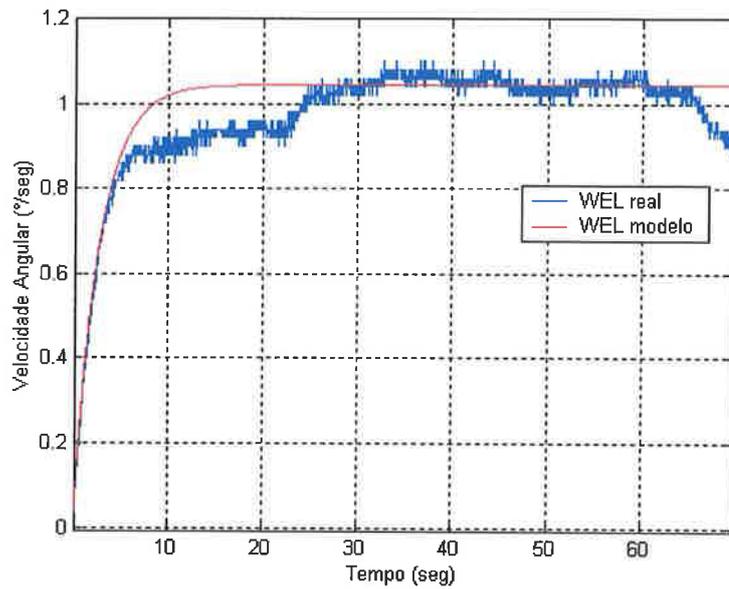


Figura 10.45: Validação do modelo de elevação subida

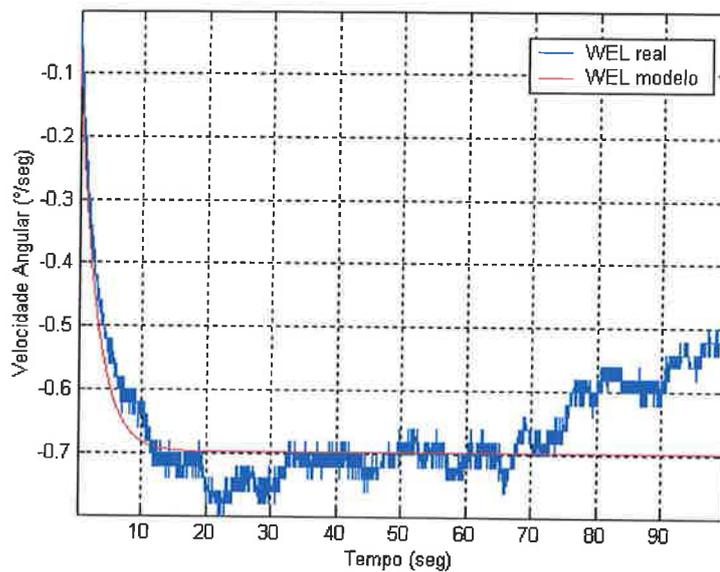


Figura 10.46: Validação do modelo de elevação descida

Os dados coletados neste ensaio estão contidos no arquivo “**Validação do Eixo de Elevação.xls**”.

Vemos que o modelo é capaz de descrever com boa precisão a região central das respostas ao degrau tanto de subida quanto de descida, o que era esperado, pois já sabíamos que o comportamento era bastante linear nesta região (35° a 60°). Fora desta faixa, o modelo não é muito adequado, já que o erro na validação é bastante alto. O capítulo de *Análise dos Resultados* discutirá mais esses resultados. Como a malha fechada reduz o erro de modelagem, este modelo será considerado satisfatório

e utilizado no projeto dos controladores (capítulo 5), o que conclui a modelagem de elevação.

10.9 PROJETO DO FILTRO DIGITAL

O filtro digital projetado que vale tanto para azimute quanto para elevação possui a seguinte equação de diferenças:

$$\begin{aligned} \theta_{AZ_{FILTR}}(k) = & 0.05736867362745\theta_{AZ}(k) + 0.17210602088235\theta_{AZ}(k-1) + \\ & + 0.17210602088235\theta_{AZ}(k-2) + 0.05736867362745\theta_{AZ}(k-3) + \\ & + 1.05112503538913\theta_{AZ_{FILTR}}(k-1) - 0.62924265638892\theta_{AZ_{FILTR}}(k-2) + \\ & + 0.11916823198018\theta_{AZ_{FILTR}}(k-3) \end{aligned} \quad (10.9.1)$$

Onde:

$\theta_{AZ_{FILTR}}(k)$: Posição filtrada de azimute no instante k ;

$\theta_{AZ}(k)$: Posição de azimute no instante k .

O projeto deste filtro encontra-se no arquivo “**ProjetoFiltro.m**” no CD que acompanha esta dissertação.

Este filtro é do tipo IIR e não pode ser utilizado nos testes experimentais desta dissertação por problemas de arredondamento na implementação em C++.

10.10 CONTROLE PID

Este apêndice trata da apresentação teórica do controlador *PID* digital conforme Ogata (1987).

A configuração analógica de controle *PID* foi utilizada com grande sucesso em muitos sistemas de controle industriais por, aproximadamente, meio século. O princípio básico do esquema de controle *PID* é agir sobre a variável manipulada (que, no nosso caso, é a tensão aplicada aos amplificadores) através da combinação adequada de três ações de controle: *ação proporcional de controle* (onde a ação de controle é proporcional ao sinal de erro, que é a diferença entre a entrada ou referência e o sinal realimentado – posição atual do radiotelescópio); *ação integral de controle* (onde a ação de controle é proporcional à integral do sinal de erro); e *ação derivativa de controle* (onde a ação de controle é proporcional à derivada do sinal de erro).

Onde muitas plantas são controladas por um único computador digital (como numa arquitetura de controle onde centenas de *loops* são controlados por um único computador digital), a maioria dos *loops* de controle pode ser implementada por controladores *PID*.

A ação de controle *PID* em controladores analógicos é dada por:

$$m(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (10.10.1)$$

onde $e(t)$ é a entrada do controlador (o sinal de erro), $m(t)$ é a saída do controlador (o sinal manipulado), K é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral (ou “*reset time*”) e T_d é o tempo derivativo (ou “*rate time*”).

Para se obter a função de transferência de pulso de um controlador *PID* digital, nós devemos discretizar a equação (10.10.1). Isto é feito aproximando-se o termo integral pela forma trapezoidal e a o termo derivativo pela forma de diferença entre dois pontos. Obtendo a equação final:

$$M(z) = \left[K_p + \frac{K_I}{1-z^{-1}} + K_D(1-z^{-1}) \right] E(z) \quad (10.10.2)$$

Onde:

$$K_p = K - \frac{K.T}{2T_i} = K - \frac{K_I}{2} : \text{Ganho proporcional};$$

$$K_I = \frac{K.T}{T_i} : \text{Ganho integral};$$

$$K_D = \frac{K.T_d}{T} : \text{Ganho derivativo};$$

T : Período de amostragem.

Note que o ganho proporcional K_p do controlador *PID* digital é menor que o ganho proporcional K do controlador *PID* analógico pelo valor $K_I/2$.

A função de transferência de pulso do controlador *PID* digital é dada por:

$$G_D(z) = \frac{M(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_I}{1-z^{-1}} + K_D(1-z^{-1}) \quad (10.10.3)$$

A função da equação (10.10.3) é comumente referida como *forma posicional* de controle *PID* e está representada na figura abaixo:

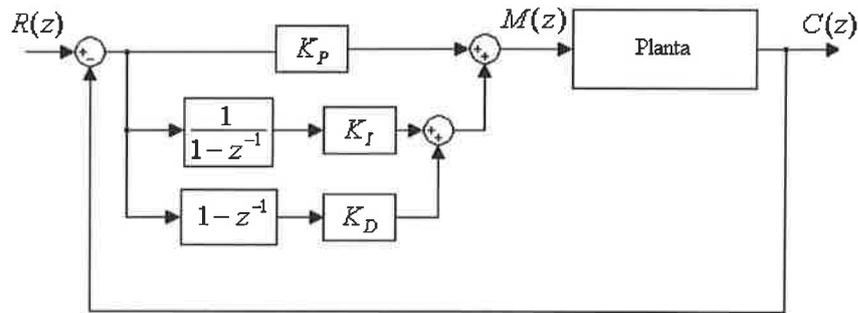


Figura 10.47: Realização do esquema de controle *PID* digital na forma de posicional

Em termos das variáveis de processo do radiotelescópio, (10.10.3) é escrita como:

$$V_{cont_{EL}}(z) = \left(K_{P_{EL}} + \frac{K_{I_{EL}}}{1-z^{-1}} + K_{D_{EL}}(1-z^{-1}) \right) \cdot (\Theta_{REF_{EL}}(z) - \Theta_{EL}(z)) \quad (10.10.4)$$

$$V_{cont_{AZ}}(z) = \left(K_{P_{AZ}} + \frac{K_{I_{AZ}}}{1-z^{-1}} + K_{D_{AZ}}(1-z^{-1}) \right) \cdot (\Theta_{REF_{AZ}}(z) - \Theta_{AZ}(z)) \quad (10.10.5)$$

Onde:

$V_{cont_{EL}}(z)$: Transformada Z da tensão de saída do controlador de elevação;

$\Theta_{EL}(z)$: Transformada Z da posição atual de elevação;

$\Theta_{REF_{EL}}(z)$: Transformada Z da posição de referência (“set-point”) de elevação;

$V_{cont_{AZ}}(z)$: Transformada Z da tensão de saída do controlador de azimute;

$\Theta_{AZ}(z)$: Transformada Z da posição atual de azimute;

$\Theta_{REF_{AZ}}(z)$: Transformada Z da posição de referência (“set-point”) de azimute.

