



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

INPE-14494-TDI/1175

**CONTROLES MONOVARIÁVEIS APLICADOS A SISTEMAS
AEROESPACIAIS FRACAMENTE OU FORTEMENTE
ACOPLADOS**

Marcio Ferraz Gobato

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelo Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, aprovada em 20 de abril de 2006.

INPE
São José dos Campos
2007

629.7.062.2

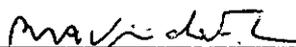
Gobato, M. F

Controles monovariáveis e multivariáveis aplicados a sistemas aeroespaciais fracamente ou fortemente acoplados / Marcio Ferraz Gobato. – São José dos Campos: INPE, 2006. 388p. ; (INPE-14494-TDI/1175).

1.Sistemas aeroespaciais. 2.Controle automático. 3.Controle de atitude de satélites. 4.Projeto de sistemas de controle. 5.Uma entrada uma saída (sistemas de controle). 6.Acoplamento. 7.Acoplamento giroscópico. I.Título.

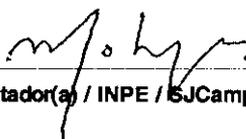
Aprovado (a) pela Banca Examinadora
em cumprimento ao requisito exigido para
obtenção do Título de **Mestre** em
**Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica
Espacial e Controle**

Dr. Roberto Vieira da Fonseca Lopes



Presidente / INPE / SJCampos - SP

Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza



Orientador(a) / INPE / SJCampos - SP

Dr. Adenilson Roberto da Silva



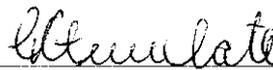
Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

Dr. Henrique Mohallem Paiva



Convidado(a) / EMBRAER / SJCampos - SP

Dr. Gilberto da Cunha Trivelato



Convidado(a) / EMBRAER / SJCampos - SP

Aluno (a): **Marcio Ferraz Gobato**

São José dos Campos, 20 de abril de 2006

"Nossa alegria está na luta, na tentativa, no sofrimento envolvido, não na vitória propriamente dita."

GANDHI

À minha família,
Adriana,
Caroline e
Conrado

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todas pessoas que me ajudaram a vencer mais esta etapa da vida.

À Gerência da EMBRAER, por disponibilizar as 4 horas semanais para que eu pudesse me dedicar às atividades do Mestrado.

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE, pela oportunidade de estudos e utilização de suas instalações.

Aos docentes da ETE/DMC pelos valiosos conhecimentos transmitidos durante as aulas.

Ao Prof. Dr. Marcelo Lopes pela prontidão no entendimento dos problemas, esclarecimentos das dúvidas, fornecimento dos recursos para modelagem e simulação e orientação do trabalho.

À National Instruments, filial Brasil, através de seu gerente o engenheiro Carlos Devesa, pela cessão do software MatrixX®, e pelo apoio no seu uso.

À minha mãe Sylvia por sempre ter uma palavra de motivação nos momentos difíceis e sempre apoiar e torcer pelo meu sucesso em todas as minhas iniciativas.

Ao colega Marcelo Moreira pelo apoio fornecido durante a modelagem da PMM.

A meus filhos pela compreensão durante os momentos em que não pude fornecer-lhes atenção por estar concentrado neste trabalho.

À minha esposa pela compreensão nas férias, feriados, finais de semana e noites que tive que me dedicar exclusivamente ao Mestrado, pelo apoio e motivação nos momentos difíceis, por cuidar tão bem de nossos filhos, e pelo amor e carinho diário em nosso relacionamento.

RESUMO

O objetivo deste trabalho é estudar e comparar dois métodos de projeto do Controle Clássico (Uma Entrada, Uma Saída) com três métodos de projeto do Controle Moderno (Múltiplas Entradas, Múltiplas Saídas) aplicados a sistemas aeroespaciais fracamente ou fortemente acoplados. Este trabalho tem como primeira aplicação a Plataforma Multimissão - PMM correntemente em desenvolvimento no INPE. Os modelos são desenvolvidos considerando uma aproximação da sua configuração no Modo Nominal, onde o controle e estabilização em 3 eixos usa atuadores rodas a reação. São consideradas as condições onde as três rodas de reação instaladas em paralelo aos eixos principais de inércia do satélite estão funcionando normalmente (fraco acoplamento), bem como a condição onde uma dessas rodas de reação apresenta falha e é substituída pela quarta roda instalada simetricamente a essas três (forte acoplamento). Os métodos clássicos de Projeto por Resposta no Tempo e por Pólos Dominantes das Leis Proporcional mais Derivativa – PD, e Proporcional mais Integral mais Derivativa - PID são estudados e comparados com os métodos modernos de Síntese por Alocação de Pólos - PP, Projeto por Regulador Linear Quadrático – LQR, e Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo – R_LQR. A modelagem e a simulação do problema são feitas no ambiente de desenvolvimento MatrixX®. O resultado das simulações confirmou os benefícios do controle multivariável sobre o controle monovariável aplicado a plantas que apresentam um forte acoplamento entre as variáveis de estado às custas da sua maior complexidade de projeto e implementação.

MONOVARIABLE AND MULTIVARIABLE CONTROLS APPLIED TO WEAKLY OR STRONGLY COUPLED AEROSPACE SYSTEMS

ABSTRACT

This work intends to study and compare two Classical (Single Input Single Output) Control design methods and three Modern (Multiple Input Multiple Output) Control design methods applied to weakly or heavily coupled aerospace systems. This work has as first application the Multi-Mission Platform - MMP currently under development at INPE. The models are developed considering an approximation of its configuration in the Nominal Mode, where it is controlled and stabilized in 3 axes through reaction wheels. The conditions where all three reaction wheels, installed in parallel to the principal axes of inertia of the satellite, are working properly (weak coupling), as well as the condition where failures occur to one of these reaction wheels and it is replaced by the fourth wheel installed symmetrically to the other three (strong coupling) are considered. The classical methods of Design by Time Response and by Dominant Poles of Proportional plus Derivative – PD and Proportional plus Integral plus Derivative - PID control laws, are studied and compared with the modern methods of Synthesis by Pole Placement, Design by Linear Quadratic Regulator (LQR), and Design by Sub-optimum Linear Quadratic Tracking – R_LQR. Modeling and simulation of the mathematical problem are performed in the MatrixX® environment. The simulation results have shown the benefits of the Modern Control (MIMO) over the Classic Control (SISO) methods when applied to strongly coupled systems, at the cost of its greater complexity of design and implementation.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	17	
LISTA DE TABELAS	23	
LISTA DE SÍMBOLOS	25	
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS	31	
1	INTRODUÇÃO	33
1.1	OBJETIVO	36
1.2	MOTIVAÇÃO.....	36
1.3	JUSTIFICATIVA	36
1.4	ORGANIZAÇÃO	37
2	REVISÃO DA LITERATURA E CONCEITOS BÁSICOS	39
2.1	REVISÃO DA LITERATURA	39
2.2	REFERENCIAIS	42
2.3	EQUAÇÕES DO MOVIMENTO	44
2.3.1	<i>EQUAÇÕES DINÂMICAS DE MOVIMENTO</i>	44
2.3.2	<i>EQUAÇÕES CINEMÁTICAS DE MOVIMENTO</i>	46
2.4	SISTEMAS DE CONTROLE DE ATITUDE DE SATÉLITES	52
2.4.1	<i>SENSORES</i>	52
2.4.2	<i>ATUADORES</i>	54
2.4.3	<i>CONTROLE CLÁSSICO</i>	55
2.4.4	<i>CONTROLE MODERNO</i>	62
2.4.4.1	<i>ALOCAÇÃO DE PÓLOS</i>	63
2.4.4.2	<i>OTIMIZAÇÃO</i>	65
2.4.4.2.1	<i>REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO</i>	68
2.4.4.2.2	<i>RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO</i>	70
2.5	PLATAFORMA MULTIMISSÃO	72
2.5.1	<i>SATÉLITE DE SENSORIAMENTO REMOTO (MISSÃO SSR)</i>	79
3	METODOLOGIA	81
3.1	FORMULAÇÃO DO PROBLEMA	81
3.2	MODELO MATEMÁTICO.....	82
3.2.1	<i>AMBIENTE</i>	84
3.2.2	<i>SENSORES</i>	86
3.2.3	<i>PROPAGAÇÃO DE f, q E y</i>	89
3.2.4	<i>ATUADORES</i>	91
3.2.5	<i>CONTROLADOR</i>	95
3.2.5.1	<i>LINEARIZAÇÃO DA DINÂMICA</i>	95
3.2.5.2	<i>LINEARIZAÇÃO DA CINEMÁTICA</i>	96
3.2.5.3	<i>CONTROLE SISO</i>	98
3.2.5.3.1	<i>CONTROLADOR PD</i>	98
3.2.5.3.2	<i>CONTROLADOR PID</i>	103
3.2.5.4	<i>CONTROLE MIMO</i>	107
3.2.5.4.1	<i>LQR E O RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO</i>	108
3.2.5.4.2	<i>CONTROLADOR VIA ALOCAÇÃO DE PÓLOS</i>	111
3.2.6	<i>PLANTA</i>	113
4	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	117

4.1	DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES	117
4.1.1	CONTROLADOR PD.....	117
4.1.2	CONTROLADOR PID.....	118
4.1.3	LQR E RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO – RODA MODIFICADA	119
4.1.4	LQR E RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO – RODA EQUIVALENTE	120
4.1.5	ALOCAÇÃO DE PÓLOS	121
4.2	SIMULAÇÕES	122
4.2.1	CONJUNTO DE SIMULAÇÕES I - AUSÊNCIA DE FALHAS	124
4.2.1.1	RODA MODIFICADA.....	124
4.2.1.2	RODA EQUIVALENTE.....	188
4.2.2	CONJUNTO DE SIMULAÇÕES II - PRESENÇA DE FALHAS (UMA RODA FALHADA E ATUAÇÃO DA RODA “SKEW”) EM $T = [0]S$	213
4.2.2.1	RODA MODIFICADA.....	215
4.2.2.2	RODA EQUIVALENTE.....	293
4.2.3	CONJUNTO DE SIMULAÇÕES III - PRESENÇA DE FALHAS (UMA RODA FALHADA E ATUAÇÃO DA RODA “SKEW”) EM $T = 50[S]$	317
4.2.3.1	RODA MODIFICADA.....	318
4.2.3.2	RODA MODIFICADA.....	348
4.3	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS	360
5	CONCLUSÕES	365
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	367
	APÊNDICE A – SIMULAÇÕES RODA TELDIX.....	371
	APÊNDICE B – RODA TELDIX – DESCRIÇÃO TÉCNICA (RSI 12-75/601).....	387

LISTA DE FIGURAS

1.1 – COMPONENTES ESSENCIAIS DE UM SISTEMA DE CONTROLE.....	35
2.1 – REFERENCIAL VERTICAL LOCAL HORIZONTAL LOCAL (VLHL)	43
2.2 – REFERENCIAL DO CORPO	43
2.3 – SEQÜÊNCIA DE ROTAÇÕES (3-2-1) DOS ÂNGULOS DE EULER	49
2.4 – SENSOR DE ESTRELAS.....	53
2.5 – GIROSCÓPIO	54
2.6 – COMPONENTES ESSENCIAIS DE UM SISTEMA DE CONTROLE.....	56
2.7 – ESPECIFICAÇÕES DA RESPOSTA TRANSITÓRIA	59
2.8 – CONTROLE VIA ALOCAÇÃO DE PÓLOS	64
2.9 – CRITÉRIO DE DESEMPENHO, TEMPO MÍNIMO.....	66
2.10 – CRITÉRIO DE DESEMPENHO, ERRO FINAL MÍNIMO	67
2.11 – CRITÉRIO DE DESEMPENHO, TRANSITÓRIO MÍNIMO	67
2.12 – CRITÉRIO DE DESEMPENHO, ENERGIA MÍNIMA	67
2.13 – CONTROLE VIA REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO	68
2.14 – CONTROLE VIA RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO	72
2.15 – PMM – CONFIGURAÇÃO EM ÓRBITA	72
2.16 – PMM – APLICAÇÕES.....	73
2.17 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO SUBSISTEMA ACDH.....	75
2.18 –TRANSIÇÃO ENTRE MODOS DA PMM.....	77
2.19 – CONFIGURAÇÃO DE ATUADORES E SENSORES POR MODO DE OPERAÇÃO.....	77
3.1 – MODELO DO AMBIENTE E PMM	83
3.2 – MODELO DO AMBIENTE.....	85
3.3 – MODELO GIROSCÓPIO	87
3.4 – MODELO SENSOR DE ESTRELAS.....	88
3.5 – MODELO DA PROPAGAÇÃO DE f , q E y	90
3.6 – APROXIMAÇÃO LINEAR DA CURVA CARACTERÍSTICA DO SERVOMOTOR E DIAGRAMA DE BLOCOS CORRESPONDENTE.....	91
3.7 – MODELO DAS ROAS DE REAÇÃO.....	94
3.8 – REPRESENTAÇÃO SISO DAS MALHAS DE CONTROLE PD PARA OS EIXOS “ROLL” “PITCH” E “YAW”... 98	
3.9 – MODELO DO CONTROLADOR PD	101
3.10 – LÓGICA DE COMUTAÇÃO DE TENSÃO EM CASO DE FALHA	102
3.11 - REPRESENTAÇÃO SISO DAS MALHAS DE CONTROLE PID PARA OS EIXOS “ROLL” “PITCH” E “YAW”	103
3.12 – MODELO DO CONTROLADOR PID	106
3.13 – MODELO DO CONTROLADOR MIMO.....	110
3.14 – MODELO DA PLANTA (DINÂMICA E CINEMÁTICA)	115
4.1 – CONTROLADOR PD – PRÉ-VERIFICAÇÃO.....	125
4.2 – RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO – SINAL DE REFERÊNCIA PARA RODA MODIFICADA	127
4.3 – SPC_1_PD - PHI, THETA, PSI.....	128
4.4 – SPC_1_PD - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	129
4.5 – SPC_1_PD - WSX, WSY, WSZ.....	130
4.6 – SPC_1_PD - VRX, VRY, VRZ.....	131
4.7 – SPC_1_PD - WRX, WRY, WRZ.....	132
4.8 – SPC_1_PD - MRX, MRY, MRZ.....	133
4.9 – SPC_1_PID - PHI, THETA, PSI.....	134
4.10 – SPC_1_PID - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	135
4.11 – SPC_1_PID - WSX, WSY, WSZ.....	136
4.12 – SPC_1_PID - VRX, VRY, VRZ.....	137

4.13 – SPC_1_PID - WRX, WRY, WRZ.....	138
4.14 – SPC_1_PID - MRX, MRY, MRZ.....	139
4.15 – SPC_1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	140
4.16 – SPC_1_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	141
4.17 – SPC_1_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	142
4.18 – SPC_1_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	143
4.19 – SPC_1_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	144
4.20 – SPC_1_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	145
4.21 – SPC_1_PP - PHI, THETA, PSI.....	146
4.22 – SPC_1_PP - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	147
4.23 – SPC_1_PP - WSX, WSY, WSZ.....	148
4.24 – SPC_1_PP - VRX, VRY, VRZ.....	149
4.25 – SPC_1_PP - WRX, WRY, WRZ.....	150
4.26 – SPC_1_PP - MRX, MRY, MRZ.....	151
4.27 – SPC_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	152
4.28 – SPC_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	153
4.29 – SPC_1_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	154
4.30 – SPC_1_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	155
4.31 – SPC_1_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	156
4.32 – SPC_1_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	157
4.33 – SPC_2_PD - PHI, THETA, PSI.....	158
4.34 – SPC_2_PD - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	159
4.35 – SPC_2_PD - WSX, WSY, WSZ.....	160
4.36 – SPC_2_PD - VRX, VRY, VRZ.....	161
4.37 – SPC_2_PD - WRX, WRY, WRZ.....	162
4.38 – SPC_2_PD - MRX, MRY, MRZ.....	163
4.39 – SPC_2_PID - PHI, THETA, PSI.....	164
4.40 – SPC_2_PID - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	165
4.41 – SPC_2_PID - WSX, WSY, WSZ.....	166
4.42 – SPC_2_PID - VRX, VRY, VRZ.....	167
4.43 – SPC_2_PID - WRX, WRY, WRZ.....	168
4.44 – SPC_2_PID - MRX, MRY, MRZ.....	169
4.45 – SPC_2_LQR - PHI, THETA, PSI.....	170
4.46 – SPC_2_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	171
4.47 – SPC_2_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	172
4.48 – SPC_2_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	173
4.49 – SPC_2_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	174
4.50 – SPC_2_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	175
4.51 – SPC_2_PP - PHI, THETA, PSI.....	176
4.52 – SPC_2_PP - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	177
4.53 – SPC_2_PP - WSX, WSY, WSZ.....	178
4.54 – SPC_2_PP - VRX, VRY, VRZ.....	179
4.55 – SPC_2_PP - WRX, WRY, WRZ.....	180
4.56 – SPC_2_PP - MRX, MRY, MRZ.....	181
4.57 – SPC_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	182
4.58 – SPC_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	183
4.59 – SPC_2_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	184
4.60 – SPC_2_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	185
4.61 – SPC_2_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	186
4.62 – SPC_2_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	187
4.63 – RASTREADOR LINEAR QUADRÁTICO SUB-ÓTIMO – SINAL DE REFERÊNCIA PARA RODA EQUIVALENTE	188
4.64 – SPC_1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	189
4.65 – SPC_1_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	190
4.66 – SPC_1_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	191

4.67 – SPC_1_LQR - VRX, VRY, VRZ	192
4.68 – SPC_1_LQR - WRX, WRY, WRZ	193
4.70 – SPC_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	195
4.71 – SPC_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	196
4.72 – SPC_1_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ	197
4.73 – SPC_1_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ	198
4.74 – SPC_1_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ	199
4.76 – SPC_2_LQR - PHI, THETA, PSI.....	201
4.77 – SPC_2_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	202
4.78 – SPC_2_LQR - WSX, WSY, WSZ	203
4.79 – SPC_2_LQR - VRX, VRY, VRZ	204
4.80 – SPC_2_LQR - WRX, WRY, WRZ	205
4.82 – SPC_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	207
4.83 – SPC_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	208
4.84 – SPC_2_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ	209
4.85 – SPC_2_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ	210
4.86 – SPC_2_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ	211
4.88 – BCK_1-1_PD - PHI, THETA, PSI.....	215
4.89 – BCK_1-1_PID - PHI, THETA, PSI.....	216
4.90 – BCK_1-1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	217
4.91 – BCK_1-1_PP - PHI, THETA, PSI.....	218
4.92 – BCK_1-1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	219
4.93 – BCK_1-1 - REGIME ESTACIONÁRIO	220
4.94 – LOGICA DE COMUTAÇÃO DE TENSÃO (ETAPA 1)	223
4.95 – BCK_1-2_PD - PHI, THETA, PSI.....	224
4.96 – BCK_1-2_PID - PHI, THETA, PSI.....	225
4.97 – BCK_1-2_LQR - PHI, THETA, PSI.....	226
4.98 – BCK_1-2_PP - PHI, THETA, PSI.....	227
4.99 – BCK_1-2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	228
4.100 – BCK_1-2 - REGIME ESTACIONÁRIO	229
4.101 – LOGICA DE COMUTAÇÃO DE TENSÃO (FINAL).....	231
4.102 – BCK_1-3_PD - PHI, THETA, PSI.....	232
4.103 – BCK_1-3_PD - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	233
4.104 – BCK_1-3_PD - WSX, WSY, WSZ	234
4.105 – BCK_1-3_PD - VRX, VRY, VRZ.....	235
4.106 – BCK_1-3_PD - WRX, WRY, WRZ.....	236
4.107 – BCK_1-3_PD - MRX, MRY, MRZ.....	237
4.108 – BCK_1-3_PID - PHI, THETA, PSI.....	238
4.109 – BCK_1-3_PID - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	239
4.110 – BCK_1-3_PID - WSX, WSY, WSZ	240
4.111 – BCK_1-3_PID - VRX, VRY, VRZ.....	241
4.112 – BCK_1-3_PID - WRX, WRY, WRZ.....	242
4.113 – BCK_1-3_PID - MRX, MRY, MRZ	243
4.114 – BCK_1-3_LQR - PHI, THETA, PSI	244
4.115 – BCK_1-3_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	245
4.116 – BCK_1-3_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	246
4.117 – BCK_1-3_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	247
4.118 – BCK_1-3_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	248
4.119 – BCK_1-3_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	249
4.120 – BCK_1-3_PP - PHI, THETA, PSI.....	250
4.121 – BCK_1-3_PP - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	251
4.122 – BCK_1-3_PP - WSX, WSY, WSZ.....	252
4.123 – BCK_1-3_PP - VRX, VRY, VRZ	253
4.124 – BCK_1-3_PP - WRX, WRY, WRZ.....	254
4.125 – BCK_1-3_PP - MRX, MRY, MRZ.....	255

4.126 – BCK_1-3_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI	256
4.127 – BCK_1-3_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	257
4.128 – BCK_1-3_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	258
4.129 – BCK_1-3_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	259
4.130 – BCK_1-3_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	260
4.131 – BCK_1-3_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	261
4.132 – BCK_1-3 - REGIME ESTACIONÁRIO.....	262
4.133 – BCK_2_PD - PHI, THETA, PSI.....	263
4.134 – BCK_2_PD - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	264
4.135 – BCK_2_PD - WSX, WSY, WSZ.....	265
4.136 – BCK_2_PD - VRX, VRY, VRZ.....	266
4.137 – BCK_2_PD - WRX, WRY, WRZ.....	267
4.138 – BCK_2_PD - MRX, MRY, MRZ.....	268
4.139 – BCK_2_PID - PHI, THETA, PSI.....	269
4.140 – BCK_2_PID - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	270
4.141 – BCK_2_PID - WSX, WSY, WSZ.....	271
4.142 – BCK_2_PID - VRX, VRY, VRZ.....	272
4.143 – BCK_2_PID - WRX, WRY, WRZ.....	273
4.144 – BCK_2_PID - MRX, MRY, MRZ.....	274
4.145 – BCK_2_LQR - PHI, THETA, PSI.....	275
4.146 – BCK_2_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	276
4.147 – BCK_2_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	277
4.148 – BCK_2_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	278
4.149 – BCK_2_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	279
4.150 – BCK_2_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	280
4.151 – BCK_2_PP - PHI, THETA, PSI.....	281
4.152 – BCK_2_PP - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	282
4.153 – BCK_2_PP - WSX, WSY, WSZ.....	283
4.154 – BCK_2_PP - VRX, VRY, VRZ.....	284
4.155 – BCK_2_PP - WRX, WRY, WRZ.....	285
4.156 – BCK_2_PP - MRX, MRY, MRZ.....	286
4.157 – BCK_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI	287
4.158 – BCK_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	288
4.159 – BCK_2_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	289
4.160 – BCK_2_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	290
4.161 – BCK_2_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	291
4.162 – BCK_2_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	292
4.163 – BCK_1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	293
4.164 – BCK_1_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	294
4.165 – BCK_1_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	295
4.166 – BCK_1_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	296
4.167 – BCK_1_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	297
4.168 – BCK_1_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	298
4.169 – BCK_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI	299
4.170 – BCK_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	300
4.171 – BCK_1_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	301
4.172 – BCK_1_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	302
4.173 – BCK_1_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	303
4.174 – BCK_1_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	304
4.175 – BCK_2_LQR - PHI, THETA, PSI.....	305
4.176 – BCK_2_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	306
4.177 – BCK_2_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	307
4.178 – BCK_2_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	308
4.179 – BCK_2_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	309
4.180 – BCK_2_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	310

4.181 – BCK_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	311
4.182 – BCK_2_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	312
4.183 – BCK_2_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	313
4.184 – BCK_2_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	314
4.185 – BCK_2_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	315
4.186 – BCK_2_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	316
4.187 – RBT_1_PD - PHI, THETA, PSI.....	318
4.188 – RBT_1_PD - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	319
4.189 – RBT_1_PD - WSX, WSY, WSZ.....	320
4.190 – RBT_1_PD - VRX, VRY, VRZ.....	321
4.191 – RBT_1_PD - WRX, WRY, WRZ.....	322
4.192 – RBT_1_PD - MRX, MRY, MRZ.....	323
4.193 – RBT_1_PID - PHI, THETA, PSI.....	324
4.194 – RBT_1_PID - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	325
4.195 – RBT_1_PID - WSX, WSY, WSZ.....	326
4.196 – RBT_1_PID - VRX, VRY, VRZ.....	327
4.197 – RBT_1_PID - WRX, WRY, WRZ.....	328
4.198 – RBT_1_PID - MRX, MRY, MRZ.....	329
4.199 – RBT_1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	330
4.200 – RBT_1_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	331
4.201 – RBT_1_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	332
4.202 – RBT_1_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	333
4.203 – RBT_1_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	334
4.204 – RBT_1_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	335
4.205 – RBT_1_PP - PHI, THETA, PSI.....	336
4.206 – RBT_1_PP - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	337
4.207 – RBT_1_PP - WSX, WSY, WSZ.....	338
4.208 – RBT_1_PP - VRX, VRY, VRZ.....	339
4.209 – RBT_1_PP - WRX, WRY, WRZ.....	340
4.210 – RBT_1_PP - MRX, MRY, MRZ.....	341
4.211 – RBT_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	342
4.212 – RBT_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	343
4.213 – RBT_1_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	344
4.214 – RBT_1_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	345
4.215 – RBT_1_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	346
4.216 – RBT_1_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	347
4.217 – RBT_1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	348
4.218 – RBT_1_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	349
4.219 – RBT_1_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	350
4.220 – RBT_1_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	351
4.221 – RBT_1_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	352
4.222 – RBT_1_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	353
4.223 – RBT_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	354
4.224 – RBT_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	355
4.225 – RBT_1_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ.....	356
4.226 – RBT_1_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ.....	357
4.227 – RBT_1_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ.....	358
4.228 – RBT_1_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ.....	359
A.1 – APD_1_LQR - PHI, THETA, PSI.....	374
A.2 – APD_1_LQR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO).....	375
A.3 – APD_1_LQR - WSX, WSY, WSZ.....	376
A.4 – APD_1_LQR - VRX, VRY, VRZ.....	377
A.5 – APD_1_LQR - WRX, WRY, WRZ.....	378
A.6 – APD_1_LQR - MRX, MRY, MRZ.....	379
A.7 – APD_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI.....	380

A.8 – APD_1_RASTREADOR - PHI, THETA, PSI (VERIFICAÇÃO CONTRA ESPECIFICAÇÃO)	381
A.9 – APD_1_RASTREADOR - WSX, WSY, WSZ	382
A.10 – APD_1_RASTREADOR - VRX, VRY, VRZ	383
A.11 – APD_1_RASTREADOR - WRX, WRY, WRZ	384
A.12 – APD_1_RASTREADOR - MRX, MRY, MRZ	385

LISTA DE TABELAS

3.1 – PARÂMETROS DA RODA DE REAÇÃO – ESPECIFICAÇÃO PMM.....	92
3.2 – PARÂMETROS DA RODA DE REAÇÃO – UTILIZADOS NESSE TRABALHO.....	93
4.1 – GANHOS DO CONTROLADOR PD (ALOCAÇÃO DE PÓLOS SISO).....	117
4.2 – GANHOS DO CONTROLADOR PID (ALOCAÇÃO DE PÓLOS SISO).....	118
4.3 – GANHOS DO CONTROLADOR PP (ALOCAÇÃO DE PÓLOS MIMO).....	121
4.4 – PARÂMETROS ORBITAIS.....	122
4.5 – DADOS DO SATÉLITE.....	122
4.6 – CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO – AUSÊNCIA DE FALHAS.....	124
4.7 – GANHOS DO CONTROLADOR PD – CONFIGURAÇÃO ATUALIZADA.....	126
4.8 – CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO – PRESENÇA DE FALHAS $T = 0$ [s].....	214
4.9 – CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO – PRESENÇA DE FALHAS $T = 50$ [s].....	317
4.10 – COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS – RODA MODIFICADA.....	363
4.11 – COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS – RODA EQUIVALENTE.....	363
A.1 – CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO – RODA TELDIX.....	373

LISTA DE SÍMBOLOS

e	Excentricidade da órbita do satélite
h	Altura do satélite em órbita
\vec{H}_R	Vetor momento angular das rodas de reação com relação ao referencial inercial
h_{Rx}	Componente do vetor momento angular da roda de reação na direção do eixo “x” (“roll”) com relação ao referencial inercial
h_{Ry}	Componente do vetor momento angular da roda de reação na direção do eixo “y” (“pitch”) com relação ao referencial inercial
h_{Rz}	Componente do vetor momento angular da roda de reação na direção do eixo “z” (“yaw”) com relação ao referencial inercial
h_{Rx_t}	Composição do momento angular das rodas de reação na direção do eixo “x” (“roll”) com relação ao referencial inercial
h_{Ry_t}	Composição do momento angular das rodas de reação na direção do eixo “y” (“pitch”) com relação ao referencial inercial
h_{Rz_t}	Composição do momento angular das rodas de reação na direção do eixo “z” (“yaw”) com relação ao referencial inercial
\vec{H}_{RS}	Vetor momento angular de acoplamento entre as rodas de reação e o satélite com relação ao referencial inercial
h_{RSx}	Componente do vetor momento angular de acoplamento entre as rodas de reação e o satélite na direção do eixo “x” (“roll”)
h_{RSy}	Componente do vetor momento angular de acoplamento entre as rodas de reação e o satélite na direção do eixo “y” (“pitch”)
h_{RSz}	Componente do vetor momento angular de acoplamento entre as rodas de reação e o satélite na direção do eixo “z” (“yaw”)
$\dot{\vec{H}}_R$	Vetor torque das rodas de reação com relação ao referencial inercial
\dot{h}_{Rs}	Torque gerado pela roda de reação na direção do eixo ortogonal (“skell”)
\dot{h}_{Rx}	Componente do vetor torque da roda de reação na direção do eixo “x” (“roll”)
\dot{h}_{Ry}	Componente do vetor torque da roda de reação na direção do eixo “y” (“pitch”)
\dot{h}_{Rz}	Componente do vetor torque da roda de reação na direção do eixo “z” (“yaw”)

\dot{h}_{Rx_t}	Composição do torque total gerado pelas rodas de reação na direção do eixo “x” (“roll”)
\dot{h}_{Ry_t}	Composição do torque total gerado pelas rodas de reação na direção do eixo “y” (“pitch”)
\dot{h}_{Rz_t}	Composição do torque total gerado pelas rodas de reação na direção do eixo “z” (“yaw”)
\vec{H}_S	Vetor momento angular do satélite com relação ao referencial inercial
h_{Sx}	Componente do vetor momento angular do satélite na direção do eixo “x” (“roll”)
h_{Sy}	Componente do vetor momento angular do satélite na direção do eixo “y” (“pitch”)
h_{Sx}	Componente do vetor momento angular do satélite na direção do eixo “z” (“yaw”)
$\dot{\vec{H}}_S$	Vetor torque resultante do satélite com relação ao referencial inercial
I_R	Momento angular de uma roda de reação
I	Inclinação da órbita do satélite
I_S	Matriz de inércia do satélite
I_{Sx}	Momento de inércia do satélite direção do eixo “x” (“roll”)
I_{Sy}	Momento de inércia do satélite direção do eixo “y” (“pitch”)
I_{Sx}	Momento de inércia do satélite direção do eixo “z” (“yaw”)
k_{11}	Componente (1,1) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{12}	Componente (1,2) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{13}	Componente (1,3) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{24}	Componente (2,4) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{25}	Componente (2,5) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{26}	Componente (2,6) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{37}	Componente (3,7) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
k_{38}	Componente (3,8) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)

k_{39}	Componente (3,9) da matriz de ganhos K para o controlador via alocação de pólos (MIMO)
K	Matriz de ganhos
K_D	Ganho derivativo
K_{DP}	Ganho derivativo da malha de controle do eixo “y” (“pitch”)
K_{DR}	Ganho derivativo da malha de controle do eixo “x” (“roll”)
K_{DY}	Ganho derivativo da malha de controle do eixo “z” (“yaw”)
K_I	Ganho integral
K_P	Ganho proporcional
K_{PP}	Ganho proporcional da malha de controle do eixo “y” (“pitch”)
K_{PR}	Ganho proporcional da malha de controle do eixo “x” (“roll”)
K_{PY}	Ganho proporcional da malha de controle do eixo “z” (“yaw”)
K_{TELDIX}	Ganho da roda de reação TELDIX (referência apêndice B)
K_W	Ganho da roda de reação
M_{Ext}	Vetor torque externo com relação ao referencial inercial
M_{Ext_x}	Componente do vetor torque externo na direção do eixo “x” (“roll”)
M_{Ext_y}	Componente do vetor torque externo na direção do eixo “y” (“pitch”)
M_{Ext_z}	Componente do vetor torque externo na direção do eixo “z” (“yaw”)
M_P	Sobresinal máximo
$M_{R\ max}$	Torque máximo de partida da roda de reação
Q	Matriz de parâmetros de sintonia do LQR
R	Matriz de parâmetros de sintonia do LQR
\vec{r}	Vetor posição do elemento de massa dm em relação a origem do sistema de referencia do corpo
T_0	Período orbital
t_d	Tempo de atraso (“delay time”)
t_p	Tempo de pico (“peak time”)
t_r	Tempo de subida (“rise time”)
t_s	Tempo de acomodação (“settling time”)
T_W	Constante de tempo da roda de reação
\vec{V}	Versor do referencial VLHL
$V_{R\ max}$	Tensão de saturação da roda de reação
V_{Rs_s}	Tensão de controle da roda de reação na direção do eixo ortogonal (“skell”)

V_{Rx_s}	Tensão de controle da roda de reação na direção do eixo “x” (“roll”)
V_{Ry_s}	Tensão de controle da roda de reação na direção do eixo “y” (“pitch”)
V_{Rz_s}	Tensão de controle da roda de reação na direção do eixo “z” (“yaw”)
\hat{v}_x	Versor na direção do eixo “ x_0 ” do referencial VLHL
\hat{v}_y	Versor na direção do eixo “ y_0 ” do referencial VLHL
\hat{v}_z	Versor na direção do eixo “ z_0 ” do referencial VLHL
$V\mathbf{w}_{Sx}$	Tensão de saída do giroscópio proporcional à velocidade angular do satélite na direção do eixo “x” (“roll”)
$V\mathbf{w}_{Sy}$	Tensão de saída do giroscópio proporcional à velocidade angular do satélite na direção do eixo “y” (“pitch”)
$V\mathbf{w}_{Sz}$	Tensão de saída do giroscópio proporcional à velocidade angular do satélite na direção do eixo “z” (“yaw”)
$V\mathbf{f}$	Tensão de saída do sensor de estrelas proporcional ao ângulo \mathbf{f}
$V\mathbf{q}$	Tensão de saída do sensor de estrelas proporcional ao ângulo \mathbf{q}
$V\mathbf{y}$	Tensão de saída do sensor de estrelas proporcional ao ângulo \mathbf{y}
\hat{x}	Versor unitário na direção do eixo “x” (“roll”)
\hat{y}	Versor unitário na direção do eixo “y” (“pitch”)
\hat{z}	Versor unitário na direção do eixo “z” (“yaw”)
$x(t)$	Matriz de estados
$\dot{x}(t)$	Primeira derivada temporal da matriz de estados
\mathbf{w}_0	Velocidade Orbital do satélite
\mathbf{w}_d	Frequência natural amortecida
\mathbf{w}_n	Frequência natural não amortecida
$\vec{\mathbf{w}}_R$	Vetor velocidade angular das rodas de reação com relação ao referencial inercial
$\mathbf{w}_{R\max}$	Velocidade máxima da roda de reação
\mathbf{w}_{Rs}	Velocidade angular da roda de reação na direção do eixo ortogonal (“skell”)
\mathbf{w}_{Rx}	Componente do vetor velocidade angular da roda de reação na direção do eixo “x” (“roll”)
\mathbf{w}_{Ry}	Componente do vetor velocidade angular da roda de reação na direção do eixo “y” (“pitch”)
\mathbf{w}_{Rz}	Componente do vetor velocidade angular da roda de reação na direção do eixo “z” (“yaw”)
$\vec{\mathbf{w}}_{RS}$	Vetor velocidade angular das rodas de reação com relação ao referencial do satélite

\vec{w}_S	Vetor velocidade angular do satélite com relação ao referencial inercial
w_{Sx}	Componente do vetor velocidade angular do satélite na direção do eixo “x” (“roll”)
w_{Sy}	Componente do vetor velocidade angular do satélite na direção do eixo “y” (“pitch”)
w_{Sz}	Componente do vetor velocidade angular do satélite na direção do eixo “z” (“yaw”)
\dot{w}_{Sx}	Primeira derivada temporal da componente do vetor velocidade angular do satélite na direção do eixo “x” (“roll”)
\dot{w}_{Sy}	Primeira derivada temporal da componente do vetor velocidade angular do satélite na direção do eixo “y” (“pitch”)
\dot{w}_{Sz}	Primeira derivada temporal da componente do vetor velocidade angular do satélite na direção do eixo “z” (“yaw”)
f	Ângulo da terceira rotação ao redor do eixo “x” (“roll”) do satélite com relação ao referencial VLHL
\dot{f}	Primeira derivada temporal de f
\ddot{f}	Segunda derivada temporal de f
q	Ângulo da segunda rotação ao redor do eixo “y” (“pitch”) do satélite com relação ao referencial VLHL
\dot{q}	Primeira derivada temporal de q
\ddot{q}	Segunda derivada temporal de q
y	Ângulo da primeira rotação ao redor do eixo “z” (“yaw”) do satélite com relação ao referencial VLHL
\dot{y}	Primeira derivada temporal de y
\ddot{y}	Segunda derivada temporal de y
V	Coefficiente de amortecimento
S	Atenuação

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ACDH	“Attitude Control and Data Handling”
COM	“Contingency Mode”
EQUARS	“Equatorial Atmosphere Research Satellite”
FNM	“Fine Navigation Mode”
GPS	“Ground Positioning System”
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ITM	“Integration and Tests Mode”
LEO	“Low Earth Orbit”
LQR	“Linear Quadratic Regulator”
LQG	“Linear Quadratic Gaussian”
LTR	“Loop Transfer Recovery”
MIMO	“Multiple Input Multiple Output”
NOM	“Nominal Mode”
OBC	“On Board Computer”
OCM	“Orbit Correction Mode”
OCMB	“Orbit Correction Mode Backup”
OFM	“Off Mode”
PD	Proporcional Derivativo
PID	Proporcional Integral Derivativo
PMM	Plataforma Multimissão
PP	“Pole Placement”
SISO	“Single Input Single Output”
SSR	Satélite de Sensoriamento Remoto
STM	“Stabilization Mode”
VLHL	Vertical Local Horizontal Local
WDM	“Wheels De-saturation Mode”

1 INTRODUÇÃO

De acordo com Goodwin, Graebe & Salgado (2000), o controle via realimentação tem uma longa história que começou com o desejo do homem em usar os materiais e as forças da natureza em seu proveito.

O primeiro grande passo na direção do desenvolvimento do controle ocorreu durante a revolução industrial com o “Watt's fly ball governor”, um regulador de velocidade para máquinas a vapor.

As grandes guerras impulsionaram grandes desenvolvimentos na engenharia de controle, alguns deles associados a sistema de guiagem e outros associados aos requisitos de precisão no processo de fabricação das armas de guerra.

As viagens ao espaço nos anos 60 e 70 também foram dependentes e, em consequência, impulsionaram o desenvolvimento da engenharia de controle. Esses desenvolvimentos rapidamente migraram para o mercado de consumo, aplicações médicas e ambientais.

No final do século 20, o controle transformou-se num elemento integrante da sociedade moderna. Virtualmente todos os sistemas com os quais temos contato incorporam sistemas de controle. Exemplos estão em diversas áreas desde os sistemas domésticos mais simples (ar condicionados, aquecedores,...) à área espacial.

Nesse contexto, a engenharia de controle está relacionada ao projeto, implementação e manutenção de sistemas de controle.

A teoria de controle, que trata da análise e síntese de sistemas de controle, avançou e amadureceu através dos eventos cruciais da história (as Revoluções Industriais, as Guerras Mundiais, as missões ao espaço,...).

Antes da Segunda Guerra Mundial havia muitos trabalhos no campo do controle, no entanto sem uma teoria organizada para guiá-los.

Os desenvolvimentos ocorridos na época da Segunda Guerra Mundial impulsionaram desenvolvimentos significativos à teoria de controle. Os trabalhos pioneiros de Bode, Nyquist, Nichols, Evans, Wiener e outros apareceram nessa época. Nascia a teoria de Controle Clássico. Nessa teoria apenas os sinais de entrada, saída e de erro são considerados importantes. A análise e projeto de sistemas de controle segundo essa técnica são feitos usando-se funções de transferência, juntamente com uma variedade de técnicas gráficas tais como o método do Lugar Geométrico das Raízes - LGR, dentre outras. Uma característica essencial da teoria de Controle Clássico é que é baseada na relação entrada-saída do sistema ou função de transferência.

A teoria clássica é em geral aplicável apenas a sistemas lineares invariantes no tempo tendo uma única entrada e uma única saída (SISO).

Nos anos 60 o aumento da complexidade e integração dos sistemas de engenharia, devido principalmente à necessidade de tarefas complexas e de boa precisão, criou a necessidade de se ir além das considerações a sistemas puramente lineares a coeficientes constantes. Sistemas complexos podem ter múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), e podem ser variantes no tempo. Em virtude da necessidade de satisfazer especificações cada vez mais rigorosas no desempenho de sistemas de controle, o aumento na complexidade do sistema e o fácil acesso a computadores, a teoria de controle moderno foi desenvolvida.

Viu-se o desenvolvimento da metodologia alternativa ao controle denominada Espaço de Estados em seqüência aos trabalhos publicados por Wiener, Kalman e outros nas áreas de otimização e estimação. Isso tornou possível o tratamento de sistemas MIMO de uma forma unificada.

Muitos dos problemas práticos de controle, senão todos, envolvem sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas. Em muitos casos essas entradas e saídas podem ser agrupadas em pares e o sistema tratado como subsistemas SISO separadamente. A vantagem disso é o uso de uma teoria mais simplificada no tratamento desses problemas.

No entanto, existirão casos onde haverá interação (ou acoplamento) entre as múltiplas entradas e múltiplas saídas. Talvez esse acoplamento seja fraco e os requisitos de

desempenho ainda estejam garantidos em todos os pontos de operação pela abordagem SISO; caso contrário a única solução será realmente a aplicação da teoria de controle multivariável.

Os componentes essenciais de um sistema de controle em malha fechada, ilustrados na Figura 1.1, são:

- a planta, ou o sistema a ser controlado;
- os sensores, que fornecem informação sobre a planta;
- o controlador, que compara os valores medidos pelos sensores aos valores desejados ou de referência e ajusta as variáveis de entrada à planta;
- os atuadores responsáveis por transferir a planta do estado atual ao estado desejado como determinado pelo controlador.

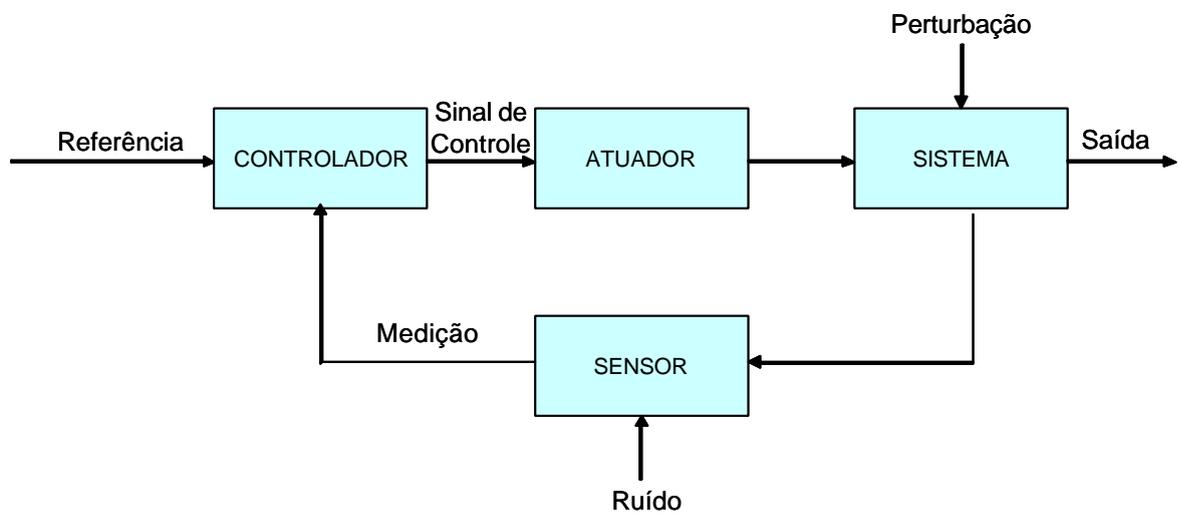


FIGURA 1.1 – Componentes Essenciais de um Sistema de Controle

1.1 Objetivo

O objetivo deste trabalho é estudar e comparar dois métodos de projeto do Controle Clássico (Uma Entrada, Uma Saída) com três métodos de projeto do Controle Moderno (Múltiplas Entradas, Múltiplas Saídas) aplicados a sistemas aeroespaciais fracamente ou fortemente acoplados.

O resultado estará focado em comparar as vantagens e desvantagens de tais leis de controle tratando sistemas fracamente ou fortemente acoplados.

1.2 Motivação

A motivação para esse trabalho advém de sua aplicação à Plataforma Multimissão - PMM correntemente em desenvolvimento no INPE. E de sua possível aplicação a sistemas de controle correntemente em desenvolvimento na EMBRAER

1.3 Justificativa

Pela riqueza da teoria estabelecida, comodidade, tradição e simplicidade, muitos dos sistemas complexos continuam sendo tratados pela abordagem SISO. Sistemas de controle de atitude de satélites bem como aplicações na área aeroespacial ainda fazem uso da abordagem do Controle Clássico. Essa abordagem embora bem explorada e sedimentada, por sua simplicidade desconsidera os efeitos do acoplamento entre as diversas malhas de controle degradando o desempenho dos sistemas controlados.

Uma alternativa nesses casos é a abordagem MIMO. As chamadas técnicas de Controle Moderno e de Otimização permitem a síntese de controladores mais apropriados para sistemas fortemente acoplados garantindo assim requisitos de desempenho mais restritivos. Por outro lado o projeto, aplicação e sintonia de tais controladores são mais complexos. Além disso, a teoria de Controle Moderno é mais recente e encontra-se em constante aperfeiçoamento. Por fim, Otimização e Robustez estão também inversamente relacionadas.

A justificativa desse trabalho é, portanto, apresentar um compromisso entre a simplicidade da abordagem SISO e a complexidade da abordagem MIMO estabelecendo uma escala qualitativa relacionando a intensidade do acoplamento à desempenho de sistemas complexos.

A Plataforma Multimissão foi escolhida como objeto de estudo dessa Dissertação, por ser um projeto novo e de grande importância para o INPE. O foco será o sub-sistema de controle de atitude. Nessa aplicação, a situação em que o controle de atitude pode contar com as três rodas de reação instaladas em paralelo aos eixos principais de inércia do satélite, configura um fraco acoplamento entre esses eixos. A situação em que uma das rodas falha é substituída pela roda instalada simetricamente aos eixos principais de inércia do satélite, configura um forte acoplamento entre os eixos do satélite.

Em aplicações aeroespaciais, um exemplo de sistema que apresenta forte acoplamento no qual a comparação das abordagens SISO e MIMO poderia ser explorada é o sistema pneumático. Em aeronaves, o sistema pneumático extrai ar pressurizado de um ou mais estágios de compressão dos motores, controla sua pressão e temperatura, e distribui ar comprimido a temperatura e pressão controladas aos diversos consumidores, dentre os mais significativos os sistemas de ar condicionado e anti-gelo. O acoplamento nesse exemplo está presente entre as malhas de controle de temperatura e pressão, bem como em sub-malhas do sistema de controle de pressão.

1.4 Organização

O trabalho se divide em cinco capítulos.

O segundo capítulo inclui a revisão da literatura e os conceitos básicos que suportam os processos de modelagem, projeto do controle e simulação.

O terceiro capítulo apresenta a metodologia. Inclui a formulação do problema e a modelagem propriamente dita. São discutidos os elementos que compõem o modelo bem como suas interligações.

O quarto capítulo apresenta as simulações e os resultados. Inclui o cálculo dos parâmetros dos controladores, as simulações e seus desdobramentos, bem como a discussão dos resultados.

O quinto capítulo inclui a conclusão do trabalho.

2 REVISÃO DA LITERATURA E CONCEITOS BÁSICOS

2.1 Revisão da Literatura

Souza (1980) apresenta em seu trabalho o desenvolvimento de um sistema de controle ativo de atitude em três eixos para satélites artificiais, usando propulsores a gás e rodas de reação. Apresenta uma proposta de modelo da roda de reação e uma proposta de linearização da planta utilizados nesse trabalho.

Souza (1986) apresenta o estudo e o projeto de um modelo experimental de um atuador tipo roda de reação. Analisa diversos atuadores do tipo rotor existentes, particularmente das rodas de reação com mancais e rolamentos magnéticos. O trabalho inclui a análise, projeto e simulação digital do sistema de controle de velocidade, além de apresentar resultado de testes de desempenho e confrontação com resultados obtidos através da simulação digital.

Souza (1987) apresenta em seu trabalho uma lei de controle de atitude para satélites artificiais baseada na extensão da teoria do Regulador Linear Quadrático. O foco das simulações são manobras onde os ângulos e velocidades angulares do satélite são pequenas, no entanto as velocidades angulares das rodas a reação são quaisquer. Dentre outros detalhes, é feita a comparação entre o Regulador Linear Quadrático e sua extensão à medida que as condições iniciais da simulação são aumentadas.

Trivelato (1988) apresenta o estudo e desenvolvimento de sistemas de controle digital de torque de rodas de reação, usando modelos de referência com o objetivo de reduzir os efeitos dos torques perturbadores na roda e ruído nos seus sensores. Apresenta a formulação do problema, simplificações adotadas, modelos de referência e modelo da roda real simulado. Seleciona os prováveis controladores e seus parâmetros e testa os controladores selecionados (Proporcional e Proporcional mais Integral com realimentação de velocidade) através de simulações digitais em laboratório. Verifica ao final que o controle por modelo de referência é adequado ao problema e que, embora ambos controladores atendam os

objetivos, o controlador Proporcional é melhor que o Proporcional Integral no caso analisado.

Moscatti (1992) apresenta em seu trabalho o projeto de um sistema de controle de atitude, para um satélite operando em modo nominal, baseado na metodologia LQG/LTR (“Linear Quadratic Gaussian/Loop Transfer Recovery”). Esta metodologia é inerente a projeto de sistemas multivariáveis e reúne abordagens tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

Prudêncio (1997) discute o projeto e a simulação em tempo real de sistemas de controle de atitude magnético de satélites via simulação em ambiente MatrixX®. Teve como aplicação o Satélite de Aplicações Científicas Brasileiro – SACI1 – que foi considerado utilizando controle de atitude autônomo, estabilizado por rotação com controle ativo de velocidade de rotação e da sua precessão através de bobinas geradoras de torques magnéticos interagindo com o campo magnético da terra. Mostra o desenvolvimento dos modelos matemáticos do ambiente e da dinâmica do satélite usados como referência para esse trabalho.

Arantes (2005) compara o controle de atitude em três eixos para satélites artificiais através de rodas de reação e bobinas magnéticas. Utilizou as teorias do Regulador Linear Quadrático (LQR), Regulador Quadrático Gaussiano (LQG) e controladores não lineares baseados em energia para controle no modo de estabilização. Já a teoria do rastreador LQR e do controlador Proporcional Derivativo (PD) foram usados para controle no modo de aquisição de atitude. Para a fase de redução da velocidade angular foi utilizado o controlador de Wisniewski ou Bdot. Teve como aplicação o satélite brasileiro EQUARS (Equatorial Atmosphere Research Satellite).

Ogata (1982) abrange em seu texto tanto a teoria de controle clássico quanto a teoria de controle moderno. Foi usado como referência principalmente no que diz respeito à análise transitória de sistemas SISO e os parâmetros de projetos relacionados à resposta temporal dos sistemas de segunda ordem sub-amortecidos. Características de observabilidade e controlabilidade para sistemas multivariáveis também foram consultadas nessa literatura.

Goodwin, Graebe & Salgado (2000) também apresenta tanto a teoria de controle clássico quanto a teoria de controle moderno. Foi utilizado como referência no cálculo dos ganhos dos controladores SISO PD e PID através metodologia da alocação de pólos dominantes.

Chen (1984), Schultz & Melsa (1967) e Kwakernaak & Sivan (1972) foram utilizados como referência nas técnicas de projeto de sistemas lineares multivariáveis, tais como representação na forma de espaço de estados e características de observabilidade e controlabilidade.

Franklin & Powell (1980) apresenta a teoria para projeto de controle digital multivariável através da técnica de alocação de pólos. A extensão dessa mesma técnica para o projeto de controle contínuo multivariável foi utilizada nesse trabalho.

Kirk (1970) apresenta a teoria do Regulador Linear Quadrático, utilizada nesse trabalho, bem como a teoria do Rastreador Linear Quadrático que foi considerada como ponto de partida para, após simplificações, resultar no Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo utilizado nesse trabalho.

Souza (1980), Kaplan (1976) e Wertz (1978) foram as referências usadas para a teoria sobre dinâmica e cinemática de atitude do satélite. Baseado nas equações apresentadas nessas literaturas foi construído o modelo da planta a ser controlada nesse trabalho. Wertz (1978) apresenta ainda a teoria sobre torques ambientais utilizada na justificativa dos torques perturbadores apresentados nesse trabalho.

Souza (1980) foi usado como referências para a teoria sobre sensores e atuadores, mais especificamente no que diz respeito à teoria e modelagem dos atuadores tipo rodas de reação.

Wertz (1978) também foi usado como referências para a teoria sobre sensores e atuadores, mais especificamente quanto à teoria e descrição dos sensores solares e giroscópios

2.2 Referenciais

Serão utilizados três referenciais básicos nesse trabalho. O primeiro deles sendo o referencial inercial Celestial, o segundo o referencial Vertical Local Horizontal Local (VLHL) e o terceiro aquele fixo no satélite, com origem em seu centro de massa e eixos ao longo dos seus eixos principais de inércia.

Como sugerido por Prudêncio (1997), o sistema de coordenadas inercial adotado é o sistema de coordenadas Celestial definido relativo ao eixo de rotação da Terra. O Pólo Norte desse sistema (eixo Z) está aproximadamente a 1° da Estrela Polar. Para esse sistema de coordenadas ser completamente definido, devemos também definir o meridiano de referência ou ponto de referencia. O ponto no Equador terrestre escolhido como referência é o ponto da Eclíptica, ou plano da órbita do Sol ao redor da Terra, que cruza o Equador indo do sul para o norte, conhecido como Equinócio Vernal. Esta é a direção do eixo X , paralela à linha do centro da Terra na direção do Sol no primeiro dia da primavera. O eixo Y é encontrado usando a regra da mão direita, completando o sistema dextrógiro.

Para os trabalhos de atitude, os sistemas de coordenadas mais importantes estão todos centrados no satélite, uma vez que os sensores e atuadores estão todos embarcados no mesmo.

O segundo referencial adotado é o VLHL. Esse é um referencial girante no plano da órbita do satélite cujo sistema de coordenadas tem origem no centro de massa do satélite. O eixo z_o aponta na direção do centro da Terra, o eixo y_o aponta na direção normal ao plano da órbita e o eixo x_o é obtido pela regra da mão direita, e coincide com a direção do vetor velocidade orbital linear, para uma órbita circular.

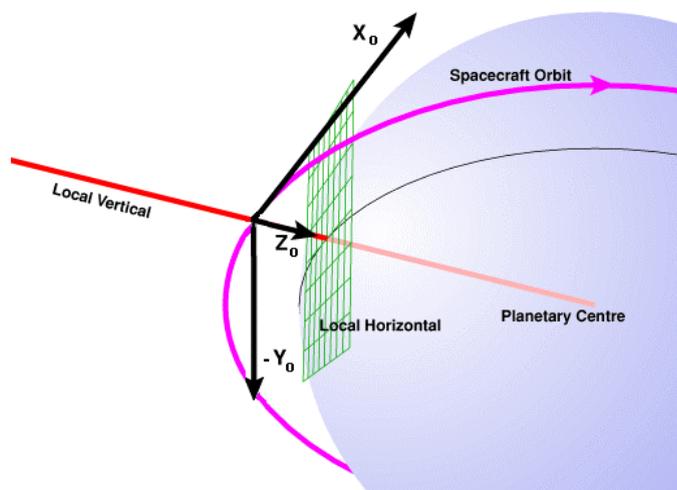


FIGURA 2.1 – Referencial Vertical Local Horizontal Local (VLHL)

Por último, o referencial do corpo, ou do satélite, é um sistema de coordenadas com origem no centro de massa do satélite. Os eixos são escolhidos como sendo coincidentes com os eixos dos momentos principais de inércia. Para estudos de satélite estabilizados em três eixos, Terra-apontado, é prático definir os eixos de “roll”, “pitch” e “yaw” como sendo:

- eixo de “roll” x , nominalmente alinhado com x_0 ;
- eixo de “pitch” y , nominalmente alinhado com y_0 ;
- eixo de “yaw” z , nominalmente alinhado com z_0 .

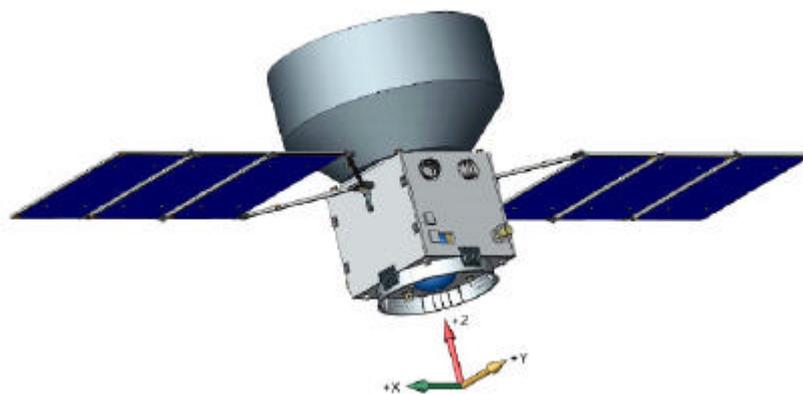


FIGURA 2.2 – Referencial do Corpo

2.3 Equações do Movimento

As equações de movimento da dinâmica de atitude podem ser divididas em dois grupos: as equações cinemáticas de movimento e as equações dinâmicas de movimento.

2.3.1 Equações Dinâmicas de Movimento

As equações da dinâmica do movimento de um satélite definem dependência no tempo das quantidades vetoriais, tais como a velocidade angular, relacionadas com a geometria do movimento frente a perturbações externas, tais como torques perturbadores.

De acordo com Kaplan (1976), o momento angular de um satélite, considerado nesse trabalho como um corpo rígido, em relação à origem do eixo de coordenadas do corpo coincidente com o centro de massa é:

$$\overline{H}_S = \int \vec{r} \times (\overline{\mathbf{w}}_S \times \vec{r}) dm \quad (2.3.1.a)$$

onde \vec{r} é o vetor posição do elemento de massa dm em relação à origem e $\overline{\mathbf{w}}_S$ o vetor velocidade angular do satélite.

O desenvolvimento da expressão acima resulta na expressão do momento angular do satélite em termos de suas componentes ortogonais:

$$\dot{H}_S = h_{Sx} \hat{x} + h_{Sy} \hat{y} + h_{Sz} \hat{z} \quad (2.3.1.b)$$

onde

$$\begin{aligned} h_{Sx} &= I_{Sx} \mathbf{w}_{Sx} - I_{Sxy} \mathbf{w}_{Sy} - I_{Sxz} \mathbf{w}_{Sz} \\ h_{Sy} &= -I_{Sxy} \mathbf{w}_{Sx} + I_{Sy} \mathbf{w}_{Sy} - I_{Syz} \mathbf{w}_{Sz} \\ h_{Sz} &= -I_{Sxz} \mathbf{w}_{Sx} - I_{Syz} \mathbf{w}_{Sy} + I_{Sz} \mathbf{w}_{Sz} \end{aligned} \quad (2.3.1.c)$$

Na forma mais compacta:

$$\dot{H}_S = I_S \dot{\mathbf{w}}_S \quad (2.3.1.d)$$

onde I_S é definida como a matriz de inércia do corpo.

De acordo com a 2ª Lei de Newton para a dinâmica de rotação (ver Souza (1980)), podemos dizer que a taxa de variação temporal do momento angular, definido e escrito em coordenadas do referencial inercial, é igual à resultante dos torques externos em relação à mesma origem, relação essa que define a equação básica da dinâmica de atitude do satélite, equipado com rodas de reação, como mostrado abaixo:

$$\frac{d\vec{H}}{dt} = \vec{M}_{Ext} \quad (2.3.1.e)$$

Onde:

$$\vec{H} = \vec{H}_S + \vec{H}_R \quad (2.3.1.f)$$

Sendo \vec{H}_R o momento angular das rodas de reação.

Reescrevendo a equação acima em termos do referencial móvel, que está girando com velocidade angular $\vec{\omega}_S$, temos:

$$\left[\frac{d\vec{H}}{dt} \right] + \vec{\omega}_S \times \vec{H} = \vec{M}_{Ext} \quad (2.3.1.g)$$

Logo:

$$\dot{\vec{H}}_S + \dot{\vec{H}}_R + \vec{\omega}_S \times (\vec{H}_S + \vec{H}_R) = \vec{M}_{Ext} \quad (2.3.1.h)$$

Onde:

$$\vec{H}_R = I_R \vec{\omega}_R = I_R \vec{\omega}_S + I_R \vec{\omega}_{RS} \quad (2.3.1.i)$$

$\vec{\omega}_{RS}$ é o vetor velocidade relativa das rodas de reação em relação ao satélite:

$$\vec{\omega}_{RS} = \vec{\omega}_R - \vec{\omega}_S \quad (2.3.1.j)$$

Desta forma:

$$\vec{H}_S + \vec{H}_R + \dot{\vec{w}}_S \times (I_S \dot{\vec{w}}_S + I_R \dot{\vec{w}}_S + I_R \dot{\vec{w}}_{RS}) = \dot{\vec{M}}_{Ext} \quad (2.3.1.k)$$

$$\vec{H}_S + \vec{H}_R + \dot{\vec{w}}_S \times [(I_R + I_S) \dot{\vec{w}}_S + I_R \dot{\vec{w}}_{RS}] = \dot{\vec{M}}_{Ext} \quad (2.3.1.l)$$

Observando que o segundo termo \vec{H}_R com o sinal trocado opera como o torque de controle gerado pelas rodas de reação sobre o satélite e reordenando-se os termos tem-se finalmente:

$$\vec{H}_S + \dot{\vec{w}}_S \times [(I_R + I_S) \dot{\vec{w}}_S + I_R \dot{\vec{w}}_{RS}] = \dot{\vec{M}}_{Ext} + \vec{H}_R \quad (2.3.1.m)$$

A equação (2.3.1.m) é uma forma de representação (de Euler) das equações (de Newton) do movimento do satélite definido em relação ao referencial inercial, porém descrito nas coordenadas do satélite, e inclui três fontes de torques giroscópicos (acoplados):

- devido ao produto de $\vec{H}_S = I_S \vec{w}_S$ para os casos em que I_S não é diagonal.
- devido ao satélite: $\dot{\vec{w}}_S \times [(I_R + I_S) \dot{\vec{w}}_S]$;
- devido às rodas de reação: $\vec{w}_S \times (I_R \vec{w}_{RS})$;

O vetor torque $\dot{\vec{M}}_{Ext}$ é a resultante dos torques perturbadores (efeitos ambientais tais como gradiente de gravidade, correntes parasitas, arrasto aerodinâmico e pressão da radiação solar).

Como os sensores e atuadores estão montados no satélite, o seu movimento geral de atitude é mais convenientemente descrito na forma de representação de Euler, apesar dos acoplamentos mencionados acima.

2.3.2 Equações Cinemáticas de Movimento

A especificação da orientação dos eixos de um satélite em relação a algum sistema de coordenadas de referência é obtida através da matriz de co-senos diretores, cujos elementos são os co-senos dos ângulos entre os vetores no referencial do satélite e no sistema de

referência. A matriz de co-senos diretores é portanto uma transformação de coordenadas que mapeia vetores de um sistema de referência para o sistema fixo no satélite.

Formas de descrever orientações de corpos rígidos foram estudadas por Euler, Jacobi, Hamilton, e outros, resultando em uma série de técnicas disponíveis, dentre elas:

- parâmetros simétricos de Euler (quaternions);
- ângulos de Euler;
- ângulos e eixo equivalente.

Uma boa escolha do sistema de transformação de coordenadas pode simplificar os cálculos matemáticos e prevenir situações como singularidades geométricas ou equações diferenciais cinemáticas altamente não lineares.

Dada a clara interpretação física dos ângulos de Euler essa foi a parametrização escolhida para esse trabalho.

Os ângulos de Euler são uma maneira de orientar um corpo rígido em uma determinada direção e envolvem três rotações sucessivas dos eixos de referência fixos no corpo. A primeira rotação ocorre em torno de qualquer um dos eixos. A segunda rotação ocorre em torno de um dos dois eixos não usados na primeira rotação. Finalmente a terceira rotação ocorre em torno de um dos dois eixos não usados na segunda rotação. Isso gera um total de 12 combinações diferentes de ângulos de Euler ao redor do referencial do corpo.

Considerando três rotações sucessivas ao redor dos eixos de um corpo, pode-se descrever a orientação do referencial U relativo a outro referencial A . Uma seqüência particular de rotações pode ser escolhida e simbolicamente representada por:

$$\begin{aligned}C_3(\mathbf{q}_3) : W &\leftarrow A \\C_2(\mathbf{q}_2) : V &\leftarrow W \\C_1(\mathbf{q}_1) : U &\leftarrow V\end{aligned}\quad (2.3.2.a)$$

Nesse caso cada rotação é descrita por:

$$\begin{aligned}
C_3(\mathbf{q}_3) &= \begin{bmatrix} \cos \mathbf{q}_3 & \sin \mathbf{q}_3 & 0 \\ -\sin \mathbf{q}_3 & \cos \mathbf{q}_3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
C_2(\mathbf{q}_2) &= \begin{bmatrix} \cos \mathbf{q}_2 & 0 & -\sin \mathbf{q}_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \mathbf{q}_2 & 0 & \cos \mathbf{q}_2 \end{bmatrix} \\
C_1(\mathbf{q}_1) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \mathbf{q}_1 & \sin \mathbf{q}_1 \\ 0 & -\sin \mathbf{q}_1 & \cos \mathbf{q}_1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.3.2.b}$$

onde W e V são dois referencias intermediários. Os três ângulos \mathbf{q}_1 , \mathbf{q}_2 e \mathbf{q}_3 são conhecidos como Ângulos de Euler.

A seqüência de rotações de A para U no exemplo acima resulta em uma matriz de rotações definida como:

$$C_{UA} \equiv C_1(\mathbf{q}_1)C_2(\mathbf{q}_2)C_3(\mathbf{q}_3) = \begin{bmatrix} c_2c_3 & c_2s_3 & -s_2 \\ s_1s_2c_3 - c_1s_3 & s_1s_2s_3 + c_1c_3 & s_1c_2 \\ c_1s_2c_3 + s_1s_3 & c_1s_2s_3 - s_1c_3 & c_1c_2 \end{bmatrix} \tag{2.3.2.c}$$

onde $c_i = \cos(\mathbf{q}_i)$ e $s_i = \sin(\mathbf{q}_i)$. Essa seqüência é definida como seqüência (3-2-1) dos ângulos de Euler, seguindo a ordem das rotações. Primeiro uma rotação ao redor do terceiro eixo; então uma rotação ao redor do segundo eixo; e, por fim, uma rotação ao redor do primeiro eixo, como mostrado na figura 2.3 abaixo:

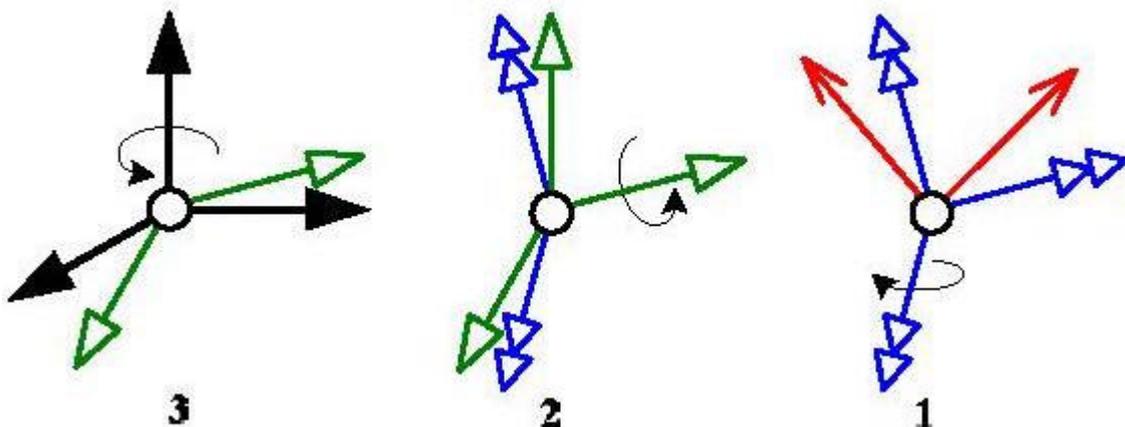


FIGURA 2.3 – Seqüência de Rotações (3-2-1) dos Ângulos de Euler

Em problemas de estabilização de atitude de satélites em três eixos é comum definir:

- ângulo de “roll” (\mathbf{f}) é o ângulo de rotação em torno do eixo de “roll”;
- ângulo de “pitch” (\mathbf{q}) é ângulo de rotação em torno do eixo de “pitch”;
- ângulo de “yaw” (\mathbf{y}) é ângulo de rotação em torno do eixo de “yaw”.

O conjunto de 12 combinações de ângulos de Euler descrito acima é dividido em dois tipos:

Tipo 1 (anti-simétrica): Nesse caso as rotações são feitas, sucessivamente, em cada um dos três eixos. Esse tipo apresenta uma singularidade em $\mathbf{q} = \pm \frac{\mathbf{p}}{2}$. As seqüências são: 1 - 2 - 3, 2 - 1 - 3, 3 - 2 - 1, 2 - 3 - 1, 3 - 1 - 2, 1 - 3 - 2.

Tipo 2 (simétrica): Nesse caso a primeira e terceira rotação são feitas sobre o mesmo eixo. Esse tipo apresenta uma singularidade em $\mathbf{q} = \mathbf{p}$ e $\mathbf{q} = 0$. As seqüências são: 3 - 1 - 3, 2 - 1 - 2, 1 - 2 - 1, 2 - 3 - 2, 1 - 3 - 1, 3 - 2 - 3.

Visto a faixa de operação dos desvios angulares (erro medido entre o referencial do corpo e o referencial Vertical Local Horizontal Local) ser pequena durante o Modo Nominal, a seqüência anti-simétrica 3-2-1 foi adotada nesse trabalho com a intenção de se evitar a singularidade que ocorre apenas em $\mathbf{q} = \pm \frac{\mathbf{p}}{2}$ nesse caso.

O estudo da cinemática de um satélite está focado na geometria do movimento, desconsiderando-se os aspectos de massa e força. Essencialmente constitui-se de métodos de cálculo matricial para descrever posições, velocidades e acelerações de corpos rígidos descritas em diferentes referenciais de coordenadas, acompanhando a evolução da orientação entre os mesmos a longo do tempo.

As equações cinemáticas do movimento são um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem que contém o vetor velocidade angular instantâneo $\vec{\omega}$ e especificam a evolução no tempo de parâmetros de atitude (\mathbf{f} , \mathbf{q} e \mathbf{y}).

Considerando o satélite como um corpo rígido em uma órbita circular, definiu-se o referencial Vertical Local Horizontal Local como aquele cuja origem está no centro de massa do satélite e apresenta o versor descrito no referencial inercial:

$$\hat{V} = \begin{bmatrix} \hat{v}_x \\ \hat{v}_y \\ \hat{v}_z \end{bmatrix} \quad (2.3.2.d)$$

onde:

- \hat{v}_x está apontado na direção do movimento orbital;
- \hat{v}_y está perpendicular ao plano da órbita;
- \hat{v}_z está apontado para o centro da Terra.

A velocidade angular de \hat{V} com relação ao referencial inercial é:

$$\vec{\omega}_{v/I} = -\mathbf{w}_0 \hat{v}_y \quad (2.3.2.e)$$

onde \mathbf{w}_0 é a velocidade orbital.

A velocidade angular do referencial fixo no corpo $\vec{\omega}_S$ é dada por:

$$\dot{\omega}_S = \dot{\omega}_{S/V} + \dot{\omega}_{V/I} = \dot{\omega}_{S/V} - \mathbf{w}_0 \hat{v}_y \quad (2.3.2.e)$$

Para descrever a orientação do referencial fixo no corpo com relação ao referencial Vertical Local Horizontal Local, em termos da seqüência de rotações (3-2-1) dos ângulos de Euler, a seguinte matriz de rotação deve ser usada:

$$C_{VS} \equiv C_1(\mathbf{q}_f)C_2(\mathbf{q}_q)C_3(\mathbf{q}_y) = \begin{bmatrix} c_q c_y & c_q s_y & -s_q \\ s_f s_q c_y - c_f s_y & s_f s_q s_y + c_f c_y & s_f c_q \\ c_f s_q c_y + s_f s_y & c_f s_q s_y - s_f c_y & c_f c_q \end{bmatrix} \quad (2.3.2.f)$$

onde:

$$c_f = \cos(\mathbf{f}) \text{ e } s_f = \sin(\mathbf{f});$$

$$c_q = \cos(\mathbf{q}) \text{ e } s_q = \sin(\mathbf{q});$$

$$c_y = \cos(\mathbf{y}) \text{ e } s_y = \sin(\mathbf{y}).$$

Ainda, para seqüência (3-2-1) a velocidade angular do referencial fixo no satélite em relação ao referencial Vertical Local Horizontal Local pode ser representada por:

$$\begin{bmatrix} \omega_{Sx/V} \\ \omega_{Sy/V} \\ \omega_{Sz/V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -s_q \\ 0 & c_f & s_f c_q \\ 0 & -s_f & c_f c_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{f}} \\ \dot{\mathbf{q}} \\ \dot{\mathbf{y}} \end{bmatrix} \quad (2.3.2.g)$$

Como:

$$\dot{\omega}_S = \dot{\omega}_{S/V} + \dot{\omega}_{V/I} = \dot{\omega}_{S/V} - \mathbf{w}_0 \hat{v}_y \quad (2.3.2.h)$$

Temos:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_{Sx} \\ \mathbf{w}_{Sy} \\ \mathbf{w}_{Sz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -s_q \\ 0 & c_f & s_f c_q \\ 0 & -s_f & c_f c_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{f}} \\ \dot{\mathbf{q}} \\ \dot{\mathbf{y}} \end{bmatrix} - \mathbf{w}_0 \begin{bmatrix} c_q s_y \\ s_f s_q s_y + c_f c_y \\ c_f s_q s_y - s_f c_y \end{bmatrix} \quad (2.3.2.i)$$

E, finalmente, a equação diferencial cinemática do movimento orbital de um satélite é:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{f}} \\ \dot{\mathbf{q}} \\ \dot{\mathbf{y}} \end{bmatrix} = \frac{1}{c_q} \begin{bmatrix} c_q & s_f s_q & c_f s_q \\ 0 & c_f c_q & -s_f c_q \\ 0 & s_f & c_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{Sx} \\ \mathbf{w}_{Sy} \\ \mathbf{w}_{Sz} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{w}_0}{c_q} \begin{bmatrix} s_y \\ c_q c_y \\ s_q s_y \end{bmatrix} \quad (2.3.2.j)$$

2.4 Sistemas de Controle de Atitude de Satélites

De acordo com Prudêncio (1997), o controle de atitude é o processo de alcançar e manter uma orientação no espaço. Uma manobra de atitude é o processo de reorientação do satélite de uma atitude para outra. Uma manobra de atitude na qual a atitude inicial não é conhecida quando o plano de manobra está sendo empreendido é conhecida como aquisição de atitude. Estabilização de atitude é o processo de manter uma atitude existente em relação a algum referencial externo. Este referencial pode estar ou inicialmente fixo ou movendo-se vagarosamente.

O subsistema de controle de atitude é geralmente composto por três componentes: sensores de atitude, controlador e atuadores. O sensor de atitude localiza referências de destino conhecidas, tais como o Sol e o campo magnético da Terra, para medir grandezas que permitam determinar a atitude. O controlador (ou algoritmos de determinação e de controle de atitude) determina quando o controle é requerido, quais torques são necessários e como gerá-los. Os atuadores de atitude são os mecanismos que provêm os torques de controle. Esse subsistema é de controle em malha fechada, constituído da dinâmica do satélite, sensores, atuadores e o controlador (computador de bordo) com suas leis de controle.

2.4.1 Sensores

De acordo com Wertz (1978), existem basicamente duas maneiras para determinação de atitude: com base em referenciais externos ao satélite (Sol, Terra, campo magnético ou

estrelas) ou alguma maneira de se medir a aceleração centrífuga (unidades inerciais como giroscópios e acelerômetros) e então determinar a mudança de orientação.

O principal problema relacionado ao segundo método citado acima, o método inercial, é a necessidade de se integrar pequenas mudanças de atitude para propagar a orientação no espaço inercial a partir de um valor inicial conhecido. Portanto pequenos erros são acumulados nesse processo e atualizações periódicas baseadas em referências externas são necessárias. Uma combinação bastante utilizada é o uso de giroscópios e sensores de estrelas.

Os sensores de estrelas medem coordenadas estelares no referencial do satélite e provém informação de atitude quando as coordenadas observadas são comparadas com direções conhecidas de estrelas obtidas de um catálogo estelar. Em geral os sensores de estrela são os mais precisos (da ordem de 1 arco de segundo) dentre os sensores de atitude. Essa incrível precisão no entanto apresenta em contrapartida o fato dos sensores de estrela serem pesados, caros e consumir mais energia do que os outros tipos de sensores. Adicionalmente, os requisitos de software também são restritivos visto que as medições devem ser processadas antes que a atitude seja calculada. Sensores de estrela sofrem também de ocultação e interferências de fontes de alto brilho (Sol, Terra, ...).



FIGURA 2.4 – Sensor de Estrelas

Os giroscópios (também conhecidos como unidades inerciais) são instrumentos que usam uma massa girando a altas velocidades ao redor de um eixo para detectar e prover mudanças na orientação inercial relativa ao eixo de giro. Há dois tipos básicos de instrumentos giroscópicos de medição:

- “Rate Gyros”: medem taxas angulares de um satélite, que integradas pelo computador de bordo podem fornecer uma estimativa da mudança de atitude partindo-se de uma certa condição inicial;
- “Rate Integrating Gyros”: medem as mudanças de atitude do satélite diretamente, sem necessidade de integração via computador de bordo.



FIGURA 2.5 – Giroscópio

Além dos giroscópios e sensores de estrelas utilizados nesse trabalho, a PMM contém também sensores solares, GPS e magnetômetros como será detalhado no capítulo 2.5.

2.4.2 Atuadores

Determinada a atitude do satélite, deve haver métodos para controlá-lo e reorientá-lo quando necessário.

Dentre os atuadores embarcados na PMM (rodas de reação, propulsores e bobinas magnéticas), as rodas de reação serão utilizadas como mecanismo de re-orientação nesse trabalho.

Dispositivos com capacidade de armazenar momento angular são usados em satélites com diversas finalidades, dentre outras: como fonte de rigidez giroscópica, para absorver torques cíclicos e para transferir momento angular ao satélite durante manobras de atitude.

Esses dispositivos são baseados no momento gerado por uma roda girando ao redor de um determinado eixo. A terminologia considerada nesse trabalho considera:

- Rodas de reação: rodas com quantidade de movimento angular nominal nulo.
- Volante de inércia: rodas de reação com quantidade de movimento angular nominal diferente de zero.

De acordo com Souza (1980), as rodas de reação são usadas nos modos que necessitam de apontagem fina, como por exemplo no modo normal, por apresentarem a vantagem de produzir torques de baixíssimo valor e proporcionais aos ângulos de erro. Além disso, as elevadas frequências de comutação desses torques não se constituem em problema porque o sistema consome energia (renovável) e não massa (não renovável); e porque as constantes de tempo do sistema podem ser feitas bastante pequenas o que possibilita inclusive, tempos de resposta reduzidos. Uma desvantagem das rodas de reação é a existência de um limite máximo para velocidade angular e a necessidade de “de-saturar” as rodas, isto é, reduzir suas velocidades angulares de quando em vez para evitar que tal limite seja atingido.

O atuador a roda de reação gera torques graças a aceleração da roda ligada ao rotor de um motor elétrico em relação ao seu estator, que está fixo à estrutura do satélite. O princípio de funcionamento é o da conservação do momento angular do conjunto “satélite + roda” pois o torque do motor apenas incrementa as respectivas parcelas com quantidades simétricas, fazendo com que o satélite gire de modo a reduzir o ângulo de erro. Espera-se que a média da velocidade relativa o longo de um período orbital seja aproximadamente nula.

2.4.3 Controle Clássico

As estruturas de controle clássico mais comumente usada são a PID, rede “lead” e rede “lag”.

De acordo com Goodwin, Graebe & Salgado (2000), a simplicidade dessas estruturas são ao mesmo tempo seus pontos fracos. Enquanto pode-se provar que é robusta em diversas aplicações, a estrutura PID em alguns casos particulares de plantas instáveis não é recomendável. No entanto a versatilidade do controle PID (controlador de até segunda ordem) garante ainda sua continuidade e popularidade.

Considerando o sistema SISO mostrado na Figura 2.6, as expressões tradicionais para controladores PID estão mostradas abaixo:

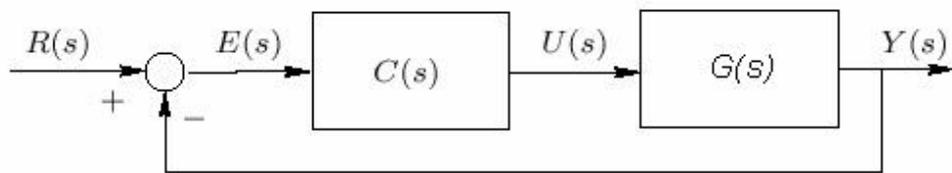


FIGURA 2.6 – Componentes Essenciais de um Sistema de Controle

$$C_P(s) = K_P \quad (2.4.3.a)$$

$$C_{PI}(s) = K_P + \frac{1}{K_I s} \quad (2.4.3.b)$$

$$C_{PD}(s) = K_P + sK_D \quad (2.4.3.c)$$

$$C_{PID}(s) = K_P + sK_D + \frac{1}{K_I s} \quad (2.4.3.d)$$

Onde, nesse caso K_P , K_D e K_I são conhecidos como ganho proporcional, ganho derivativo e ganho integral respectivamente. Fica evidente que os membros dessa estrutura incluem, em diferentes combinações, três modos básicos: Proporcional (P), Integral (I) e Derivativo (D).

De acordo com Ogata (1982):

- A ação proporcional de controle provê uma contribuição que depende do valor instantâneo do erro, diferença entre o valor desejável e o valor real. Um controlador proporcional pode controlar qualquer planta estável, mas oferece desempenho limitada e erro estacionário não nulo. Essa última limitação decorre do fato de que sua resposta em frequência é limitada para todas as frequências.
- A ação integral de controle (aproximada pela rede “lag”) provê uma contribuição que é proporcional ao erro acumulado, implicando um modo de controle com ação mais lenta. Esse modo, analisado separadamente, tem duas grandes desvantagens: a primeira é o fato do pólo na origem ser altamente prejudicial à estabilidade da malha; a segunda é o fato de dar margem ao efeito de “wind-up” (entrada atinge o limite de saturação e continua sendo integrada na malha). Em contrapartida, a ação integral de controle tem a vantagem de zerar o erro em regime estacionário.
- A ação derivativa de controle (aproximada pela “lead”) atua na taxa de mudança do erro, implicando uma ação de controle rápida que desaparece na presença de erros constantes. É muitas vezes chamada de modo preditivo por ser dependente da tendência de variação do erro. A maior limitação do modo derivativo, quando analisado isoladamente, é a geração de ações de controle de amplitude elevada em resposta a erros de frequência elevada, tais como ruído na medição.

Ainda de acordo com Ogata (1982), uma função de transferência de um sistema de segunda ordem em malha fechada pode ser representada da seguinte forma:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{Js^2 + Fs + K} = \frac{\frac{K}{J}}{\left[s + \frac{F}{2J} + \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{K}{J}}\right] \cdot \left[s + \frac{F}{2J} - \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{K}{J}}\right]}$$

(2.4.3.e)

Os pólos de malha fechada são complexos se $F^2 - 4JK < 0$, e são reais se $F^2 - 4JK \geq 0$. Na análise da resposta transitória, é conveniente escrever:

$$\frac{K}{J} = \mathbf{w}_n^2 \quad (2.4.3.f)$$

$$\frac{F}{J} = 2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_n = 2 \cdot \mathbf{s} \quad (2.4.3.g)$$

onde \mathbf{s} é chamada de atenuação, \mathbf{w}_n é a frequência natural não amortecida e \mathbf{z} é o coeficiente ou razão de amortecimento do sistema.

O comportamento dinâmico de sistemas de segunda ordem pode então ser descrito em termos de dois parâmetros: \mathbf{z} e \mathbf{w}_n

Em muitos casos práticos as características de desempenho desejadas de um sistema de controle são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo. Sistemas com armazenamento de energia não podem responder instantaneamente e terão respostas transitórias sempre que sujeitos a entradas ou perturbações.

A resposta transitória de um sistema de controle na prática geralmente apresenta oscilações amortecidas antes de alcançar o estado ou regime estacionário. Ao especificar as características de resposta transitória de um sistema de controle, geralmente para uma entrada degrau, é comum especificar o seguinte:

1. Tempo de atraso, t_d : é o tempo necessário para a resposta alcançar pela primeira vez a metade do valor final;
2. Tempo de subida, t_r : é o tempo necessário para a resposta passar de 10% a 90%, 5% a 95% ou 0% a 100% do seu valor final. Para sistemas de segunda ordem sub-amortecidos, usa-se normalmente o tempo de subida de 0% a 100%. Para sistemas sobre-amortecidos, normalmente se usa o tempo de subida de 10% a 90%;

3. Instante do pico, t_p : é o tempo necessário para resposta alcançar o primeiro pico de sobre-sinal;
4. Sobre-sinal máximo, M_p : o sobre sinal máximo é o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor unitário. Se o valor final de regime estacionário da resposta difere da unidade, então comumente se usa o máximo sobre-sinal percentual. O sobre-sinal máximo indica diretamente a estabilidade relativa do sistema;
5. Tempo de acomodação, t_s : é o tempo necessário para a curva de resposta alcançar e permanecer dentro de uma faixa em torno do valor final, faixa essa de magnitude especificada por uma porcentagem absoluta do valor final (geralmente 5% ou 2%). O tempo de acomodação está relacionado com a maior constante de tempo do sistema de controle. A escolha de que porcentagem usar no critério de erro pode ser determinada a partir dos objetivos do projeto do sistema em questão.

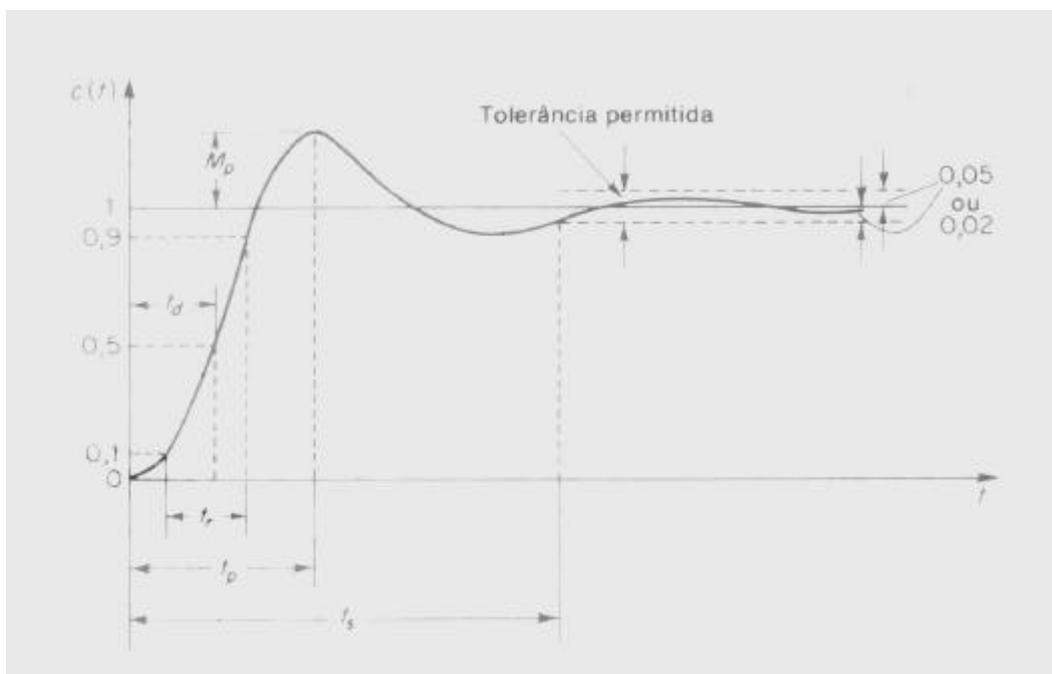


FIGURA 2.7 – Especificações da Resposta Transitória

Fonte: Ogata (1982)

Nem todas as especificações acima são aplicáveis para qualquer caso em estudo. Por exemplo, um sistema sobre-amortecido, os termos instante do pico e sobre-sinal máximo não se aplicam.

As características de resposta transitória são facetas importantes do desempenho de sistemas de controle. Uma outra característica importante se relaciona com o erro do sistema. Os erros de um sistema de controle podem ser atribuídos a muitos fatores. Variações na entrada de referência causarão erros durante períodos transitórios e podem também ocasionar erros estacionários.

Qualquer sistema de controle físico sofre inerentemente de erro estacionário em resposta a certos tipos de entradas. Um sistema pode não apresentar erro estacionário para entradas em degrau, mas o mesmo pode apresentar erro estacionário não nulo para uma entrada em rampa. A única maneira de se eliminar este erro é modificando a estrutura do sistema.

Portanto o objetivo do projeto dos sistemas de controle SISO desse trabalho (PD e PID) serão buscar uma resposta transitória que minimize as oscilações e o sobre-sinal máximo, apresentem tempo de resposta de acordo com os requisitos da especificação do projeto além de manter o erro em regime estacionário dentro de limites toleráveis também de acordo com a especificação do projeto. Em resumo, busca-se uma resposta transitória suficientemente rápida e suficientemente amortecida.

Portanto, os seguintes critérios de projeto do sistema de controle serão observados:

- $0.4 < \zeta < 0.8$: que mantém o compromisso razoável entre velocidade de resposta e sobre-sinal máximo
- $t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n}$: que garante uma faixa de tolerância de 2% em aproximadamente quatro vezes a constante de tempo do sistema

As escolhas de \mathbf{z} e \mathbf{w}_n baseado nos critérios acima vai resultar em um sobre-sinal

máximo percentual de aproximadamente $M_p = e^{-\left(\frac{\mathbf{s}}{\mathbf{w}_d}\right)p} \cdot 100\%$, onde $\mathbf{w}_d = \mathbf{w}_n \cdot \sqrt{1 - \mathbf{z}^2}$ é a frequência natural amortecida do sistema.

Quando um sistema de segunda ordem tem um zero perto dos pólos de malha fechada (por exemplo a planta de “roll”, pitch ou “yaw” controlada por um controlador PD) o comportamento da resposta transitória pode se tornar consideravelmente diferente daquela esperada pela escolha dos parâmetros descritos acima. Nesse caso o ajuste dos parâmetros de projeto deve ser feito para compatibilizar a resposta transitória aos requisitos da especificação.

A introdução da ação integral ao controlador PD, resultando no controlador PID, aumenta para terceira ordem a função de transferência em malha fechada das malhas de “roll”, “pitch” e “yaw”. A resposta temporal de um sistema estável de terceira ordem é a soma de um certo número de curvas senoidais e exponenciais amortecidas.

2.4.4 Controle Moderno

Uma das estruturas mais flexíveis no estudo de sistemas multivariáveis (MIMO) complexos é a de espaço de estados. Esta consiste de um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem acopladas, particularmente úteis para uso em cálculos numéricos computacionais.

Sistemas contínuos, lineares e variantes no tempo com “n” estados, “m” entradas e “q” saídas, tomam o seguinte formato quando representados através do espaço de estados:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t), x(t_0) = x_0 \\ x(t) &: n \times 1; A(t) : n \times n; u(t) : m \times 1; B(t) : n \times m \\ y(t) &= C(t)x(t) + D(t)u(t) \\ y(t) &: q \times 1; C(t) : q \times n; D(t) : q \times m\end{aligned}\tag{2.4.4.a}$$

onde a primeira equação é denominada equação de estados e a segunda equação de saída.

Uma questão importante relacionada a modelos representados por espaço de estados é a capacidade ou não de transportar estados de uma dada condição inicial a uma dada condição final via ações de controle. Essa propriedade é chamada de Controlabilidade. De acordo com Ogata (1982), um sistema é dito Completamente Controlável em t_0 se é possível, usando-se um vetor de controle arbitrário (sem restrições) mas finito, transferir o sistema de qualquer estado inicial $x(t_0)$ para qualquer outro estado em um intervalo de tempo finito. A solução para um problema de controle por espaço de estados pode não existir se o sistema considerado não é controlável. Embora as maiorias dos sistemas físicos sejam controláveis, os correspondentes modelos matemáticos podem não ter a mesma propriedade.

Um sistema linear invariante no tempo é dito de estado completamente controlável se e apenas se os vetores $A^{-1}B$, $A^{-2}B$, ..., $A^{-(n-1)}B$ são linearmente independentes ou a matriz $\begin{bmatrix} B \\ AB \\ \dots \\ A^{n-1}B \end{bmatrix}$ tem característica n.

Outra questão importante é a capacidade ou não de observadas as saídas durante um intervalo de tempo e poder-se determinar os estados. De acordo com Ogata (1982), o

sistema é dito ser Completamente Observável se todo estado inicial $x(0)$ pode ser determinado a partir da observação de $y(t)$ durante um intervalo de tempo finito. O sistema é portanto completamente observável se toda transição de estado afeta cada elemento do vetor saída. O conceito de observabilidade é útil para resolver o problema de reconstituir variáveis de estado não mensuráveis a partir das mensuráveis no mínimo espaço de tempo possível.

As propriedades acima são invariantes dentro de um sistema. No entanto, mudanças no número de entradas, no número de saídas e na escolha das variáveis de saída podem modificar tais propriedades para um certo sistema.

De acordo com Franklin & Powell (1980), um fator atrativo ao uso da metodologia de espaço de estados é que o procedimento se divide em duas abordagens.

A primeira assume que todos os estados estão disponíveis para propósito de realimentação. Essa premissa possibilita o projeto de controladores através, por exemplo, das técnicas de Alocação de Pólos e do Regulador Linear Quadrático.

A segunda assume que nem todos os estados estão disponíveis para realimentação. Isso é um caso muito comum na prática. Devido a limitações físicas, e muitas vezes econômicas, dificilmente se consegue medir todos os estados de um dado sistema. Isso clama a alternativas às medições e introduz a noção dos então chamados Estimadores (ou Observadores). A função de um estimador é a de inferir o valor de um estado não medido correlato a outros estados que estejam sendo medidos.

O algoritmo final nesse caso incluiria então o projeto do controlador e do estimador a lei de controle. O comportamento do sistema em malha fechada vai depender, neste caso, das propriedades do sistema, do controlador e do observador.

2.4.4.1 Alocação de Pólos

De acordo com Chen (1984), dada uma planta controlável na forma de espaço de estados e dado o posicionamento desejado dos pólos em malha fechada é possível calcular um

conjunto de ganhos constantes, um ganho para cada variável de estado, de tal forma que realimentando os estados através dos ganhos os pólos do sistema em malha fechada resultarão nas localizações pré-especificadas.

De acordo com Franklin & Powell (1980), a lei de controle é portanto simplesmente a realimentação de uma combinação linear das variáveis de estado do sistema, da seguinte forma:

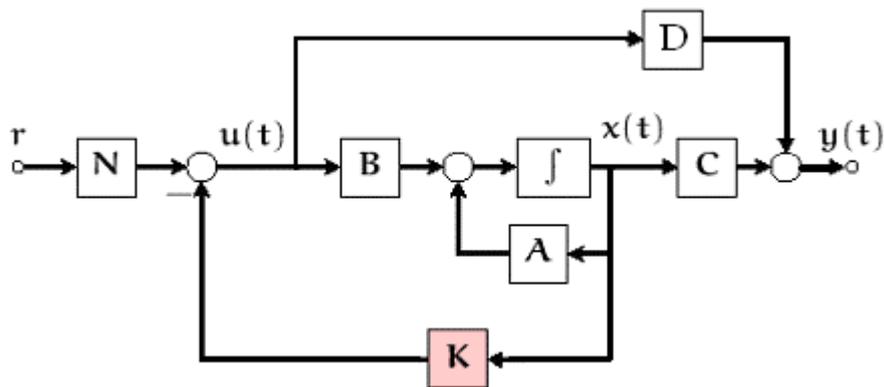


FIGURA 2.8 – Controle Via Alocação de Pólos

Onde:

$$u(t) = -Kx(t) = -[k_1, k_2, \dots] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \end{bmatrix} \quad (2.4.4.1.a)$$

Considerando as matrizes A e B constantes e substituindo em:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (2.4.4.1.b)$$

Tem-se:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) - BKx(t) \quad (2.4.4.1.c)$$

E a equação característica em malha fechada é:

$$\det|sI - A + BK| = 0 \quad (2.4.4.1.d)$$

Logo o projeto do controlador por alocação de pólos consiste em selecionar os elementos da matriz K de tal forma que as raízes da equação característica descrita acima coincidam com a localização desejada dos pólos em malha fechada.

Dados as localizações desejada dos pólos:

$$s_i = \mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2, \mathbf{I}_3, \dots \quad (2.4.4.1.e)$$

a equação característica de controle desejada será:

$$\mathbf{a}_c(s) = (s - \mathbf{I}_1)(s - \mathbf{I}_2)(s - \mathbf{I}_3)\dots = 0 \quad (2.4.4.1.f)$$

e os elementos da matriz K podem ser obtidos igualando-se os coeficientes de (2.4.4.1.d) a (2.4.4.1.f).

2.4.4.2 Otimização

A realimentação de estados e abordagem via observador são ferramentas fundamentais no controle de sistemas por equações de estados. No entanto nem sempre é o método mais adequado e aquele que apresenta os melhores resultados. Dentre as dificuldades destacam-se o fato de a transição entre as especificações (máximo “sobre-elevação” e “undershoot”, tempo de acomodação,...) e a escolha dos pólos não ocorrer de forma direta particularmente em sistemas complexos; em sistemas MIMO os ganhos de realimentação das variáveis de estado para se atingir uma dada configuração de pólos não é única.

Técnicas de Controle Ótimo podem contornar esses problemas.

A abordagem matemática aplicada ao Controle Ótimo consiste na:

- descrição do sistema a ser controlado;
- descrição das limitações do sistema;
- descrição do objetivo a ser atingido;
- elaboração de um critério de julgamento do desempenho ótimo.

O sistema dinâmico a ser controlado será descrito na forma de espaço de estados de acordo com a equação (2.4.4.a).

Limitações representam valores permissíveis aos estados ou variáveis de controle. São muito comuns na prática e podem ser representados como, por exemplo, saturação em atuadores.

O objetivo a ser atingido aparece normalmente nas formulações como condições de contorno adicionais nas equações de estado.

O critério de desempenho (J) mede a qualidade do comportamento do sistema. Usualmente objetiva-se minimizar ou maximizar esse critério através do controle.

Alguns dos critérios de desempenho mais comum são:

- o do tempo mínimo, ou seja, transferir o sistema do estado inicial ao estado final no intervalo de tempo mais curto possível:

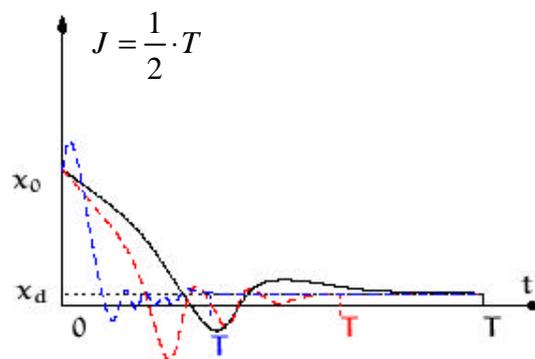


FIGURA 2.9 – Critério de Desempenho, Tempo Mínimo

- o do erro final mínimo:

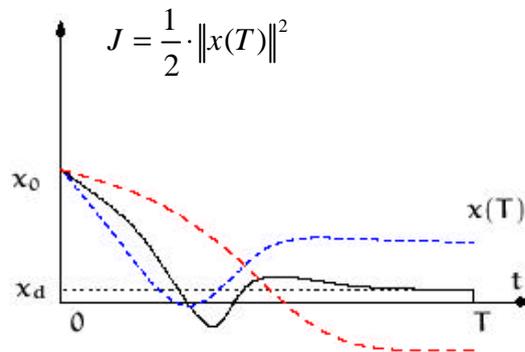


FIGURA 2.10 – Critério de Desempenho, Erro Final Mínimo

- o do controle que minimiza os transitórios na transferência do estado inicial ao estado final através da minimização da área sob a curva como mostrado abaixo:

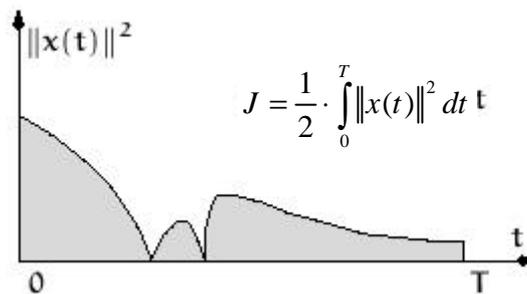


FIGURA 2.11 – Critério de Desempenho, Transitório Mínimo

- o da minimização do controle para que seja despendido o mínimo de energia através da minimização da área sob a curva como mostrado abaixo:

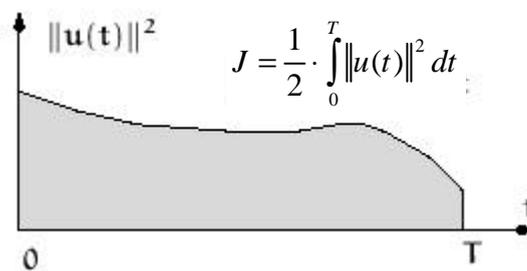


FIGURA 2.12 – Critério de Desempenho, Energia Mínima

Um critério de desempenho muito importante que agrupa de certa forma os critérios descritos acima é o critério de desempenho quadrático que pode ser expresso como:

$$J = \frac{1}{2} x^T(t_f) H(t_f) x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t) dt \quad (2.4.4.2.a)$$

As matrizes H, Q e R permitem uma ponderação entre os critérios acima descritos. Por exemplo:

$$H = I, Q = 0, R = 0 \Rightarrow J = \frac{1}{2} \|x(t)\|^2$$

$$H = 0, Q = 0, R = I \Rightarrow J = \int_{t_0}^{t_f} \|u(t)\|^2 dt \quad (2.4.4.2.b)$$

2.4.4.2.1 Regulador Linear Quadrático

O critério de desempenho quadrático da equação 2.2.4.2.a introduz a teoria do Regulador Linear Quadrático (“Linear Quadratic Regulator” – LQR), que apresenta uma lei de controle ótima por realimentação linear da combinação dos estados do sistema.

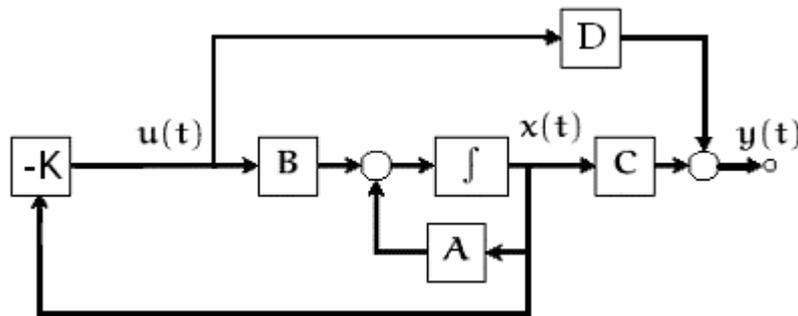


FIGURA 2.13 – Controle via Regulador Linear Quadrático

O objetivo do regulador linear quadrático é de manter o vetor de estados próximo à referência zero sem um gasto excessivo de energia de controle.

A situação aqui demonstrada será aquela que leva em consideração o fato da planta ser controlada permanentemente ($t_f - t_0 \rightarrow \infty$). Isso simplifica bastante o método para determinação da matriz K.

De acordo com Kirk (1970), como já demonstrado por Kalman, se:

- a planta é controlável;
- $H(t)=0$;
- A, B, Q e R são matrizes constantes;

então a matriz $K(t) \rightarrow K$ quando $t_f - t_0 \rightarrow \infty$.

Sendo Q uma matriz não negativa definida e R uma matriz positiva definida. Então o controle ótimo minimizando J é dado pela lei de realimentação linear:

$$u(t) = -K(t)x(t) \quad (2.4.4.2.1.a)$$

com:

$$K = R^{-1}B^T P \quad (2.4.4.2.1.b)$$

P pode ser determinado pela única solução positiva definida da Equação Algébrica de Riccati:

$$0 = -PA - A^T P - Q + PBR^{-1}B^T P \quad (2.4.4.2.1.c)$$

As matrizes Q e R são conhecidas como parâmetros de sintonia, e são definidas como:

$$R = \text{diag}([r_1, r_2, \dots, r_{na}]) \quad (2.4.4.2.1.d)$$

$$Q = \text{diag}([q_1, q_2, \dots, q_{nc}]) \quad (2.4.4.2.1.e)$$

onde na é o número de atuadores no sistema de controle e nc é o número de estados de interesse. O desempenho desejado do sistema é obtido pelo ajuste dos parâmetros de sintonia.

Como sugerido por Arantes (2005), uma forma de fazer a primeira escolha dos parâmetros de sintonia é:

$$q_i = \frac{1}{(\Delta x_i^2)} \quad (2.4.4.2.1.f)$$

e:

$$r_i = \frac{1}{(\Delta u_i^2)} \quad (2.4.4.2.1.g)$$

Os valores de Δu_i são baseados no máximo esforço de controle ou valor máximo de operação dos atuadores. Os valores de Δx_i são baseados na faixa/intervalo de operação dos estados.

2.4.4.2.2 Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo

Uma generalização do Regulador Linear Quadrático é o Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo onde o valor desejado do vetor de estados deixa de ser a origem.

Similarmente ao Regulador Linear Quadrático, o critério de desempenho a ser minimizado é o seguinte:

$$J = \frac{1}{2} x^T(t_f) H(t_f) x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t) dt \quad (2.4.4.2.2.a)$$

Partindo-se das mesmas premissas estabelecidas no capítulo anterior para o projeto do Regulador Linear Quadrático:

- manter o vetor de estados próximo à referência zero sem um gasto excessivo de energia de controle.
- levar em consideração o fato da planta ser controlada permanentemente ($t_f - t_0 \rightarrow \infty$).
- a planta é controlável;
- $H(t)=0$;

- A, B, Q e R são matrizes constantes;

então a matriz $K(t) \rightarrow K$ quando $t_f - t_0 \rightarrow \infty$.

Sendo Q uma matriz não negativa definida e R uma matriz positiva definida. Então o controle sub-ótimo minimizando J é dado pela lei de realimentação linear:

$$u(t) = K(t)[r(t) - x(t)] \quad (2.4.4.2.2.b)$$

$r(t)$ é o sinal de referência variante no tempo.

K é matriz de ganhos de realimentação definida por:

$$K = R^{-1}B^T P \quad (2.4.4.2.2.c)$$

P pode ser determinado pela única solução positiva definida da Equação Algébrica de Riccati:

$$0 = -PA - A^T P - Q + PBR^{-1}B^T P \quad (2.4.4.2.2.d)$$

A razão da metodologia acima ser considerada sub-ótima se deve ao fato de que a referência deixa de ser a origem e passa a ser variante no tempo.

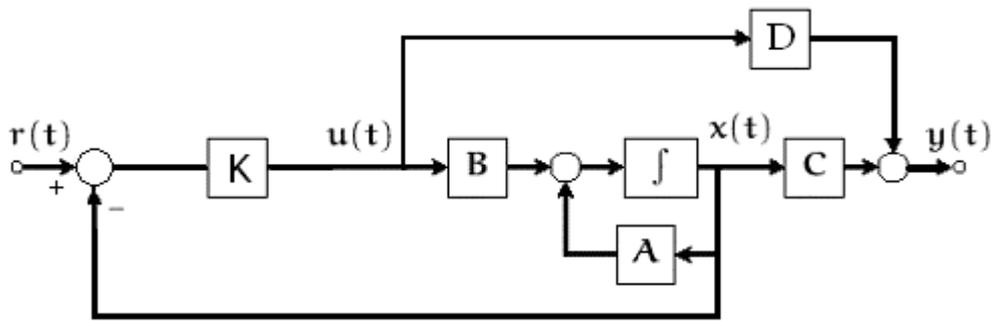


FIGURA 2.14 – Controle via Rastreador Linear Quadrático Sub-Ótimo

As matrizes Q e R são os parâmetros de sintonia e podem ser determinadas da mesma forma como apresentado nas equações 2.4.4.2.1.d e 2.4.4.2.1.e.

2.5 Plataforma Multimissão

A Plataforma Multimissão (PMM), primeiro objeto de aplicação desse trabalho, é um conceito moderno em arquitetura de satélites e consiste em reunir em uma única plataforma versátil os equipamentos essenciais à operação do satélite, independente de sua órbita e de sua missão específica (definida pelos sensores do módulo de carga útil).

Nesta arquitetura existe uma separação física entre a plataforma e o módulo de carga útil, possibilitando que ambos possam ser desenvolvidos, construídos e testados separadamente, antes da integração e teste final do satélite. Vide Figura 2.15 que contém uma ilustração da plataforma multimissão.

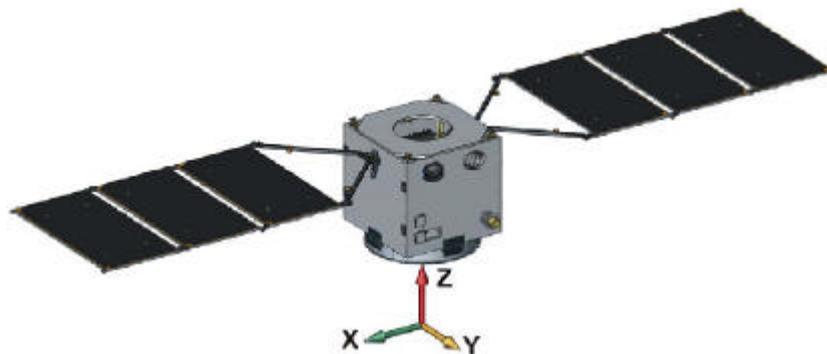


FIGURA 2.15 – PMM – Configuração em Órbita

Fonte: A822000-DPK-01/D5a – Multimission Platform Data Package for System Requirements Review (SRR) (2001)

A plataforma tem como finalidade o apoio a diversas atividades de observação terrestre, ciência e comunicação em LEOs (“Low Earth Orbits”) como ilustrado na Figura 2.16.

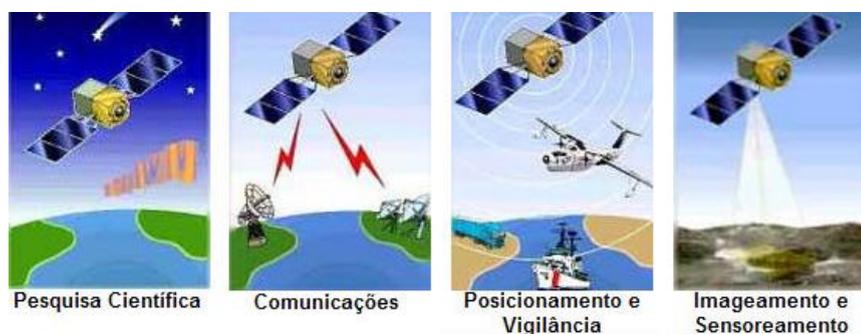


FIGURA 2.16 – PMM – Aplicações

A PMM é constituída dos seguintes subsistemas:

- Subsistema Estrutural, que provê suporte mecânico para os demais subsistemas, hardwares e acessórios;
- Subsistema de Suprimento de Energia Elétrica, que converte energia solar incidente em energia elétrica através de células fotovoltaicas, armazenando-a em baterias e suprindo energia para as várias cargas úteis;
- Subsistema de Controle Térmico, que promove distribuição térmica adequada para que os equipamentos embarcados operem dentro dos limites de temperatura especificados;
- Subsistema de Controle de Atitude e Gerenciamento de Dados, que provê controle de atitude e órbita estabilizado em três eixos, permitindo atitudes de apontamento a Terra, Sol e Inercial. Esse subsistema também provê processamento de dados e capacidade de armazenamento através do computador de bordo;
- Subsistema de Propulsão, que provê meios de aquisição e manutenção de órbita usando o mono-propelente Hidrazina;
- Subsistema de Telemetria e Telecomando, que provê comunicação entre a plataforma e estações de Terra.

O subsistema de Controle de Atitude e Gerenciamento de Dados, também conhecido como “Attitude Control and Data Handling (ACDH)”, implementa as seguintes funções:

- gerenciamento de dados a bordo do satélite;
- controle de atitude e órbita.

A arquitetura do subsistema ACDH é baseada em um computador de bordo modular que irá fazer interface (aquisição de dados e comando) com o sistema de controle de atitude e órbita além de fazer interface também com outros subsistemas e cargas pagas.

Abaixo os componentes do subsistema ACDH:

- Computador de Bordo (“On Board Computer (OBC)”)
- Sensores
 1. **Magnetômetros**: cada um dos dois magnetômetros instalados provê medição do campo magnético em três eixos;
 2. **Unidade Inercial**: provê velocidade angular nos três eixos principais de inércia do satélite;
 3. **Sensores Solares Grossos**: o conjunto de oito sensores solares grossos provê informação suficiente para determinação da direção do Sol em três eixos com cobertura total do céu;
 4. **Sensores de Estrela**: cada um dos dois sensores solares provê informação de atitude em três eixos autonomamente;
 5. **GPS**: cada uma das duas unidades GPS é composta por um receptor e suas antenas, e provê hora, posicionamento e velocidade do satélite a bordo e autonomamente.
- Atuadores

1. **Bobinas Magnéticas:** o conjunto de três bobinas magnéticas prove torque magnético de controle em três eixos;
2. **Rodas de Reação:** o conjunto de quatro rodas de reação prove controle de atitude em três eixos.

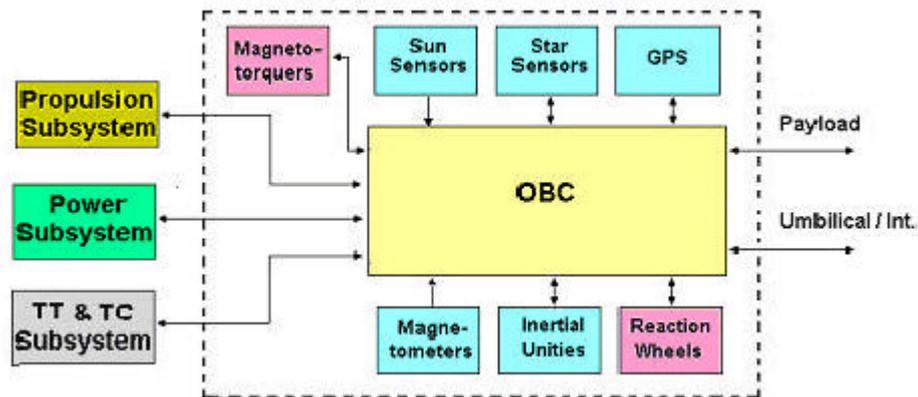


FIGURA 2.17 – Diagrama em Blocos do Subsistema ACDH

Fonte: A822700-SPC-001/05 – Multi-Mission Platform Attitude Control and Data Handling (ACDH) Subsystem Specification (2001)

O subsistema ACDH prove as seguintes funções de controle de órbita e atitude:

- Controle de atitude estabilizado em três eixos no modo nominal, permitindo apontamento para Terra, “Anti-Terra”, Inercial e para o Sol;
- Transição do controle para o modo de contingência;
- Controle de atitude no modo de contingência: aquisição segura de atitude após a fase de lançamento ou falha;
- Controle do posicionamento dos painéis solares;
- Determinação a bordo do satélite da posição e velocidade;
- Controle dos propulsores para aquisição de órbita e manutenção de órbita;
- De-saturação das rodas de reação através das bobinas eletromagnéticas;

- De-saturação das rodas de reação através dos propulsores.

O comportamento do satélite pode ser descrito através de seus diferentes Modos de Operação, os quais estão associados com a configuração de seus equipamentos e seu monitoramento. Esses Modos são divididos em:

- Vôo
 1. Modo de Inicialização (STM);
 2. Modo de Contingência (COM);
 3. Modo de Navegação Fina (FNM);
 4. Modo Nominal (NOM)
 5. Modo de De-saturação das Rodas através dos Propulsores (WDM);
 6. Modo de Correção de Órbita (OCM);
 7. Modo de Correção de Órbita Backup (OCMB);
- Solo
 1. Modo Desligado (OFM);
 2. Modo de Integração e Testes (ITM);

Abaixo o diagrama de fluxo mostrando a transição entre os Modos descritos acima:

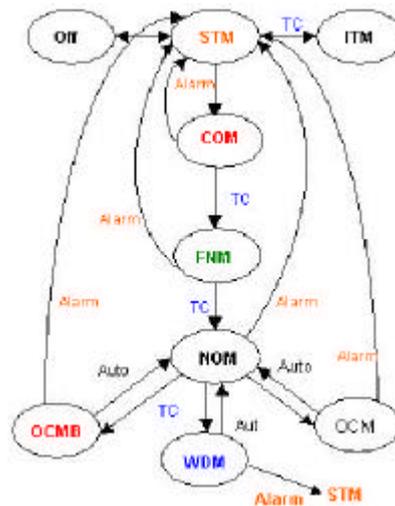


FIGURA 2.18 – Transição entre Modos da PMM

Fonte: A822700-SPC-001/05 – Multi-Mission Platform Attitude Control and Data Handling (ACDH) Subsystem Specification (2001)

Em cada um dos Modos acima descritos, os seguintes equipamentos estarão disponíveis e/ou funcionando:

Mode	CSS	MT	GPS	SS	IU	RW	MTR	THR	OBC
OFF									
ITM	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗
STM									✗
COM	✗	✗				(1)	✗	✗	✗
FNM	✗	✗	✗	✗	(1)	(3)	✗		✗
NOM	☑	☑	✗	✗	(1)	(3)	✗		✗
OCM	☑	☑	✗	✗	(1)	(3)	☑	(4)	✗
OCMB	☑	☑	✗	✗	(1)	(3)	✗	(2)	✗
WDM	☑	☑	✗	✗	(1)	(3)	✗	(1)	✗

✗ - Equipamento ligado

☑ - Equipamento ligado, mas não usado

Nota: Números entre parênteses indicam as quantidades efetivamente utilizadas em cada modo.

FIGURA 2.19 – Configuração de Atuadores e Sensores por Modo de Operação

Fonte: A822700-SPC-001/05 – Multi-Mission Platform Attitude Control and Data Handling (ACDH) Subsystem Specification (2001)

No Modo Nominal, a PMM será configurada de forma que sua carga útil cumpra sua missão. A atitude do satélite é mantida em direção ao alvo. Normalmente o satélite

permanece nesse modo até que ocorra uma falha e entre no Modo STM. Essas falhas podem estar relacionadas a:

- Erros de atitude fora da especificação;
- Consumo de energia elétrica fora da especificação;
- Falha do giroscópio;
- Falha no sistema de distribuição de energia;
- Alarmes do computador de bordo (OBC)

No Modo Nominal, a atitude do satélite bem como a taxa de variação da mesma deve ser controlada nos três eixos para cumprir com os seguintes requisitos:

1. Precisão de apontamento: $< 0.05^\circ (3\sigma)$;
2. Deriva (“Drift”): $< 0.001^\circ / s$;
3. Determinação de atitude: $\leq 0.005^\circ (3\sigma)$;
4. Desvio (“Off pointing”) de até 30° em 180 s.

A desempenho do controle de atitude da PMM, em termos de estabilidade, precisão de apontamento e capacidade de alívio de carga nas rodas de reação vai depender dos torques perturbadores e lei de controle adotada.

Vale a pena ressaltar que os parâmetros da PMM e suas aplicações para efeito desse trabalho se baseiam nas informações disponíveis na época em que o mesmo estava sendo desenvolvido, ou seja, em paralelo com o desenvolvimento da PMM. Mudanças decorrentes do ciclo de desenvolvimento da PMM, posteriores à publicação desse trabalho, são possíveis e obviamente não serão refletidas nesse documento.

2.5.1 Satélite de Sensoriamento Remoto (missão SSR)

O objetivo da Missão SSR é o de observação e monitoramento da região da Floresta Amazônica no range de 5° Norte a 15° Sul. Suas aplicações são as seguintes:

- Avaliação quantitativa de desflorestamentos;
- Detecção de queimadas e área queimadas;
- Caracterização e classificação da vegetação;
- Observação da re-vegetação natural;
- Observação da fenomenologia da vegetação;
- Observação de atividades agrícolas;
- Observação de inundações;
- Observação de atividades de mineração.

Já que não só a Amazônia mas também todo o cinturão equatorial ao redor do globo será monitorado, outras informações úteis poderão ser fornecidas por essa missão:

- Estudos sobre desertificação;
- Oceanografia;
- Geologia;
- Radiação solar

Para cumprir com o objetivo dessa missão, o satélite de sensoriamento remoto deverá ser colocado em órbita baixa (“Low Earth Orbit” – LEO).

Devido ainda às condições meteorológicas da região Amazônica e também a alta taxa temporal de revisitação há o requisito adicional para órbita equatorial.

Os parâmetros orbitais escolhidos para cumprimento com esses requisitos são:

1. Altitude: 905 km;
2. Inclinação: 0° ;
3. Excentricidade: 0

Esse serão os parâmetros orbitais usados para simulação nesse trabalho.

3 METODOLOGIA

3.1 Formulação do Problema

A metodologia adotada para desenvolvimento desse trabalho foi a seguinte:

- Modelagem matemática da PMM considerando :
 1. a PMM como um corpo rígido, sem flexão;
 2. torques internos nulos;
 3. atrito da roda e momento inicial nulos;
 4. os torques externos de perturbação constantes valendo:
 5. $1 \times 10^{-4} N.m$ em cada eixo do satélite;
 6. as rodas de reação funcionando em modo normal, ou seja, as três rodas de “roll”, “pitch” e “yaw”;
 7. as rodas de reação funcionando em modo “backup”, ou seja uma das três rodas de “roll”, “pitch” ou “yaw” falhadas.

- Síntese dos controladores através das seguintes técnicas SISO:
 1. PD;
 2. PID.

- Síntese dos controladores através seguintes técnicas MIMO:
 1. Alocação de pólos;
 2. LQR;

3. Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo.

- Simulação da dinâmica do satélite equipado com as rodas originais e rodas modificadas no aplicativo MatrixX® – "System Build".
- Comparação dos resultados obtidos com o uso de cada um dos controladores acima.

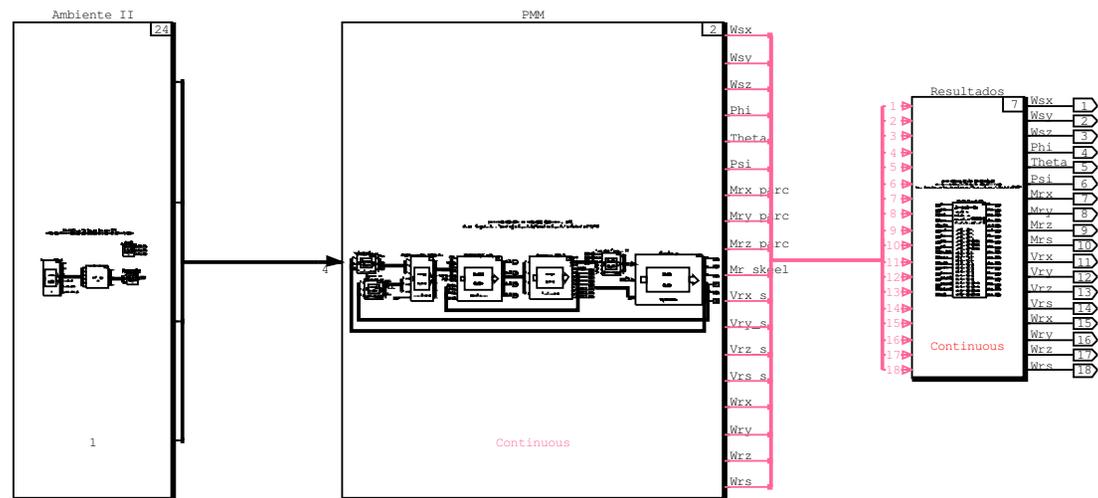
3.2 Modelo Matemático

A figura abaixo mostra o diagrama em blocos do modelo do Ambiente e da PMM que serão simulados nesse trabalho.

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Sistema	0	18

Sistema de Controle de Atitude do Modo Nominal da PMM
 Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle

FIGURA 3.1 – Modelo do Ambiente e PMM



3.2.1 Ambiente

O sub-bloco Ambiente inclui a rotina para propagação dos elementos orbitais e o cálculo das forças e torques externos.

A posição e a velocidade orbitais do satélite (que, no caso desse trabalho, tem módulo constante por se tratar de uma órbita circular) são aqui calculadas.

De acordo com Wertz (1978), os principais torques ambientais aos quais um satélite está submetido em órbita são o torque aerodinâmico (dominante até 500km), torque magnético (dominante de 500km até 35000km), torque devido ao gradiente de gravidade (dominante de 500km até 35000km), torque devido à radiação solar (dominantes em órbitas interplanetárias) e torque devido a micro-meteoros (normalmente desprezível).

No caso da órbita estudada nesse trabalho, os mais significativos são o torque magnético e o torque devido ao gradiente de gravidade. Como utilizado por Yairi (1994) em seu “paper”, o torque devido ao gradiente de gravidade pode ser calculado por:

$$M_g = \begin{bmatrix} 3\omega_0^2 (I_{S_z} - I_{S_y})\phi \\ 3\omega_0^2 (I_{S_z} - I_{S_y})\theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.1.a)$$

Como o torque devido ao gradiente de gravidade é da ordem de $1 \times 10^{-6} N.m$ e o torque magnético ainda menor, o torque de $1 \times 10^{-4} N.m$ foi aplicado conservativamente em cada eixo. Como mencionado anteriormente, essa decisão leva em consideração as características da órbita e geometria utilizadas nesse trabalho, o que poderia ser diferente em outras circunstâncias.

O modelo do Ambiente tem como entradas os elementos keplerianos da órbita (semi-eixo maior, excentricidade, inclinação, ascensão reta do nodo ascendente, argumento do perigeu e anomalia média) e, dentre outras saídas, a posição e a velocidade orbitais do satélite, a velocidade orbital média ω_0 e os torques externos M_{Ext_x} , M_{Ext_y} e M_{Ext_z} .

Discrete SuperBlock	Sample Period	Sample Skew	Inputs	Outputs	Enable Signal	GroupId
Ambiente II	1.	0.	0	4	Parent	0

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecanica Espacial e Controle-ETE/CMC

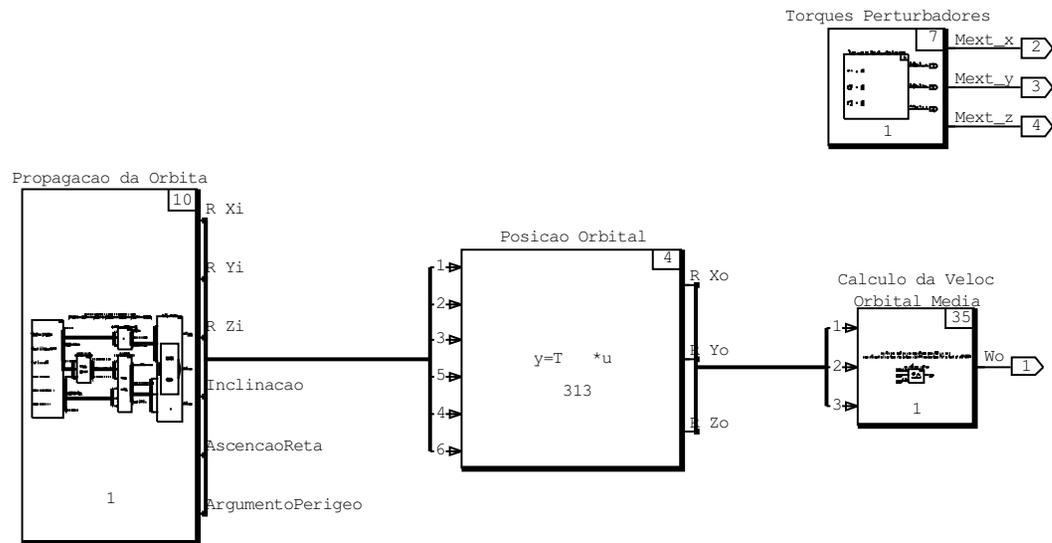


FIGURA 3.2 – Modelo do Ambiente

3.2.2 Sensores

Foram utilizados apenas dois:

- Giroscópio (Unidade Inercial);
- Sensor de Estrelas.

Um modelo simplificado dos sensores foi utilizado nesse trabalho. Os mesmos foram modelados por um ganho adicionado de um ruído gaussiano, ruído este que para as simulações foi considerado de magnitude $1 \times 10^{-5} V$. Com relação ao sensor de estrelas, essa magnitude corresponde a aproximadamente 1% do valor especificado para a leitura do erro máximo em regime permanente correspondente a 0.05° . Com relação ao giroscópio, essa magnitude corresponde a aproximadamente 57% do valor especificado para a leitura da deriva correspondente a $0.001^\circ / s$.

O modelo do giroscópio, figura 3.3, tem como entradas ω_{sx} , ω_{sy} e ω_{sz} , e como saída as tensões $V\omega_{sx}$, $V\omega_{sy}$ e $V\omega_{sz}$ proporcionais às velocidades angulares do satélite em cada um dos eixos.

O modelo do sensor de estrelas, figura 3.4, tem como entradas ϕ , θ e ψ , relacionando o referencial do satélite ao referencial VLHL, e como saída as tensões $V\phi$, $V\theta$ e $V\psi$ proporcionais à essas grandezas.

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle-ETE/CMC

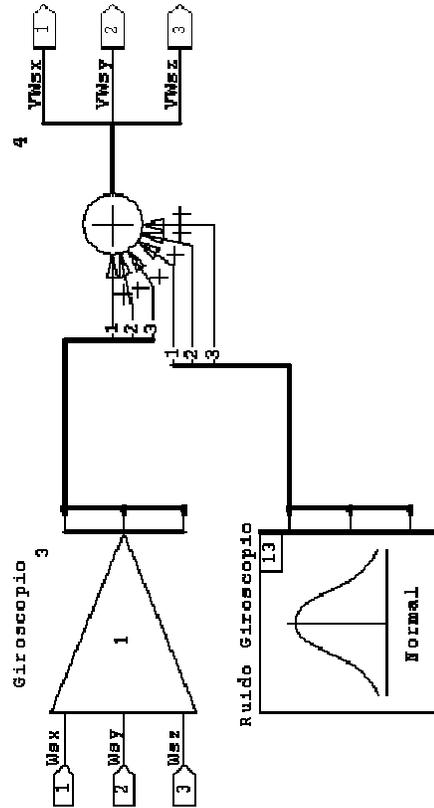


FIGURA 3.3 – Modelo Giroscópio

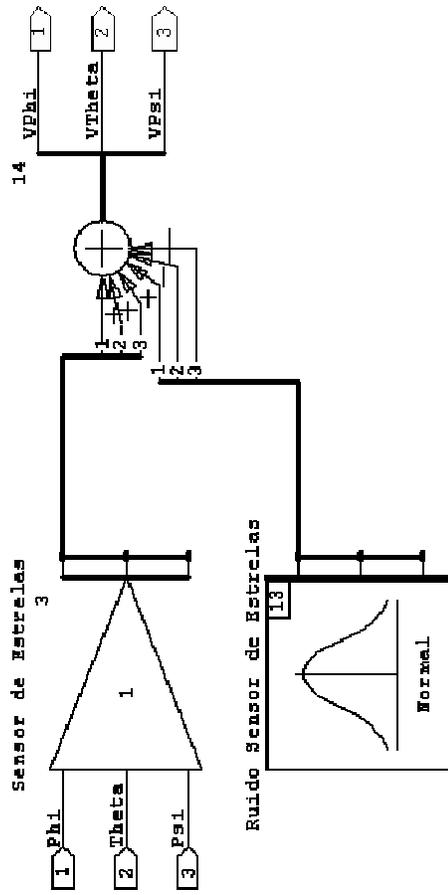


FIGURA 3.4 – Modelo Sensor de Estrelas

3.2.3 Propagação de ϕ , θ e ψ

Para dar mais realismo às simulações, foi considerado o fato de os parâmetros ϕ , θ e ψ não estarem disponíveis a todo instante a partir do sensor de estrelas. Dessa forma, a propagação desses parâmetros entre as atualizações do sensor de estrelas é feita por integração baseado nas medições da unidade inercial (giroscópio). Embora a deriva do giroscópio seja de aproximadamente $0.05^\circ/\text{hora}$, a frequência de atualização do integrador foi escolhida como 0.01Hz para dar mais realismo às simulações.

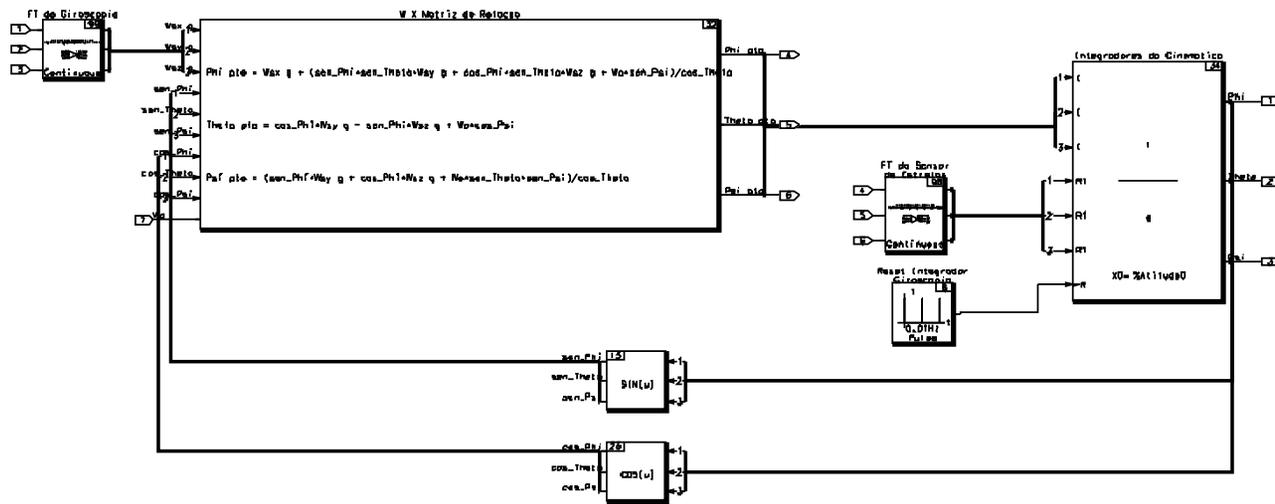
Além de incluir o modelo para propagação / atualização descritos acima, esse sub-bloco inclui também a função de transferência dos sensores que gera ω_{Sx} , ω_{Sy} e ω_{Sz} a partir de $V\omega_{Sx}$, $V\omega_{Sy}$ e $V\omega_{Sz}$, e ϕ , θ e ψ a partir de $V\phi$, $V\theta$ e $V\psi$. Por simplicidade essas funções de transferências foram modeladas através apenas de um ganho.

O modelo de propagação de ϕ , θ e ψ tem como entradas $V\omega_{Sx}$, $V\omega_{Sy}$ e $V\omega_{Sz}$ provenientes da unidade inercial e $V\phi$, $V\theta$ e $V\psi$ provenientes do sensor de estrelas. Gera como saída ϕ , θ , ψ , $\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$ e $\dot{\psi}$.

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Propagacao Phi Theta Psi	7	6

FIGURA 3.5 – Modelo da Propagação de ϕ , θ E ψ

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Centro de Engenharia e Tecnologia Espaciais/Aeronáutica e Controle-ETC/DCE



3.2.4 Atuadores

O modelo da roda de reação utilizado nesse trabalho é semelhante ao sugerido por Souza (1980), ou seja, é baseado numa aproximação linear da curva característica de um servomotor CC e diagrama de blocos correspondente como mostrado abaixo:

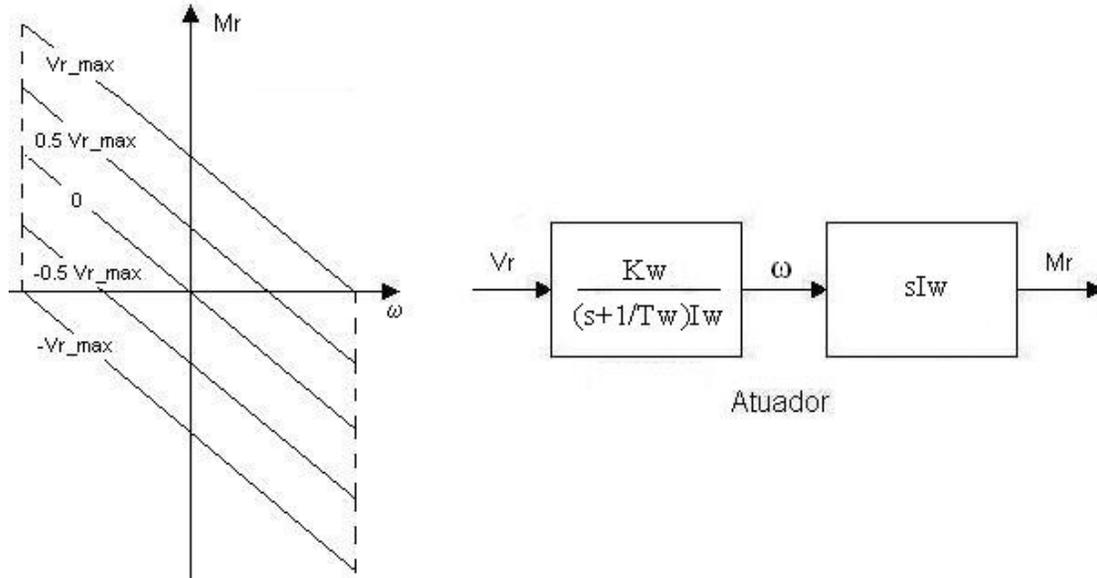


FIGURA 3.6 – Aproximação Linear da Curva Característica do Servomotor e Diagrama de Blocos Correspondente

Fonte: Souza (1980)

O cálculo dos parâmetros da roda pode ser feito, de acordo com Souza (1980), da seguinte forma:

$$T_w = \frac{I_R \cdot \omega_{R \max}}{M_{R \max}} \quad (3.2.4.a)$$

$$K_w = \frac{M_{R \max}}{V_{R \max}} \quad (3.2.4.b)$$

onde T_w é a constante de tempo da roda e K_w o ganho da roda.

Baseado nos dados da especificação da roda para a PMM, as constantes de tempo e ganho da roda foram calculadas considerando-se o modelo em malha aberta apresentado na figura 3.6:

TABELA 3.1 – Parâmetros da roda de reação – especificação PMM

I_R	0.015 [kg.m ²]	$T_w = 157[s]$	$K_w = 7.5 \cdot 10^{-3}$
$\omega_{R \max}$	7500 [r.p.m]		
$M_{R \max}$	0.075 [N.m]		
$V_{R \max}$	10 [V]		

Baseados na constante de tempo acima e no ganho da roda, os parâmetros de ganho dos controladores foram calculados e os resultados mostraram saturação excessiva da tensão de controle para que o critério de projeto adotado nesse trabalho de estabilização (precisão de apontamento $< 0.05^\circ$) numa manobra de apontamento de 30° em um tempo máximo de 180 segundos fosse cumprido. Esse fato motivou a introdução do Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo.

Visto isso duas estratégias foram adotadas:

- com caráter prático, foram feitas simulações das manobras com a roda equivalente (modelo em malha aberta calculado a partir dos parâmetros da roda de reação apresentados em A822700-SPC-001/05 – Multi-Mission Platform Attitude Control and Data Handling (ACDH) Subsystem Specification (2001)) utilizando a técnica do Regulador Linear Quadrático e do Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo para enfatizar as vantagens do rastreador sobre o regulador nessa aplicação;
- com caráter didático, foram feitas simulações das manobras com uma roda modificada utilizando as técnicas PD, PID, LQR e MIMO PP. Nessa roda modificada, o parâmetro torque máximo de partida foi alterado para produzir uma constante de tempo da roda de 20 segundos, valor esse dentro do intervalo

recomendado por Souza (1980). Logo, as constantes de tempo da roda e o ganho da roda foram recalculados conforme segue:

TABELA 3.2 – Parâmetros da roda de reação – utilizados nesse trabalho

I_R	0.015 [kg.m ²]	$T_W = 20[s]$	$K_W = 0.06$
$\omega_{R \max}$	7500 [r.p.m]		
$M_{R \max}$	0.6 [N.m]		
$V_{R \max}$	10 [V]		

O modelo das rodas de reação utilizadas nesse trabalho tem como entrada as tensões V_{Rx_s} , V_{Ry_s} , V_{Rz_s} e V_{Rs_s} geradas pelo controlador e como saída as velocidades angulares das rodas ω_{Rx} , ω_{Ry} , ω_{Rz} e ω_{Rs} ; os torques gerados pelas rodas \dot{h}_{Rx} , \dot{h}_{Ry} , \dot{h}_{Rz} e \dot{h}_{Rs} ; e os torques totais gerados nos três eixos, acrescidos da parcela de torque gerado pela roda ortogonal, \dot{h}_{Rx_t} , \dot{h}_{Ry_t} e \dot{h}_{Rz_t} .

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Atuadores roda 4	4	11

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecanica Espacial e Controle-EET/CMC

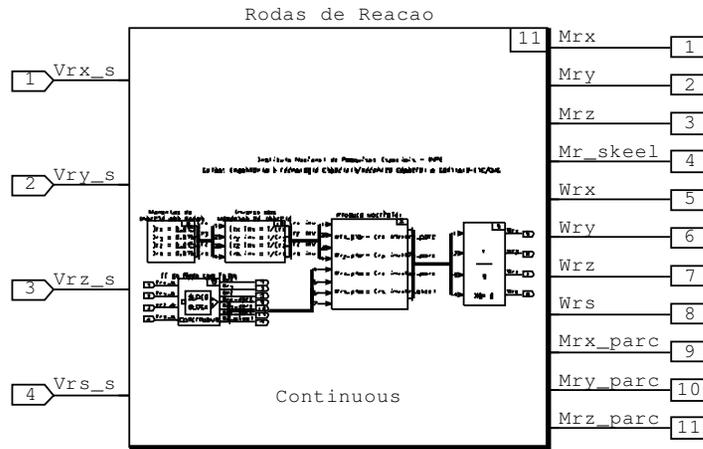


FIGURA 3.7 – Modelo das Roas de Reação

3.2.5 Controlador

De acordo com Goodwin (2000), embora quase todos os sistemas reais sejam não lineares, muitos deles podem ser razoavelmente descritos por modelos lineares em torno de uma certa região de operação. Um incentivo na tentativa de linearizar uma planta não linear é o fato da teoria do controle linear ser muito mais completa e simples do que a teoria de controle não linear.

Uma das formas de se obter um modelo linear é implementando simplificações em torno de um determinado ponto de operação de um modelo não linear.

3.2.5.1 Linearização da Dinâmica

De acordo com Souza (1980), as seguintes simplificações podem ser utilizadas:

1. Se $|I_S| \gg |I_R|$ (o que normalmente ocorre) então $(I_R + I_S) \cong I_S$.
2. Se $\vec{\omega}_S$ for “pequeno” então os torques giroscópicos devidos ao movimento de rotação do conjunto satélite + rodas de reação em relação ao referencial inercial serão desprezíveis.
3. Se \vec{H}_{RS} for “pequeno” então os torques giroscópicos devido ao movimento de rotação das rodas de reação em relação ao referencial móvel serão desprezíveis.
4. Se se escolhe como referencial móvel os três eixos principais de inércia do satélite então I_S é diagonal desaparecendo assim os torques gerados pelos produtos de inércia.

As quatro simplificações acima são válidas para PMM, já que:

- De 1): $I_{Sx} = 295.71[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$, $I_{Sy} = 501.37[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$, $I_{Sz} = 364.82[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$
e $I_{Rj} = 0.015[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$.
- De 2), 3): No modo nominal $\omega_{Sj} \leq 0.167^\circ / \text{s} = \frac{\pi}{1080} \text{rad} / \text{s}$,
 $H_{RSj} \leq 12 \text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ e considerando I_{Sx} , I_{Sy} , I_{Sz} e I_R , teríamos no pior caso
 $\dot{h}_{Sy} \cong 0.00424239 \text{N} \cdot \text{m}$ e $\dot{h}_{RS_xyz} \cong 0.0349066 \text{N} \cdot \text{m}$ o que é bem menor que
 $\dot{h}_{RS_xyz} \leq 0.6 \text{N} \cdot \text{m}$
- De 4): I_S é diagonal

Dessa forma, a equação (2.2.1.13) abaixo:

$$\vec{H}_S + \vec{\omega}_S \times [(\vec{I}_W + \vec{I}_S)\vec{\omega}_S + \vec{I}_W \vec{\omega}_{WS}] = \vec{M}_{Ext} + \vec{H}_W \quad (3.2.5.1.a)$$

pode ser reduzida a:

$$\begin{aligned} I_{Sx} \dot{\omega}_{Sx} &= M_{Ext_x} + \dot{h}_{Rx} \\ I_{Sy} \dot{\omega}_{Sy} &= M_{Ext_y} + \dot{h}_{Ry} \\ I_{Sz} \dot{\omega}_{Sz} &= M_{Ext_z} + \dot{h}_{Rz} \end{aligned} \quad (3.2.5.1.b)$$

3.2.5.2 Linearização da Cinemática

Já que no modo nominal as correções dos desvios angulares são feitas em torno da condição de apontamento do satélite cuja precisão deve ser menor do que 0.05° , então as equações da cinemática abaixo:

$$\begin{bmatrix} \omega_{Sx} \\ \omega_{Sy} \\ \omega_{Sz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -s_\theta \\ 0 & c_\phi & s_\phi c_\theta \\ 0 & -s_\phi & c_\phi c_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} - \omega_0 \begin{bmatrix} c_\theta s_\psi \\ s_\phi s_\theta s_\psi + c_\phi c_\psi \\ c_\phi s_\theta s_\psi - s_\phi c_\psi \end{bmatrix} \quad (3.2.5.2.a)$$

podem ser simplificadas considerando que para pequenos ângulos:

$$\cos(a) \approx 1 \quad (3.2.5.2.b)$$

$$\text{sen}(a) \approx a \quad (3.2.5.2.c)$$

resultando em:

$$\begin{bmatrix} \omega_{Sx} \\ \omega_{Sy} \\ \omega_{Sz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \theta \\ 0 & 1 & \phi \\ 0 & -\phi & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} - \omega_0 \begin{bmatrix} \psi \\ \phi \cdot \theta \cdot \psi + 1 \\ \theta \cdot \psi - \phi \end{bmatrix} \quad (3.2.5.2.d)$$

ou ainda

$$\begin{bmatrix} \omega_{Sx} \\ \omega_{Sy} \\ \omega_{Sz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} - \omega_0 \begin{bmatrix} \psi \\ 1 \\ -\phi \end{bmatrix} \quad (3.2.5.2.e)$$

uma vez que $(\phi, \theta, \psi, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi} \cdot \omega_0)$ são grandezas muito pequenas, seus respectivos produtos podem ser desprezados.

Embora as manobras de atitude simuladas nesse trabalho apresentam ângulos da ordem de 30°, a aproximação da linearização em torno de 0° verificou-se satisfatória e o modelo linearizado da planta pode ser descrito por:

$$\begin{aligned} \ddot{\phi} &= \frac{M_{Ext-x}}{I_{Sx}} + \frac{\dot{h}_{Rx}}{I_{Sx}} \\ \ddot{\theta} &= \frac{M_{Ext-y}}{I_{Sy}} + \frac{\dot{h}_{Ry}}{I_{Sy}} \\ \ddot{\psi} &= \frac{M_{Ext-z}}{I_{Sz}} + \frac{\dot{h}_{Rz}}{I_{Sz}} \end{aligned} \quad (3.2.5.2.f)$$

Com base nos modelos lineares do satélite descritos acima, os controladores PD e PID serão projetados.

3.2.5.3 Controle SISO

3.2.5.3.1 Controlador PD

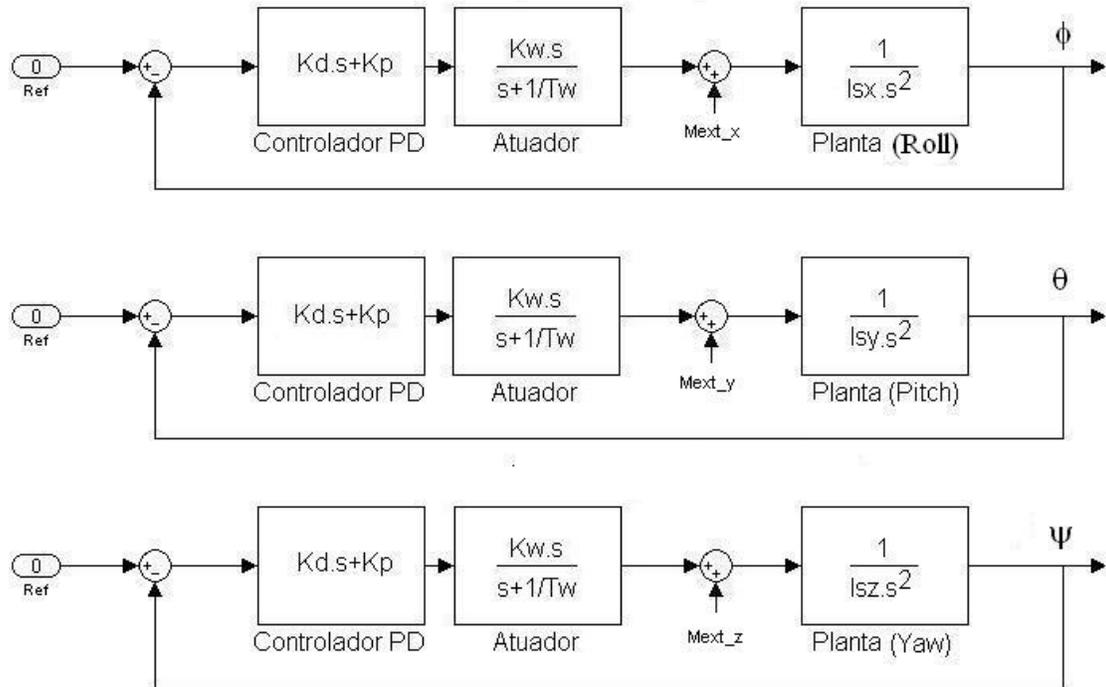


FIGURA 3.8 – Representação SISO das Malhas de Controle PD para os Eixos “roll” “pitch” E “yaw”

A determinação dos ganhos do controlador PD será feito através do conceito de pólos dominantes da resposta temporal (SISO), uma vez definidos os valores de ζ e ω_n , baseado nos critérios definidos no capítulo 2.4.3.

De acordo com Goodwin (2000), dados:

$$G_0(s) = \frac{B_0(s)}{A_0(s)} : \text{função de transferência em malha aberta da planta}$$

$$C(s) = \frac{P(s)}{L(s)} : \text{função de transferência em malha aberta do controlador}$$

pode-se igualar os coeficientes da equação característica da planta em malha fechada $A_0(s)L(s) + B_0(s)P(s)$ com o polinômio, neste caso de segunda ordem, $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$.

Dessa forma os ganhos do controlador PD para qualquer dos três eixos (“roll”, “pitch” e “yaw”) podem ser calculados da seguinte forma:

$$P(s) = K_{PR} + sK_{DR} \quad (3.2.5.3.1.a)$$

$$L(s) = 1 \quad (3.2.5.3.1.b)$$

$$B_0(s) = \frac{K_W}{I_{S(X,Y,Z)}} \quad (3.2.5.3.1.c)$$

$$A_0(s) = s\left(s + \frac{1}{T_W}\right) \quad (3.2.5.3.1.d)$$

$$s\left(s + \frac{1}{T_W}\right) + \frac{K_W}{I_{S(X,Y,Z)}} \cdot (K_{PR} + sK_{DR}) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.2.5.3.1.e)$$

$$s^2 + \left(\frac{1}{T_W} + \frac{K_W \cdot K_{DR}}{I_{S(X,Y,Z)}}\right)s + \frac{K_W \cdot K_{PR}}{I_{Si}} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.2.5.3.1.f)$$

Logo:

$$K_D = \left(2\zeta\omega_n - \frac{1}{T_W}\right) \cdot \frac{I_{S(X,Y,Z)}}{K_W} \quad (3.2.5.3.1.g)$$

$$K_P = \omega_n^2 \cdot \frac{I_{S(X,Y,Z)}}{K_W} \quad (3.2.5.3.1.h)$$

O modelo do controlador PD inclui as seguintes funções:

- cálculo dos erros
- função de transferência do controlador

- lógica de comutação da tensão para o caso de falha de uma das rodas
- saturação da tensão de saída do controlador

Tem como entradas ϕ , θ e ψ provenientes do sub-bloco de propagação desse parâmetros e como saída as tensões de controle V_{Rx_s} , V_{Ry_s} , V_{Rz_s} e V_{Rs_s} .

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Controlador SISO	3	4

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecanica Espacial e Controle-EET/CMC

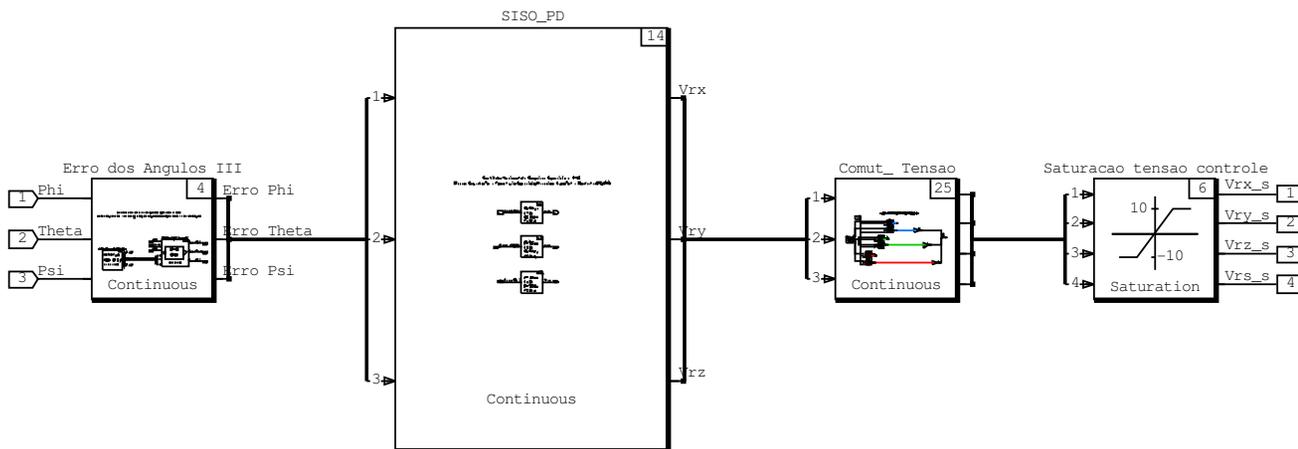


FIGURA 3.9 – Modelo do Controlador PD

Continuous SuperBlock Inputs Outputs
 Comut_Tensao 3 4

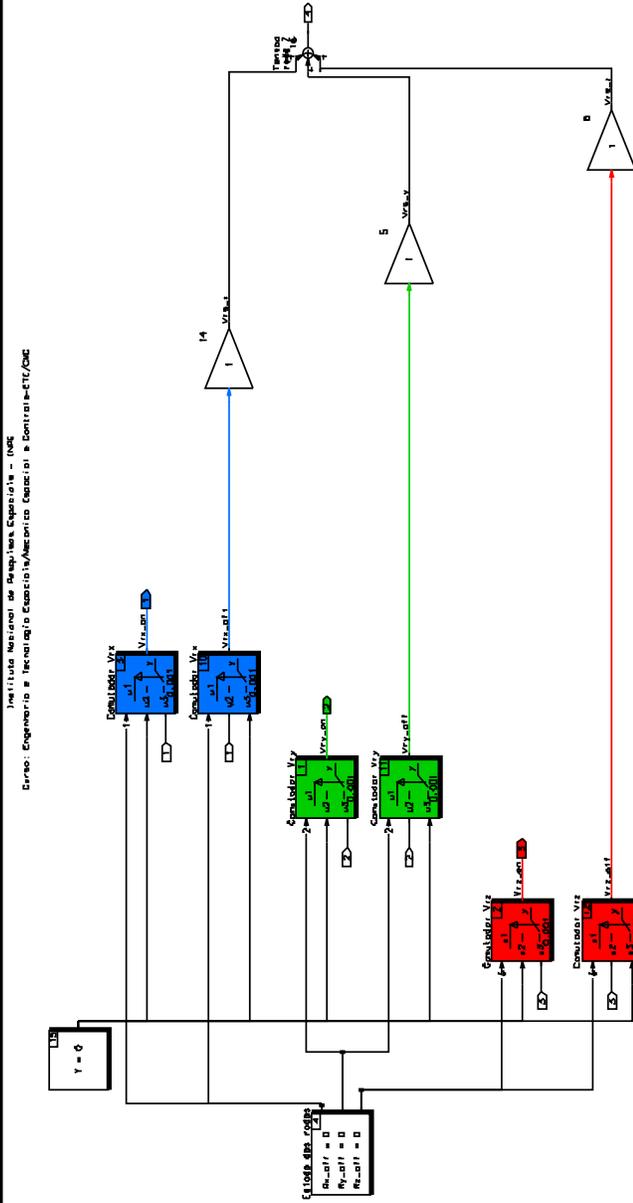


FIGURA 3.10 – Lógica de Comutação de Tensão em Caso de Falha

A lógica de comutação de tensão em caso de falha de uma das rodas é a mesma para os modelos dos controladores SISO e MIMO. Essa lógica sofrerá evolução ao longo desse trabalho, que será endereçada no momento oportuno.

3.2.5.3.2 Controlador PID

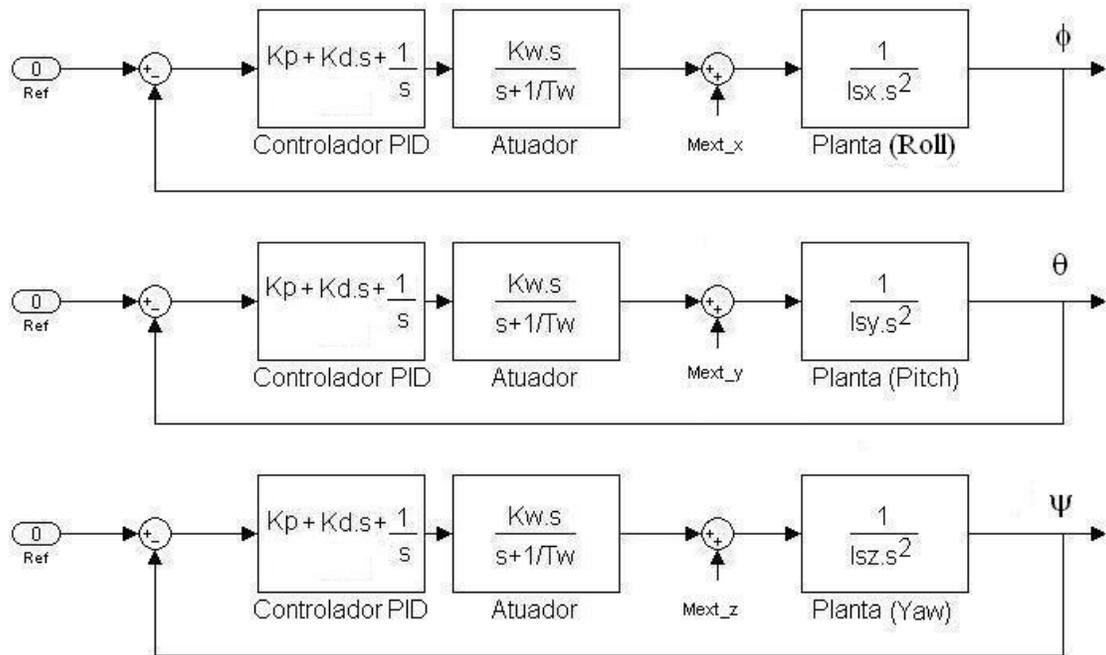


FIGURA 3.11 - Representação SISO das Malhas de Controle PID para os Eixos “roll” “pitch” E “yaw”

A introdução do integrador puro tem a vantagem de reduzir o erro em regime estacionário, no entanto o tempo de acomodação e as oscilações em regime transitórios devem ser acentuadas devido à maior proximidade dos pólos em malha fechada do eixo $j\omega$.

A mesma abordagem adotada para o controlador PD com relação à determinação de ζ e ω_n em função dos parâmetros da resposta temporal será aplicada para uma primeira estimativa dos ganhos dos controladores PID.

Usando também o conceito de pólos dominantes da resposta temporal (SISO), os ganhos do controlador PID para qualquer dos três eixos (“roll”, “pitch” e “yaw”) serão calculados da seguinte forma:

$$P(s) = s^2 K_D + s K_P + 1 \quad (3.2.5.3.2.a)$$

$$L(s) = s \quad (3.2.5.3.2.b)$$

$$B_0(s) = \frac{K_W}{I_{S(X,Y,Z)}} \quad (3.2.5.3.2.c)$$

$$A_0(s) = s\left(s + \frac{1}{T_W}\right) \quad (3.2.5.3.2.d)$$

$$s^2\left(s + \frac{1}{T_W}\right) + \frac{K_W}{I_{SX}} \cdot (s^2 K_D + s K_P + 1) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + c) \quad (3.2.5.3.2.e)$$

Fazendo:

$$a = 2\zeta\omega_n; b = \omega_n^2 \quad (3.2.5.3.2.f)$$

$$s^3 + \left(\frac{K_D \cdot K_W}{I_{S(X,Y,Z)}} + \frac{1}{T_W}\right)s^2 + \frac{K_W \cdot K_P}{I_{S(X,Y,Z)}}s + \frac{K_W}{I_{S(X,Y,Z)}} = s^3 + (c+a)s^2 + (ac+b)s + bc \quad (3.2.5.3.2.g)$$

$$c = \frac{K_W}{I_{S(X,Y,Z)} \cdot b} \quad (3.2.5.3.2.h)$$

$$K_D = \left(c + a - \frac{1}{T_W}\right) \cdot \frac{I_{S(X,Y,Z)}}{K_W} \quad (3.2.5.3.2.i)$$

$$K_P = (ac + b) \cdot \frac{I_{S(X,Y,Z)}}{K_W} \quad (3.2.5.3.2.j)$$

Similarmente ao modelo do controlador PD, o modelo do controlador PID inclui as seguintes funções:

- cálculo dos erros

- função de transferência do controlador
- lógica de comutação da tensão para o caso de falha de uma das rodas
- saturação da tensão de saída do controlador

Tem como entradas ϕ , θ e ψ provenientes do sub-bloco de propagação desses parâmetros e como saída as tensões de controle V_{Rx_s} , V_{Ry_s} , V_{Rz_s} e V_{Rs_s} .

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Controlador SISO	3	4

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecanica Espacial e Controle-EET/CMC

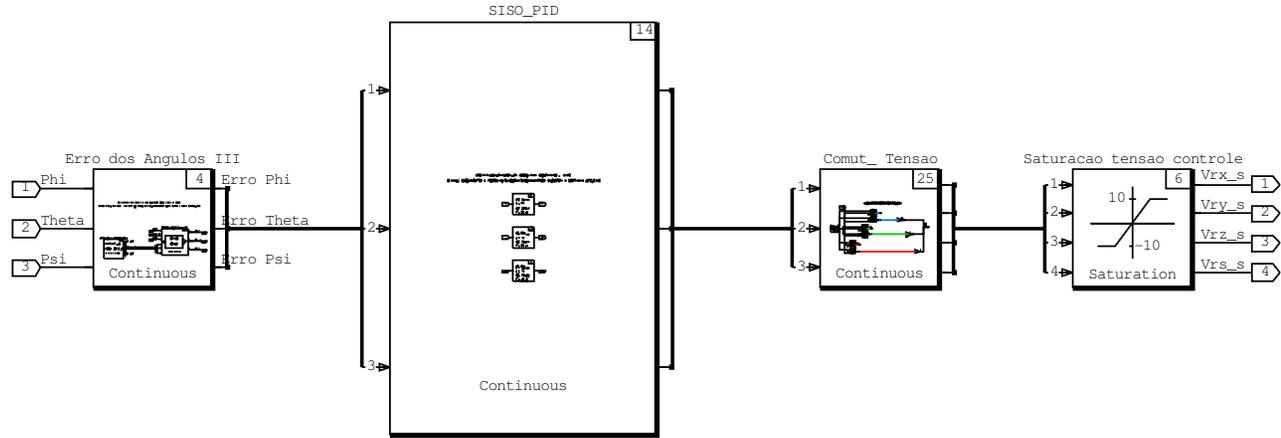


FIGURA 3.12 – Modelo do Controlador PID

3.2.5.4 Controle MIMO

O vetor de estados será definido como sendo:

$$x(t) = \left[\phi \quad \dot{\phi} \quad \omega_{Rx} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \omega_{Ry} \quad \psi \quad \dot{\psi} \quad \omega_{Rz} \right] \quad (3.2.5.4.a)$$

E o vetor de controle:

$$u(t) = \left[V_{Rx_s} \quad V_{Ry_s} \quad V_{Rz_s} \right] \quad (3.2.5.4.b)$$

A razão da inclusão da velocidade da roda no vetor de estados é para que a dinâmica da roda seja considerada, e assim, a saída do controlador $u(t) = -Kx(t)$ seja tensão. Caso a velocidade da roda não fosse incluída no vetor de estados, a saída do controlador seria torque e a dinâmica do roda estaria sendo desconsiderada.

Desta forma será necessário estabelecer $\dot{h}_R = f(\omega_R, V_R)$.

Sabendo que, da função de transferência da roda:

$$W(s) = V(s) \cdot \frac{K_W T_W}{(1 + sT_W)I_R} \quad (3.2.5.4.c)$$

$$V(s) = \frac{W(s)I_R + sW(s)T_W I_R}{K_W T_W} \quad (3.2.5.4.d)$$

$$v(t) = \frac{\omega(t)I_R}{K_W T_W} + \frac{\dot{\omega}(t)I_R}{K_W} \quad (3.2.5.4.e)$$

$$\dot{\omega}(t) = \frac{v(t)K_W}{I_R} - \frac{\omega(t)}{T_W} \quad (3.2.5.4.f)$$

E ainda:

$$\dot{h}(t) = I_R \dot{\omega}(t) = v(t)K_W - \omega(t) \frac{I_W}{T_R} \quad (3.2.5.4.g)$$

Substituindo em (3.2.5.2.f), resulta em:

$$\begin{aligned}\ddot{\phi} &= \frac{M_{Ext-x}}{I_{Sx}} + v_{Rx} \frac{K_W}{I_{Sx}} - \omega_{Rx} \frac{I_R}{T_R I_{Sx}} \\ \ddot{\theta} &= \frac{M_{Ext-y}}{I_{Sy}} + v_{Ry} \frac{K_W}{I_{Sy}} - \omega_{Ry} \frac{I_R}{T_R I_{Sy}} \\ \ddot{\psi} &= \frac{M_{Ext-z}}{I_{Sz}} + v_{Rz} \frac{K_W}{I_{Sz}} - \omega_{Rz} \frac{I_R}{T_R I_{Sz}}\end{aligned}\quad (3.2.5.4.h)$$

Ou na forma de espaço de estados como segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\omega}_{Rx} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{\omega}_{Ry} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{\omega}_{Rz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{I_R}{T_W I_{Sx}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_W} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_R}{T_W I_{Sy}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_W} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_R}{T_W I_{Sz}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_W} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \omega_{Rx} \\ \theta \\ \dot{\theta} \\ \omega_{Ry} \\ \psi \\ \dot{\psi} \\ \omega_{Rz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_W}{I_{Sx}} & 0 & 0 \\ \frac{K_W}{I_{Sy}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_W}{I_{Sy}} & 0 \\ 0 & \frac{K_W}{I_R} & 0 \\ 0 & \frac{K_W}{I_R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_W}{I_{Sz}} \\ 0 & 0 & \frac{K_W}{I_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Rx-S} \\ V_{Ry-S} \\ V_{Rz-S} \end{bmatrix}\quad (3.2.5.4.i)$$

3.2.5.4.1 LQR e o Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo

A matriz K será calculada através da função LQR do Matlab. As matrizes Q e R serão inicialmente arbitradas, de acordo com as equações 2.4.4.2.1.f e 2.4.4.2.1.f, como:

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{(6^\circ)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(30^\circ/180s)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(7500r.p.m)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(6^\circ)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(30^\circ/180s)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(7500r.p.m)^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(6^\circ)^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(30^\circ/180s)^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(7500r.p.m)^2} \end{bmatrix} \quad (3.2.5.4.1.a)$$

$$R = \begin{bmatrix} \frac{1}{(10V)^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(10V)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(10V)^2} \end{bmatrix} \quad (3.2.5.4.1.b)$$

O mesmo modelo do LQR será utilizado para o Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo, sendo a única diferença o sinal de referência. O modelo inclui as seguintes funções:

- cálculo dos erros
- função de transferência do controlador
- lógica de comutação da tensão para o caso de falha de uma das rodas
- saturação da tensão de saída do controlador

Tem como entradas ϕ , θ , ψ , $\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$ e $\dot{\psi}$ provenientes do sub-bloco de propagação desse parâmetros; e ω_{Rx} , ω_{Ry} , ω_{Rz} e ω_{Rs} provenientes das rodas. Gera como saída as tensões de controle V_{Rx_s} , V_{Ry_s} , V_{Rz_s} e V_{Rs_s} .

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Controlador MIMO	10	4

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecanica Espacial e Controle-ETE/CMC

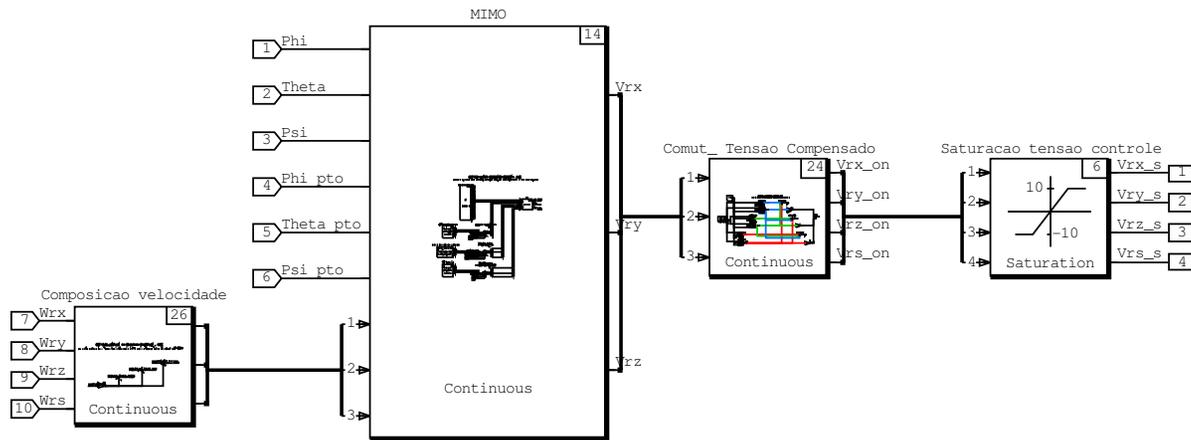


FIGURA 3.13 – Modelo do Controlador MIMO

3.2.5.4.2 Controlador via Alocação de Pólos

Para que a determinação dos ganhos da matriz K fosse feita de forma determinística o sistema deveria ser de estado completamente controlável. No entanto, com a introdução da velocidade da roda ao vetor de estados do sistema, ocorre perda parcial da controlabilidade uma vez que o momento angular das rodas está vinculado ao momento angular do satélite devido ao balanço de momento angular do sistema. A matriz de controlabilidade que deveria ser de característica 9 é de característica 6.

Desta forma, o ganho será calculado manualmente e para simplificar os cálculos, a matriz K será definida como:

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{24} & k_{25} & k_{26} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{37} & k_{38} & k_{39} \end{bmatrix} \quad (3.2.5.4.2.a)$$

Como a matriz A é diagonal por blocos, o determinante $|sI - A + BK| = 0$ pode ser calculados por blocos, como segue:

$$\begin{vmatrix} s & -1 & 0 \\ \frac{K_W k_{11}}{I_{Sx}} & s + \frac{K_W k_{12}}{I_{Sx}} & \frac{I_R}{T_W I_{Sx}} + \frac{K_W k_{13}}{I_{Sx}} \\ \frac{K_W k_{11}}{I_R} & \frac{K_W k_{12}}{I_R} & s + \frac{1}{T_R} + \frac{K_W k_{13}}{I_R} \end{vmatrix} = 0 \quad (3.2.5.4.2.b)$$

$$\begin{vmatrix} s & -1 & 0 \\ \frac{K_W k_{24}}{I_{Sy}} & s + \frac{K_W k_{25}}{I_{Sy}} & \frac{I_R}{T_W I_{Sy}} + \frac{K_W k_{26}}{I_{Sy}} \\ \frac{K_W k_{24}}{I_R} & \frac{K_W k_{25}}{I_R} & s + \frac{1}{T_W} + \frac{K_W k_{26}}{I_R} \end{vmatrix} = 0 \quad (3.2.5.4.2.c)$$

$$\begin{vmatrix} s & -1 & 0 \\ \frac{K_W k_{37}}{I_{S_z}} & s + \frac{K_W k_{38}}{I_{S_z}} & \frac{I_R}{T_W I_{S_z}} + \frac{K_W k_{39}}{I_{S_z}} \\ \frac{K_W k_{37}}{I_R} & \frac{K_W k_{38}}{I_R} & s + \frac{1}{T_W} + \frac{K_W k_{39}}{I_R} \end{vmatrix} = 0 \quad (3.2.5.4.2.d)$$

Tomando o exemplo do eixo “x” (“roll”), e definindo:

$$a = \frac{K_W}{I_{S_x}} \quad (3.2.5.4.2.e)$$

$$b = \frac{I_R}{T_W I_{S_x}} \quad (3.2.5.4.2.f)$$

O determinante (3.2.5.4.3.b) 2 resulta em:

$$s^3 + \left[\frac{1}{T_W} + 4k_{13} + ak_{12} \right] s^2 + \left[\frac{ak_{12}}{T_W} + ak_{11} - 4k_{12}b \right] s + \frac{ak_{11}}{T_W} - 4bk_{11} = 0 \quad (3.2.5.4.2.g)$$

Como:

$$\frac{a}{T_W} = 4b \quad (3.2.5.4.2.h)$$

então:

$$s^2 + \left[\frac{1}{T_W} + 4k_{13} + ak_{12} \right] s + ak_{11} = 0 \quad (3.2.5.4.2.i)$$

A alocação de pólos em cada eixo será feita baseada nos pólos em malha fechada gerados pelo método que apresenta o resultado mais satisfatório (pólos calculados via alocação de pólos SISO para o controlador PD ou pólos dominantes resultantes do LQR).

Considerando os pólos dominantes dos eixos de “roll”, “pitch” e “yaw” respectivamente como sendo a solução dos polinômios de segundo grau:

$$s^2 + r_1 s + r_2 = 0$$

$$s^2 + p_1s + p_2 = 0 \quad (3.2.5.4.2.j)$$

$$s^2 + y_1s + y_2 = 0$$

k_{11} , k_{24} e k_{37} serão calculados de forma determinística e os demais ganhos através das relações abaixo:

$$k_{11} = \frac{r_2}{K_w} I_{Sx}$$

$$k_{24} = \frac{p_2}{K_w} I_{Sy} \quad (3.2.5.4.2.k)$$

$$k_{37} = \frac{y_2}{K_w} I_{Sz}$$

$$k_{13} = \frac{r_1 - \frac{1}{T_w} - \frac{K_w k_{12}}{I_{Sx}}}{4}$$

$$k_{26} = \frac{p_1 - \frac{1}{T_w} - \frac{K_w k_{25}}{I_{Sy}}}{4} \quad (3.2.5.4.2.l)$$

$$k_{39} = \frac{r_1 - \frac{1}{T_w} - \frac{K_w k_{38}}{I_{Sz}}}{4}$$

O modelo do controlador MIMO por alocação de pólos é o mesmo apresentado anteriormente para o LQR. A única diferença entre eles é o conteúdo da matriz K .

3.2.6 Planta

O modelo da planta foi implementado com base nas equações da dinâmica e da cinemática (2.3.1.m) e (2.3.2.j) respectivamente. Essa implementação inclui apenas a simplificação devido ao fato da matriz de inércia do satélite ser praticamente diagonal. Nenhuma outra

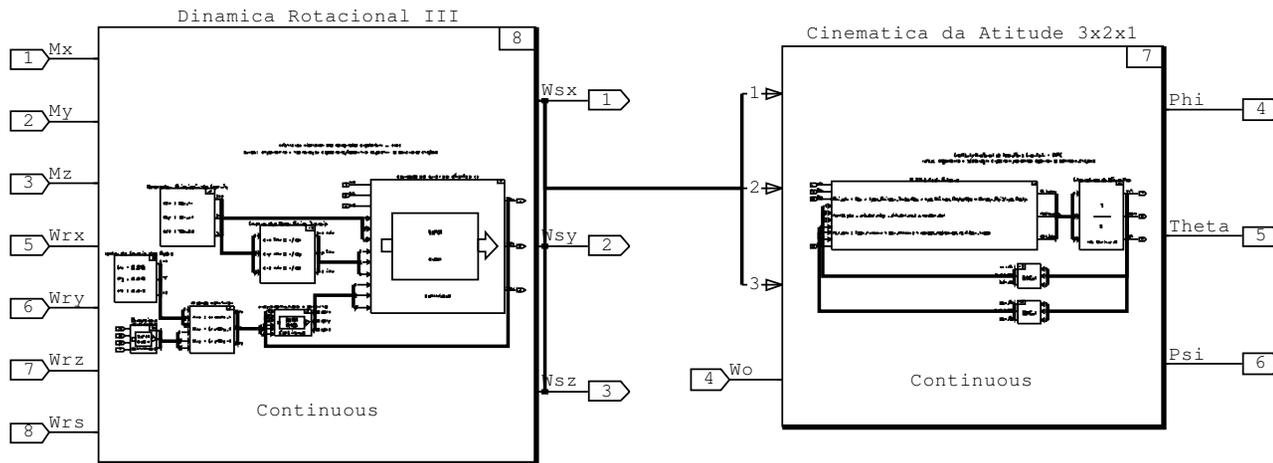
simplificação foi incluída e o modelo apresenta todas as não linearidades e acoplamentos decorrentes do equacionamento apresentado anteriormente.

O modelo da planta tem como entrada os torques totais $M_x = \dot{h}_{Rx} + M_{Ext_x}$, $M_y = \dot{h}_{Ry} + M_{Ext_y}$ e $M_z = \dot{h}_{Rz} + M_{Ext_z}$; as velocidades angulares das rodas ω_{Rx} , ω_{Ry} , ω_{Rz} e ω_{Rs} , e a velocidade orbital ω_0 . Gera como saída ϕ , θ e ψ , relacionando o referencial do satélite ao referencial VLHL.

FIGURA 3.14 – Modelo da Planta (Dinâmica e Cinemática)

Continuous SuperBlock	Inputs	Outputs
Dinamica IV	8	6

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
 Curso: Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle-ETE/CMC



4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

4.1 Determinação dos Parâmetros dos Controladores

4.1.1 Controlador PD

O cálculo dos ganhos dos controladores PD será feito inicialmente para:

- $\zeta = 0.7$: que mantém o compromisso razoável entre velocidade de resposta e sobre-sinal máximo
- $t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n}$: que garante uma faixa de tolerância de 2% em aproximadamente quatro vezes a constante de tempo do sistema. O tempo de acomodação será tomado como 100 segundos para garantir os requisitos da especificação da PMM.

Dado:

$I_{Sx} [kg \cdot m^2]$	$I_{Sy} [kg \cdot m^2]$	$I_{Sz} [kg \cdot m^2]$	$T_w [s]$	K_w	ζ	t_s
295.71	501.37	364.82	20	0.06	0.7	100

Pode-se calcular para o eixos de “roll”, “pitch” e “yaw” de acordo com as equações (3.2.5.3.1.g) e (3.2.5.3.1.h):

TABELA 4.1 – Ganhos do controlador PD (alocação de pólos SISO)

K_{PR}	(ganho proporcional eixo “roll”)	16.0931
K_{DR}	(ganho derivativo eixo “roll”)	147.855
K_{PP}	(ganho proporcional eixo “pitch”)	27.2854
K_{DP}	(ganho derivativo eixo “pitch”)	250.685
K_{PY}	(ganho proporcional eixo “yaw”)	19.8541
K_{DY}	(ganho derivativo eixo “yaw”)	182.41

4.1.2 Controlador PID

O cálculo dos ganhos dos controladores PID será feito inicialmente considerando os mesmos critérios de projeto do controlador PD:

- $\zeta = 0.7$: que mantém o compromisso razoável entre velocidade de resposta e sobre-sinal máximo
- $t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n}$: que garante uma faixa de tolerância de 2% em aproximadamente quatro vezes a constante de tempo do sistema. O tempo de acomodação será tomado como 100 segundos para garantir os requisitos da especificação da PMM.

Dados:

$I_{Sx} [kg \cdot m^2]$	$I_{Sy} [kg \cdot m^2]$	$I_{Sz} [kg \cdot m^2]$	$T_w [s]$	K_w	ζ	t_s
295.71	501.37	364.82	20	0.06	0.7	100

Pode-se calcular para o eixos de “roll”, “pitch” e “yaw” de acordo com as equações (3.2.5.3.2.i) e (3.2.5.3.2.j):

TABELA 4.2 – Ganhos do controlador PID (alocação de pólos SISO)

K_{PR}	(ganho proporcional eixo “roll”)	40.5931
K_{DR}	(ganho derivativo eixo “roll”)	454.105
K_{PP}	(ganho proporcional eixo “pitch”)	51.7854
K_{DP}	(ganho derivativo eixo “pitch”)	556.935
K_{PY}	(ganho proporcional eixo “yaw”)	44.3541
K_{DY}	(ganho derivativo eixo “yaw”)	488.66

4.1.3 LQR e Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo – Roda Modificada

Após o refinamento da condição inicial das matrizes Q e R apresentadas nas equações (3.2.5.4.1.a) e (3.2.5.4.1.b), o resultado final foi:

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{(11^\circ)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(10^\circ/s)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(6800r.p.m)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(11^\circ)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (10^\circ/s)^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(6800r.p.m)^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(11^\circ)^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (10^\circ/s)^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(6800r.p.m)^2} \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} \frac{1}{(10V)^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(10V)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(10V)^2} \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} 5.2087e+001 & 8.0875e+002 & -1.2500e-002 & -8.2276e-012 & -2.5735e-006 & 7.6988e-011 & -1.7673e-010 & 9.3877e-005 & -3.8426e-009 \\ -1.9573e-011 & -2.3215e-003 & 1.1776e-007 & 5.2087e+001 & 1.1264e+003 & -1.2500e-002 & 1.0793e-007 & -1.4259e+000 & 5.8629e-005 \\ -4.1344e-010 & -2.6859e-003 & 1.3627e-007 & 1.2451e-007 & 1.0589e+000 & -3.1681e-005 & 5.2087e+001 & 9.2140e+002 & -1.2571e-002 \end{bmatrix}$$

Com a seguinte configuração de pólos dominantes em malha fechada:

$$\begin{array}{ll} -8.2048e-002 + j6.1941e-002; & -8.2048e-002 - j6.1941e-002 \\ -6.7396e-002 + j4.1123e-002; & -6.7396e-002 - j4.1123e-002 \\ -7.5626e-002 + j5.3359e-002; & -7.5626e-002 - j5.3359e-002 \end{array}$$

4.1.4 LQR e Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo – Roda Equivalente

Após o refinamento da condição inicial das matrizes Q e R apresentadas nas equações (3.2.5.4.1.a) e (3.2.5.4.1.b), o resultado final foi:

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{(4^\circ)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(30^\circ/180s)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(7500r.p.m)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(4^\circ)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(30^\circ/180s)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(7500r.p.m)^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(4^\circ)^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(30^\circ/180s)^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(7500r.p.m)^2} \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} \frac{1}{(95V)^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(95V)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(95V)^2} \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} 1.3961e+002 & 4.7286e+003 & -1.2739e-002 & 4.4049e-010 & 1.1601e-003 & -3.4669e-008 & 5.6816e-010 & -5.4788e-003 & 2.2526e-007 \\ 4.7513e-011 & 5.3234e-003 & -2.7001e-007 & 1.3961e+002 & 5.4997e+003 & -1.2739e-002 & -5.4164e-010 & -1.6607e-003 & 6.8274e-008 \\ 7.9084e-010 & 2.1393e-001 & -1.0852e-005 & -2.7865e-010 & -1.7975e-003 & 5.3774e-008 & 1.3961e+002 & 4.9997e+003 & -1.2739e-002 \end{bmatrix}$$

4.1.5 Alocação de Pólos

Visto que as pré - simulações do controlador PD com os ganhos calculados por alocação de pólos SISO não resultou em uma resposta temporal satisfatória, os pólos escolhidos para o projeto do controlador MIMO por alocação de pólos serão aqueles gerados durante o projeto do LQR.

Os pólos dominantes em malha fechada determinados durante o projeto do LQR são a solução dos seguintes polinômios de segundo grau:

$$s^2 + 1.6410 \cdot 10^{-1} s + 1.0569 \cdot 10^{-2} = 0$$

$$s^2 + 1.3479 \cdot 10^{-1} s + 6.2333 \cdot 10^{-3} = 0$$

$$s^2 + 1.5125 \cdot 10^{-1} s + 8.5665 \cdot 10^{-3} = 0$$

E os ganhos da matriz K por alocação de pólos podem ser calculados como definido nas equações (3.2.5.4.3.j) e (3.2.5.4.3.k), resultando em:

TABELA 4.3 – Ganhos do controlador PP (alocação de pólos MIMO)

k_{11}	(calculado)	52.0897
k_{12}	(arbitrado = elemento k_{12} da matriz de ganhos do LQR)	808.75
k_{13}	(calculado)	-0.0124988
k_{24}	(calculado)	52.0874
k_{25}	(arbitrado = elemento k_{25} da matriz de ganhos do LQR)	1126.4
k_{26}	(calculado)	-0.0125016
k_{37}	(calculado)	52.0887
k_{38}	(arbitrado = elemento k_{38} da matriz de ganhos do LQR)	921.40
k_{39}	(calculado)	-0.0125709

4.2 Simulações

Nas tabelas 4.4 e 4.5 detalha-se a configuração do satélite e dos parâmetros orbitais usados durante as simulações:

TABELA 4.4 – Parâmetros orbitais

Altura (h)	905 [km]
Excentricidade (e)	0
Inclinação (i)	0°
Velocidade Orbital Média (ω_0)	0.001016 [rad/s]
Período Orbital (T_0)	6184 [s]

TABELA 4.5 – Dados do satélite

	Roda Modificada	Roda Equivalente
I_R (Momento de Inércia das Rodas)	0.015 [kg.m ²]	0.015 [kg.m ²]
$\omega_{R \max}$ (Velocidade Máxima das Rodas)	7500 [r.p.m]	7500 [r.p.m]
$M_{R \max}$ (Torque Máxima das Rodas)	0.6 [N.m]	0.075 [N.m]
$V_{R \max}$ (Tensão Máxima na Saída do Controlador)	10 [V]	10 [V]
K_W (Ganho das Rodas)	0.06	0.0075
T_W (Constante de Tempo das Rodas)	20 [s]	157 [s]
I_{Sx} (Momento de Inércia do Satélite – eixo “x”)	295.71 [kg.m ²]	
I_{Sy} (Momento de Inércia do Satélite – eixo “y”)	501.37 [kg.m ²]	
I_{Sz} (Momento de Inércia do Satélite – eixo “z”)	364.82 [kg.m ²]	

As simulações serão divididas em 3 blocos:

1. Simulações desconsiderando-se a presença de falhas, ou seja, acoplamento fraco onde duas manobras típicas de 30° nos eixos de “roll” e “pitch” serão analisadas. Os

controladores PD, PID, LQR, Alocação de Pólos MIMO e Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo serão testados para a roda modificada, e LQR e Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo para roda equivalente ;

2. Simulações considerando-se a presença de falhas, ou seja, acoplamento forte onde duas manobras típicas de 30° nos eixos de “roll” e “pitch” serão analisadas. Nessas simulações a roda considerada falhada será aquela coincidente com o eixo da manobra, condição que deverá exigir ao máximo do controlador e atuadores, além de aumentar o acoplamento. A roda falhada será substituída pela roda instalada simetricamente aos eixos principais de inércia do satélite (eixo “skew”) no instante $t = 0[s]$. As mesmas combinações de controladores versus atuadores do item “1.” serão abordadas;
3. Simulações considerando-se a presença de falhas, ou seja, acoplamento forte onde duas manobras típicas de 30° nos eixos de “roll” e “pitch” serão analisadas. Nessas simulações a roda considerada falhada será aquela coincidente com o eixo da manobra, condição que deverá exigir ao máximo do controlador e atuadores, além de aumentar o acoplamento. A roda falhada será substituída pela roda instalada simetricamente aos eixos principais de inércia do satélite (eixo “skew”) no instante $t = 50[s]$, com a intenção de verificar a consistência das leis de controle. As mesmas combinações de controladores versus atuadores do item “1.” serão abordadas;

4.2.1 Conjunto de Simulações I - Ausência de Falhas

Esse capítulo apresenta o seguinte conjunto de simulações:

TABELA 4.6 – Condições de simulação – ausência de falhas

	Condição	Condições Iniciais			Controlador	Figuras
		$\phi(t_0)$	$\theta(t_0)$	$\psi(t_0)$		
Roda Modificada (4.2.1.1)	SPC_1	30°	0°	0°	PD	4.3 até 4.8
					PID	4.9 até 4.14
					LQR	4.15 até 4.20
					Alocação de Pólos	4.21 até 4.26
					Rastreador	4.27 até 4.32
	SPC_2	0°	30°	0°	PD	4.33 até 4.38
					PID	4.39 até 4.44
					LQR	4.45 até 4.50
					Alocação de Pólos	4.51 até 4.56
					Rastreador	4.57 até 4.62
Roda Equivalente (4.2.1.2)	SPC_1	30°	0°	0°	LQR	4.64 até 4.69
					Rastreador	4.70 até 4.75
	SPC_2	0°	30°	0°	LQR	4.76 até 4.81
					Rastreador	4.82 até 4.87

4.2.1.1 Roda Modificada

Logo de início, durante a verificação prévia dos ganhos para simulação, notou-se uma resposta inadequada do sistema submetido ao controlador PD.

A resposta apresentava oscilação acentuada nos eixos de “roll” e “yaw” além de não estabilizar o eixo de “pitch” como mostrado na figura abaixo:

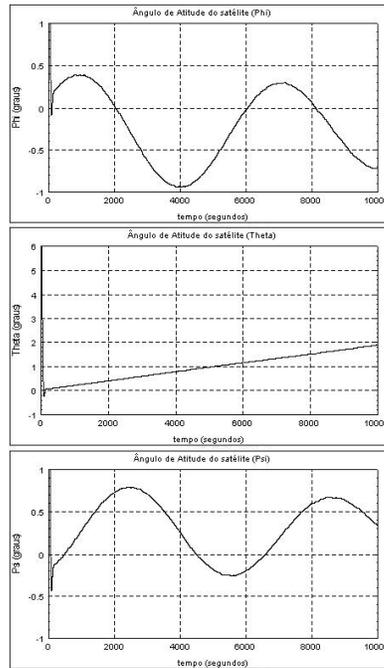


FIGURA 4.1 – Controlador PD – Pré-Verificação

A questão da amplitude das oscilações nos eixos de “roll” e “yaw” foi endereçada através da mudança dos ganhos dessas malhas. O método alternativo adotado para determinar os ganhos dos controladores PD foi o de utilizar a princípio os ganhos calculados para o LQR e ajustar os ganhos proporcionais de tal forma a atingir cumprimento das especificações, no entanto respeitando os limites físicos dos atuadores.

A questão da perda de estabilidade do eixo “pitch” é explicada devido ao fato da referência em “pitch” ser uma entrada em rampa $[\omega_0(t - t_0)]$ no controlador. De acordo com Ogata (1982), uma entrada em rampa a um sistema tipo “0”, como é o caso da função de transferência do “controlador + atuador”, gera erro estacionário infinito. Logo se conclui que a estabilização do eixo de “pitch”, visto o modelo utilizado nesse trabalho, requer a introdução da ação integral ao controlador.

Abaixo a configuração final dos ganhos e controladores utilizados nas simulações cujos resultados estão identificados como “PD”:

TABELA 4.7 – Ganhos do controlador PD – configuração atualizada

K_{PR} (PD)	130.2175
K_{DR} (PD)	808.75
K_{PP} (PID)	51.7854
K_{DP} (PID)	556.935
K_{PY} (PD)	130.2175
K_{DY} (PD)	921.40

Com relação à referência do Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo, a função utilizada foi $\frac{1}{4}$ da senoide com valor inicial de 30° e valor final zero.

$$r(t) = \begin{cases} 15^\circ \cdot [1 + \text{sen}(\alpha t + 90^\circ)], & 0 \leq t \leq t_f \\ 0, & t > t_f \end{cases} \quad (4.2.1.1.a)$$

com:

$$\alpha = \frac{30^\circ}{t_f} \quad (4.2.1.1.b)$$

O tempo de manobra t_f foi escolhido inicialmente como 180 segundos e posteriormente ajustado para garantir o cumprimento da especificação evitando a saturação da tensão do controlador e/ou da velocidade e torque das rodas.

Abaixo o gráfico da referência utilizado para o Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo durante as simulações com a roda modificada.

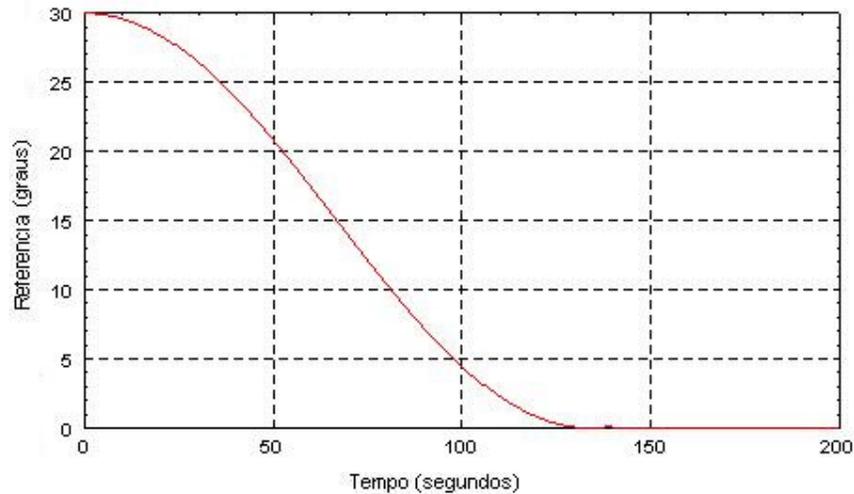


FIGURA 4.2 – Rastreador Linear Quadrático Sub-Ótimo – Sinal de Referência Para Roda Modificada

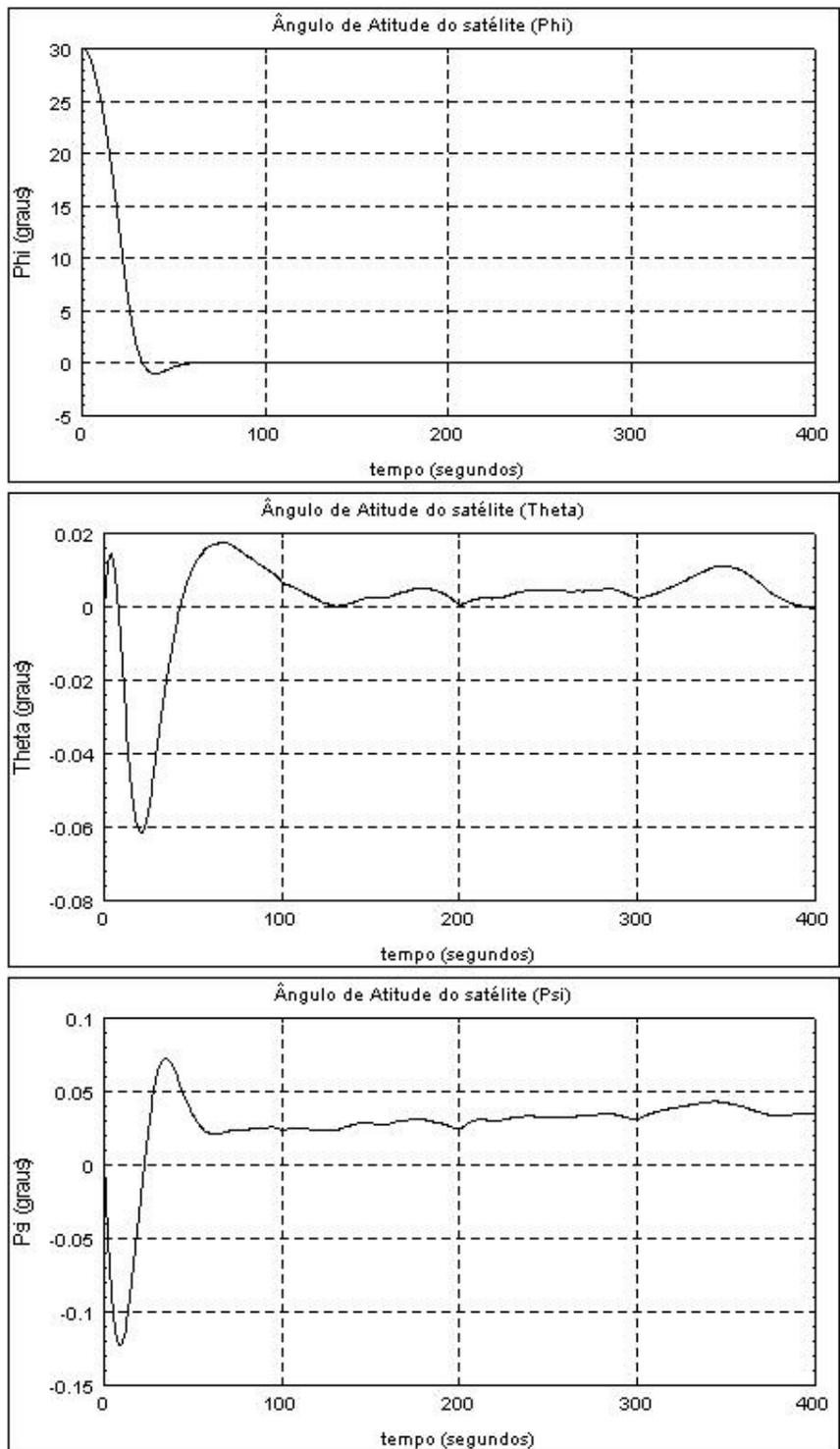


FIGURA 4.3 – SPC_1_PD - Phi, Theta, Psi

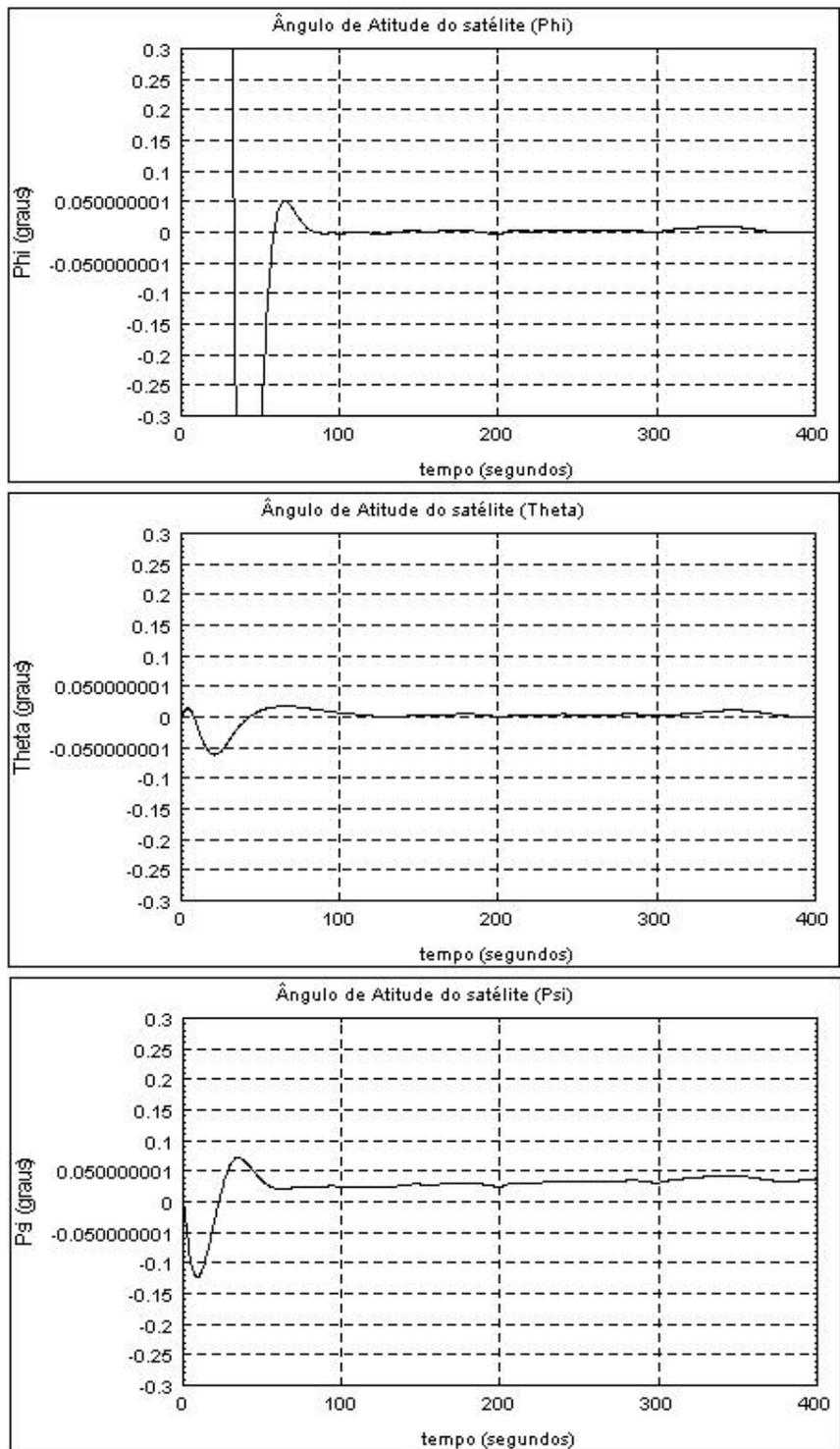


FIGURA 4.4 – SPC_1_PD - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

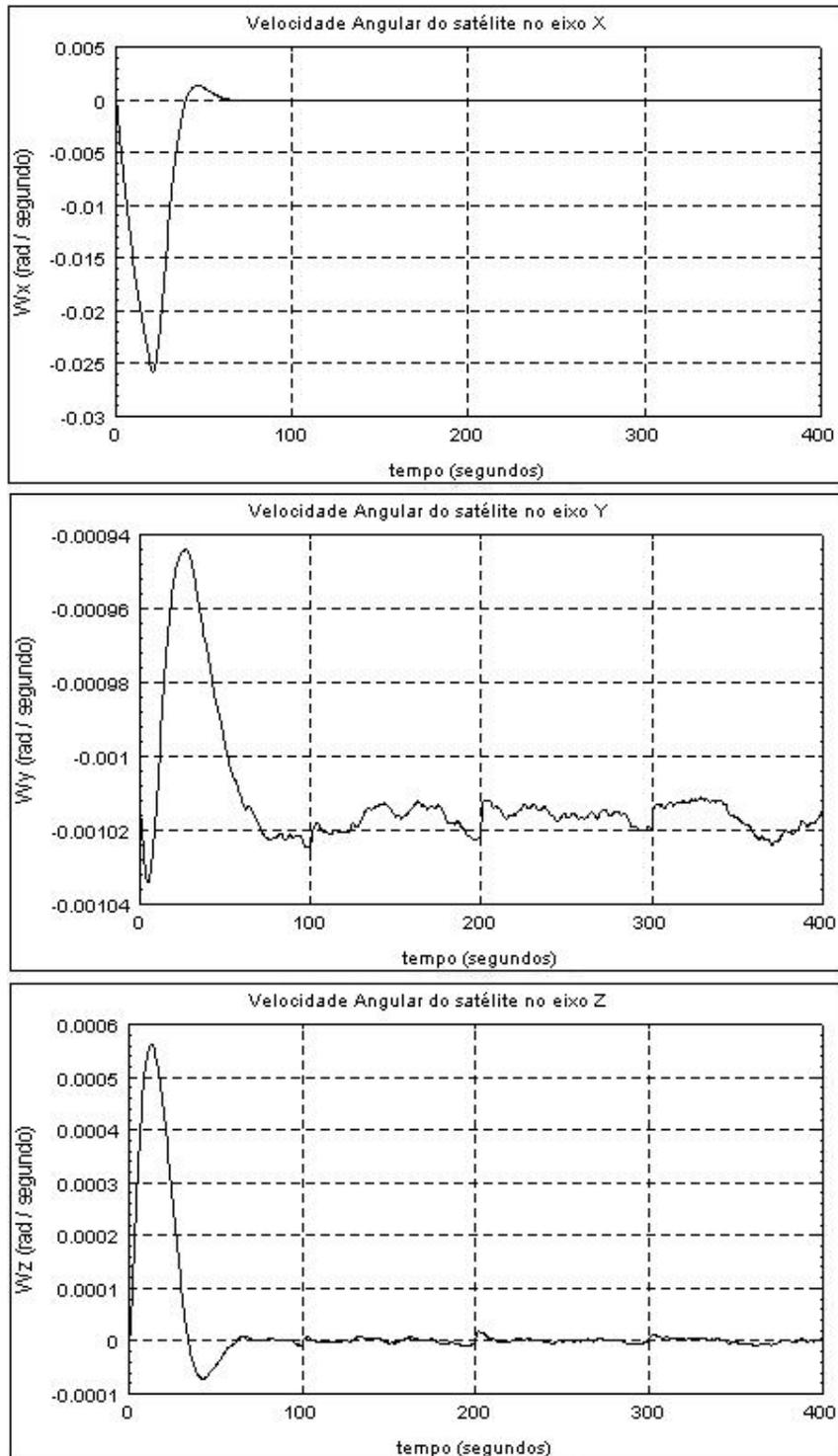


FIGURA 4.5 – SPC_1_PD - W_x , W_y , W_z

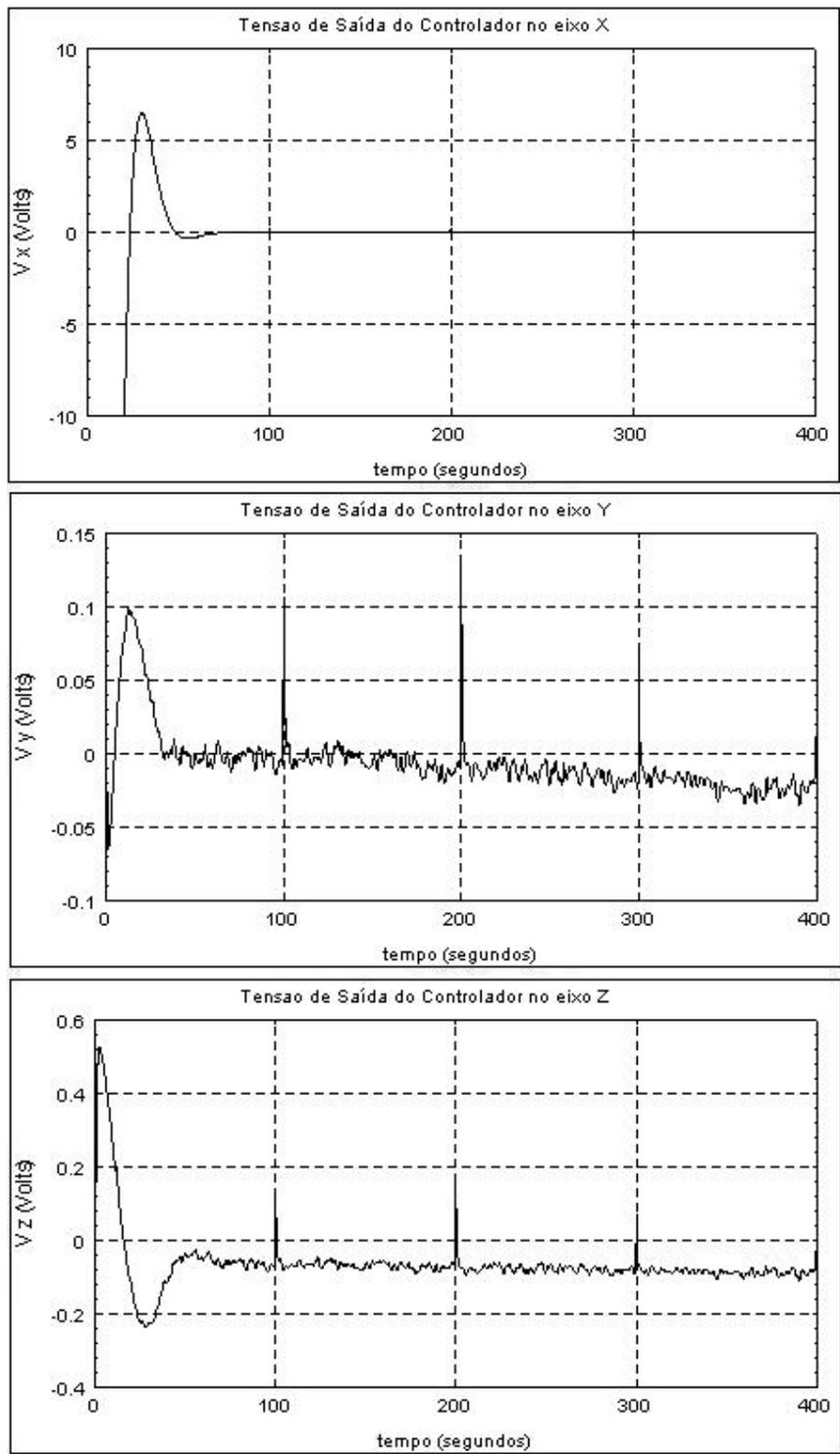


FIGURA 4.6 – SPC_1_PD - Vrx, Vry, Vrz

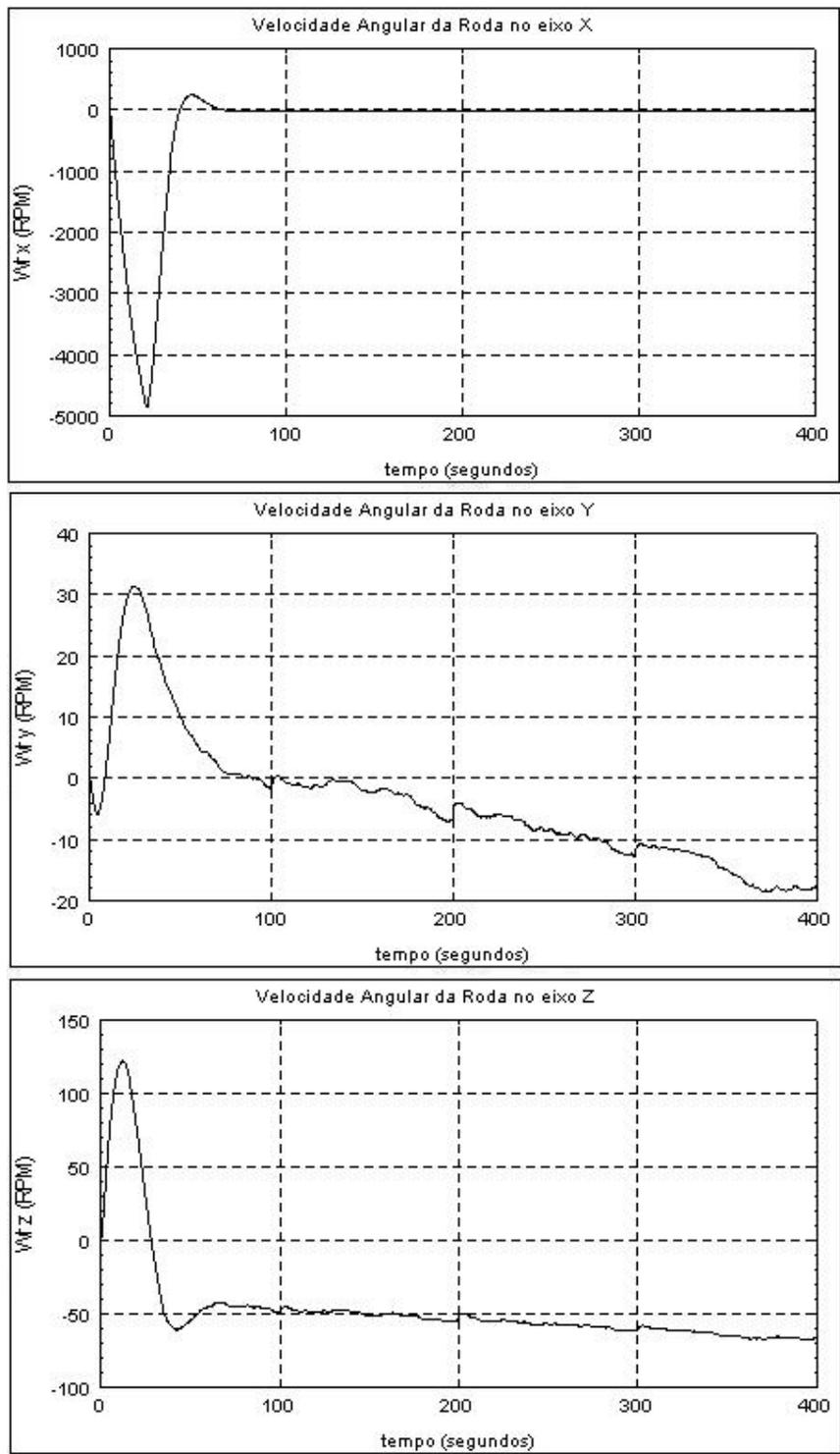


FIGURA 4.7 – SPC_1_PD - Wrx, Wry, Wrz

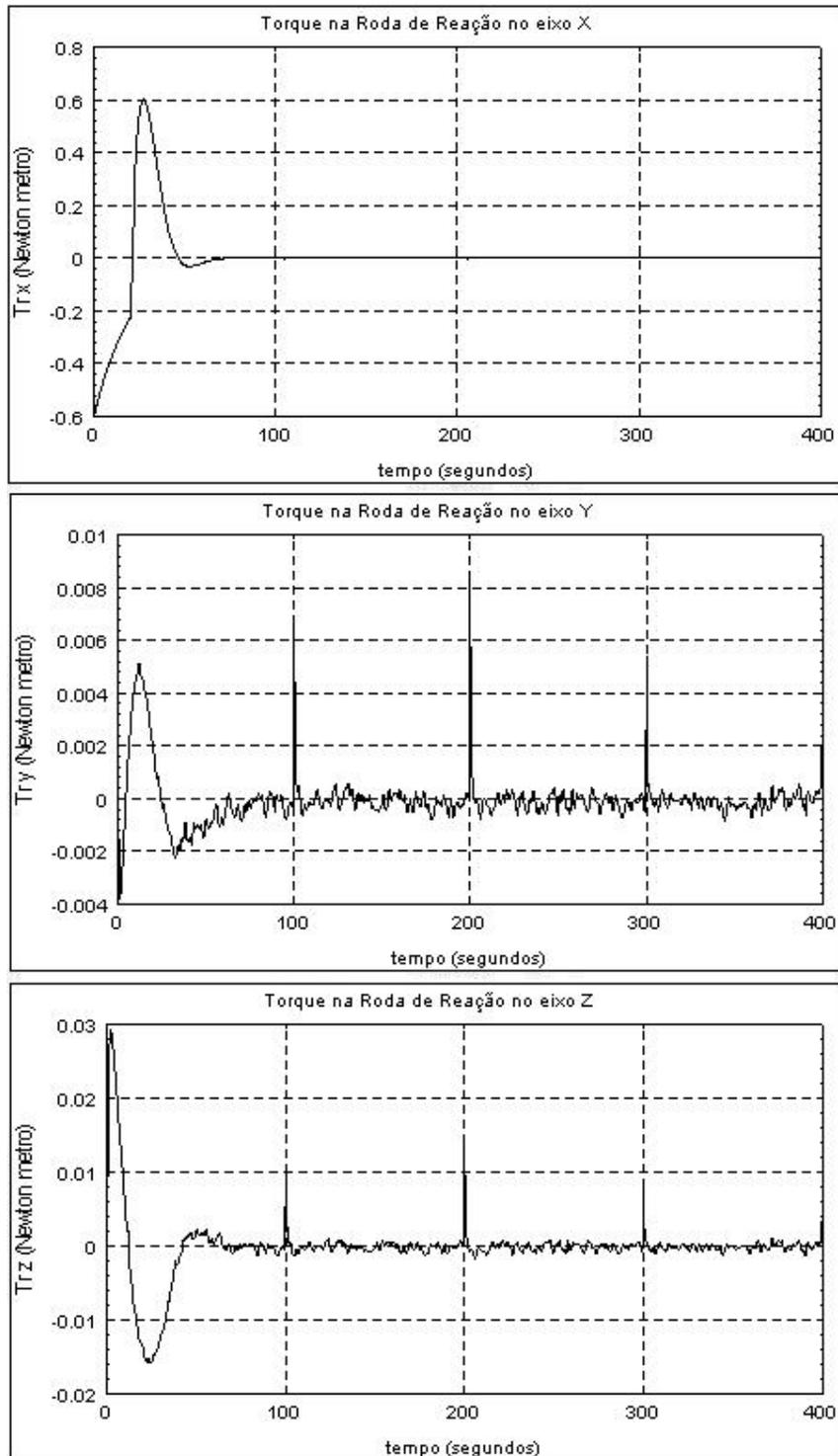


FIGURA 4.8 – SPC_1_PD - Mrx, Mry, Mrz

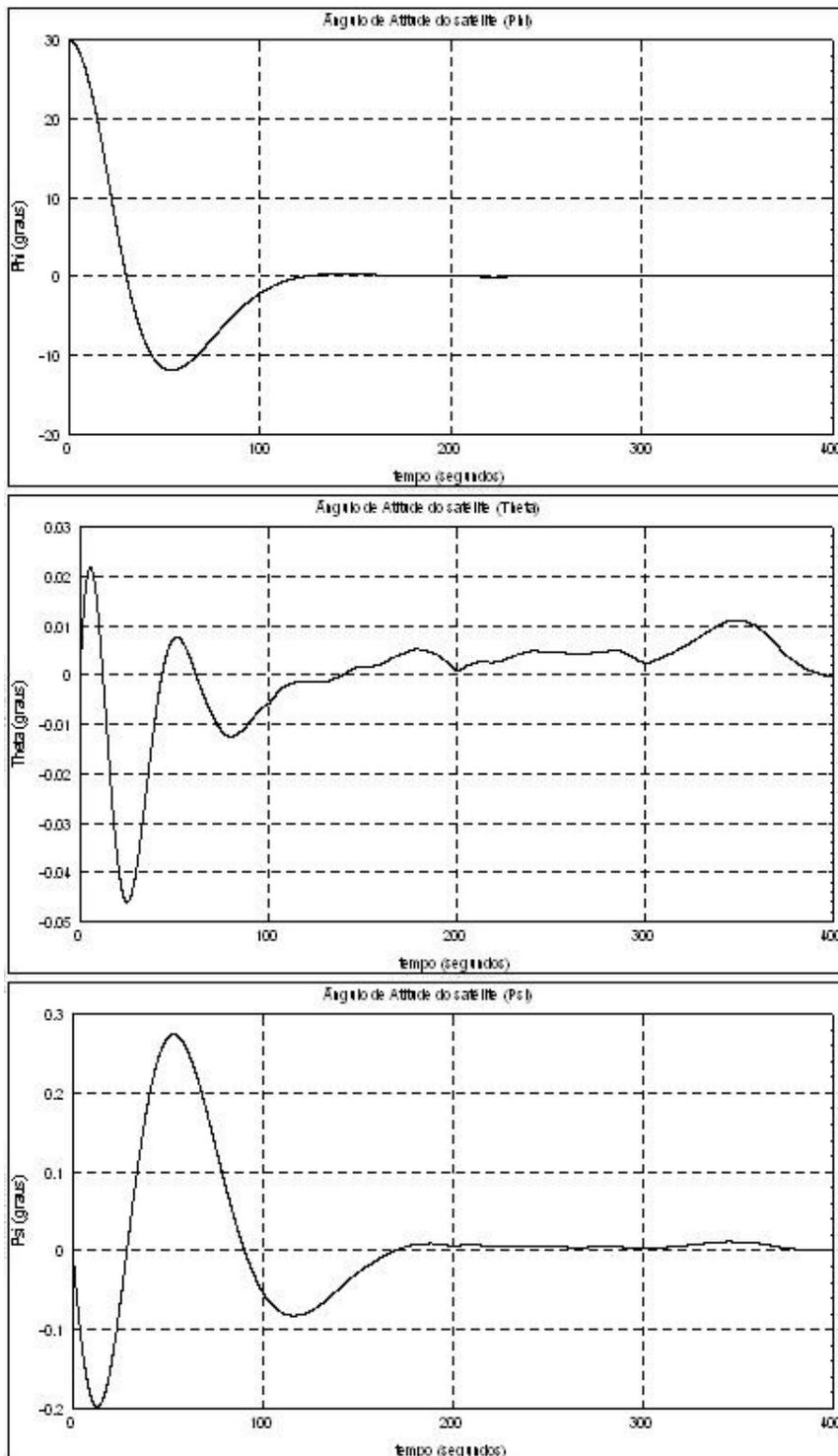


FIGURA 4.9 – SPC_1_PID - Phi, Theta, Psi

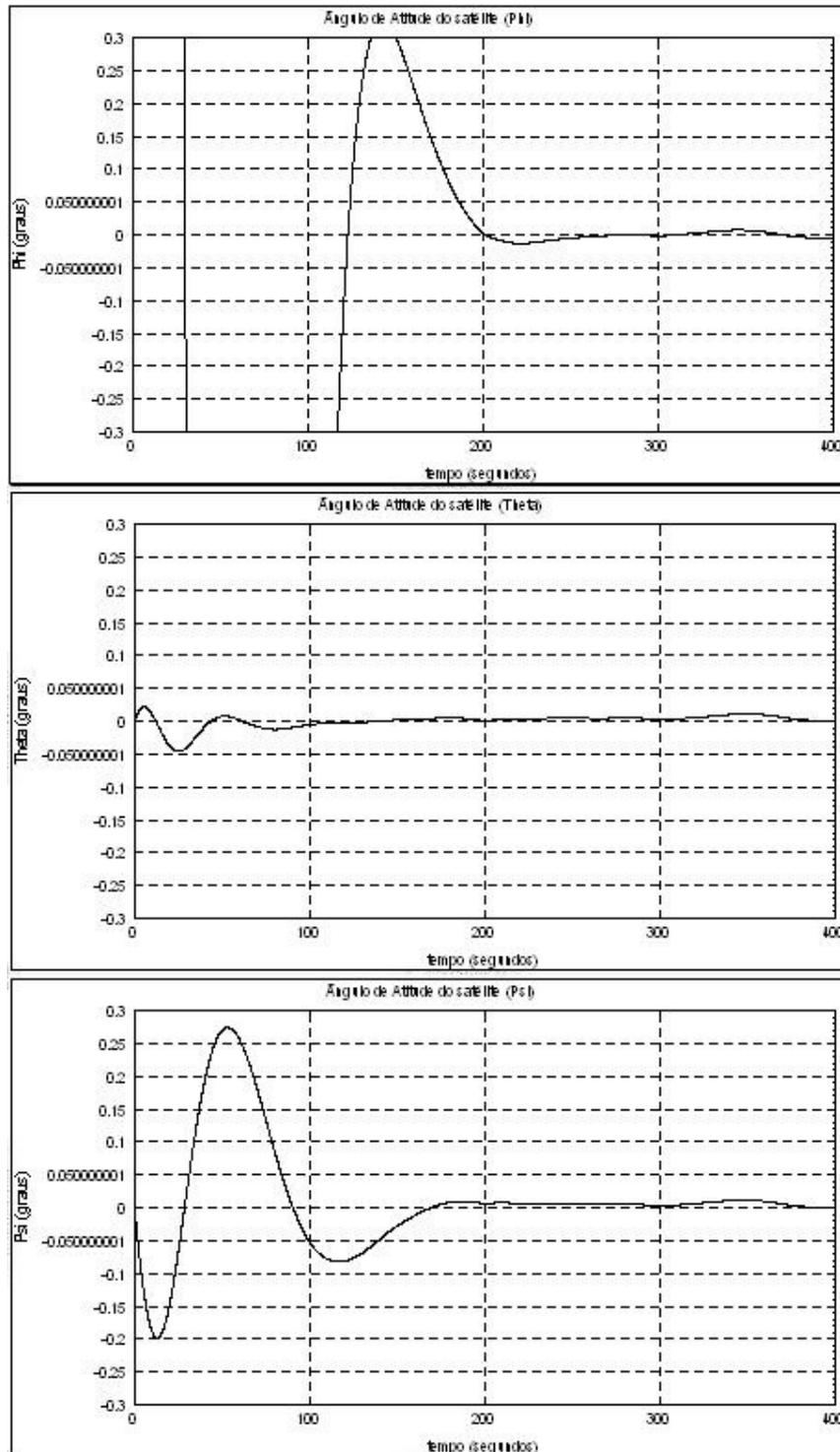


FIGURA 4.10 – SPC_1_PID - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

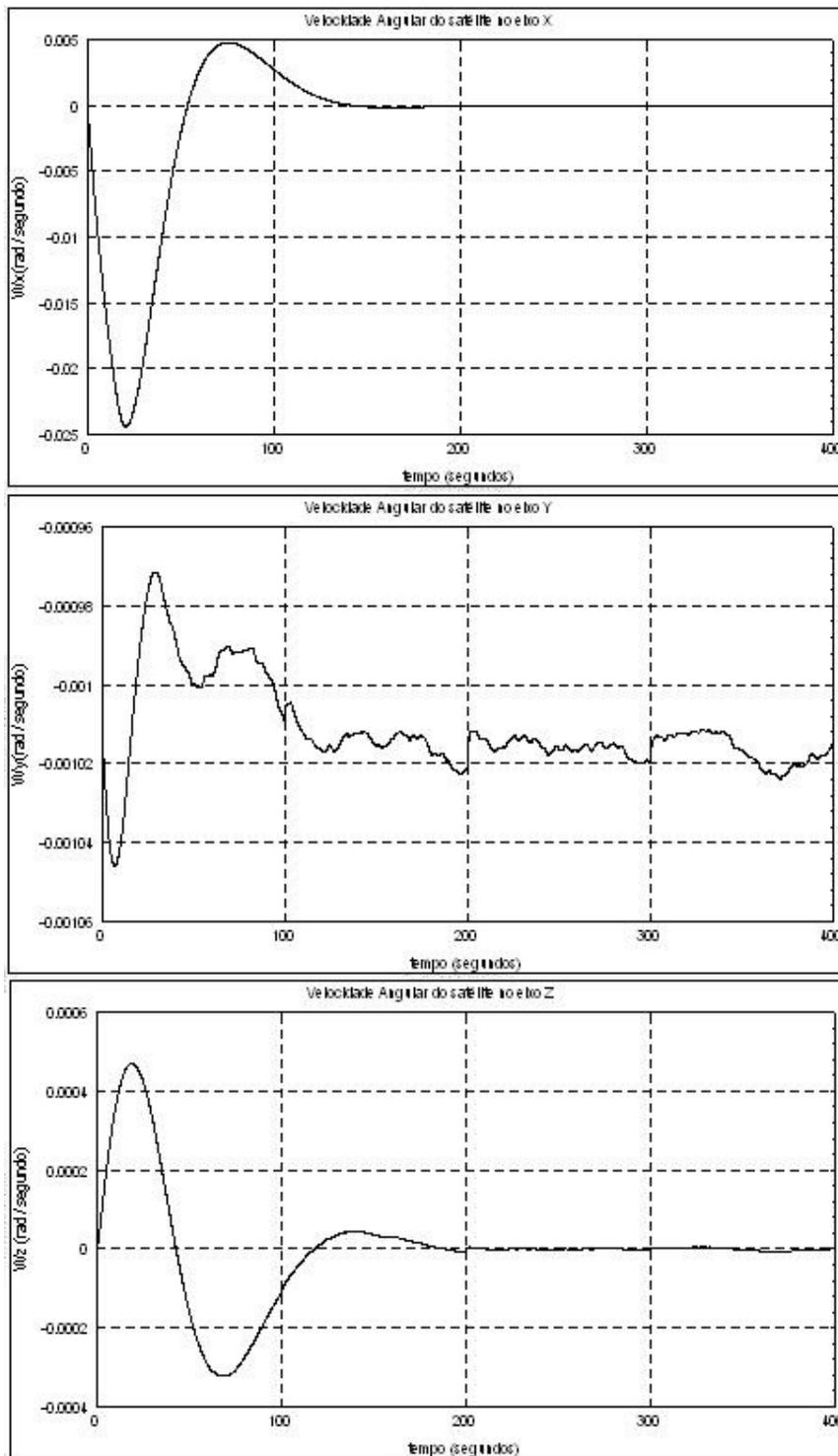


FIGURA 4.11 – SPC_1_PID - W_x , W_y , W_z

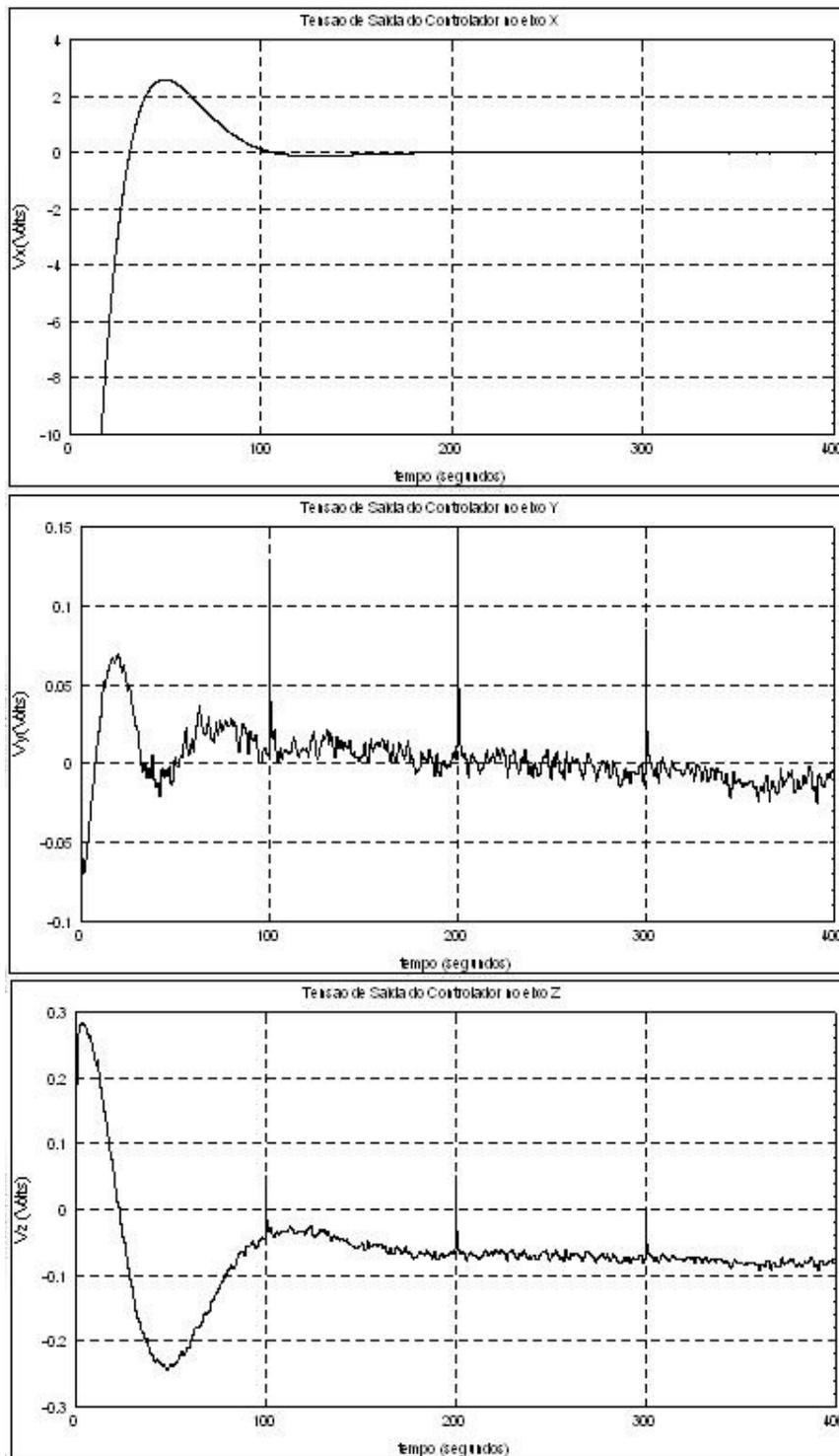


FIGURA 4.12 – SPC_1_PID - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

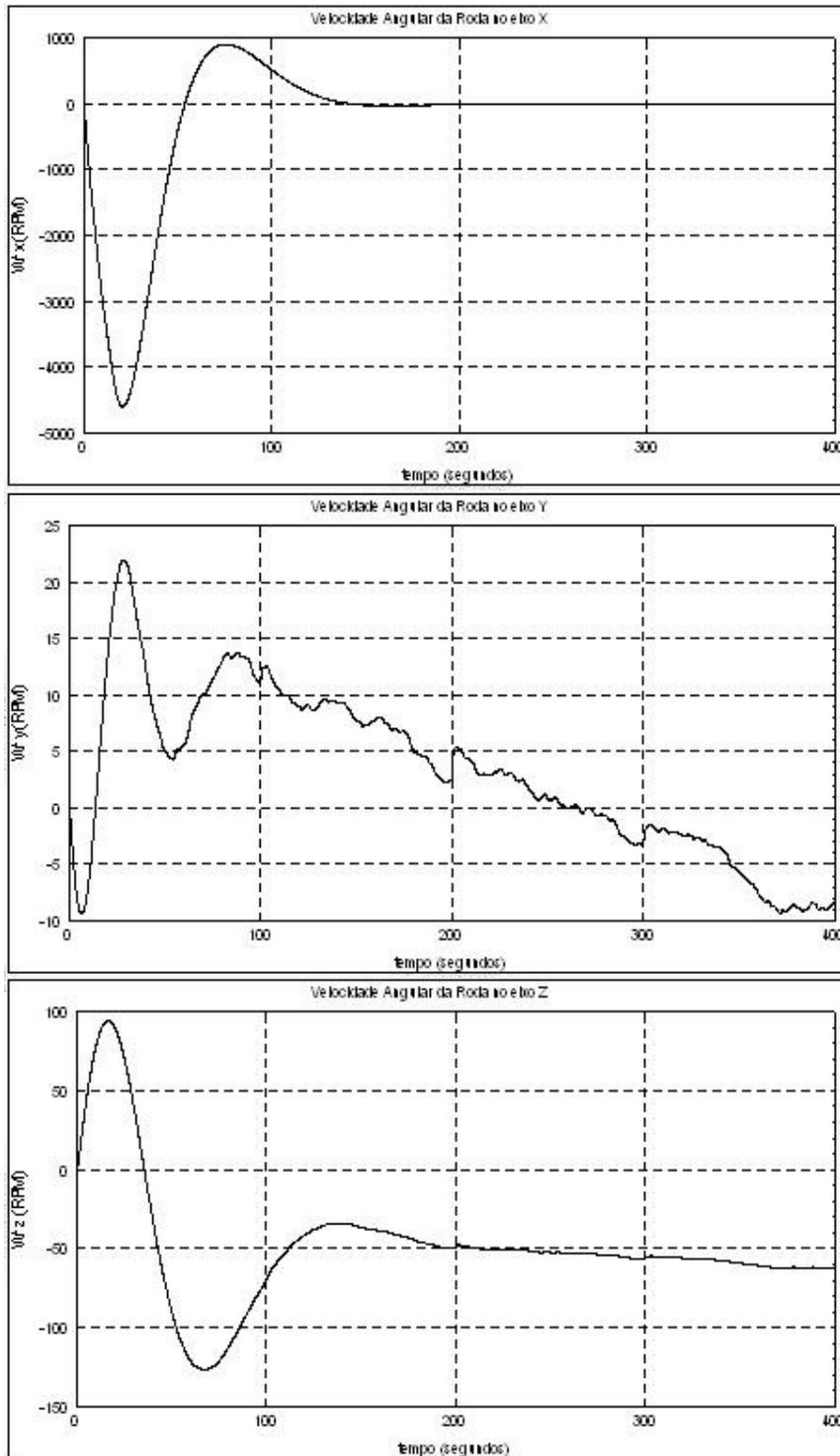


FIGURA 4.13 – SPC_1_PID - Wrx, Wry, Wrz

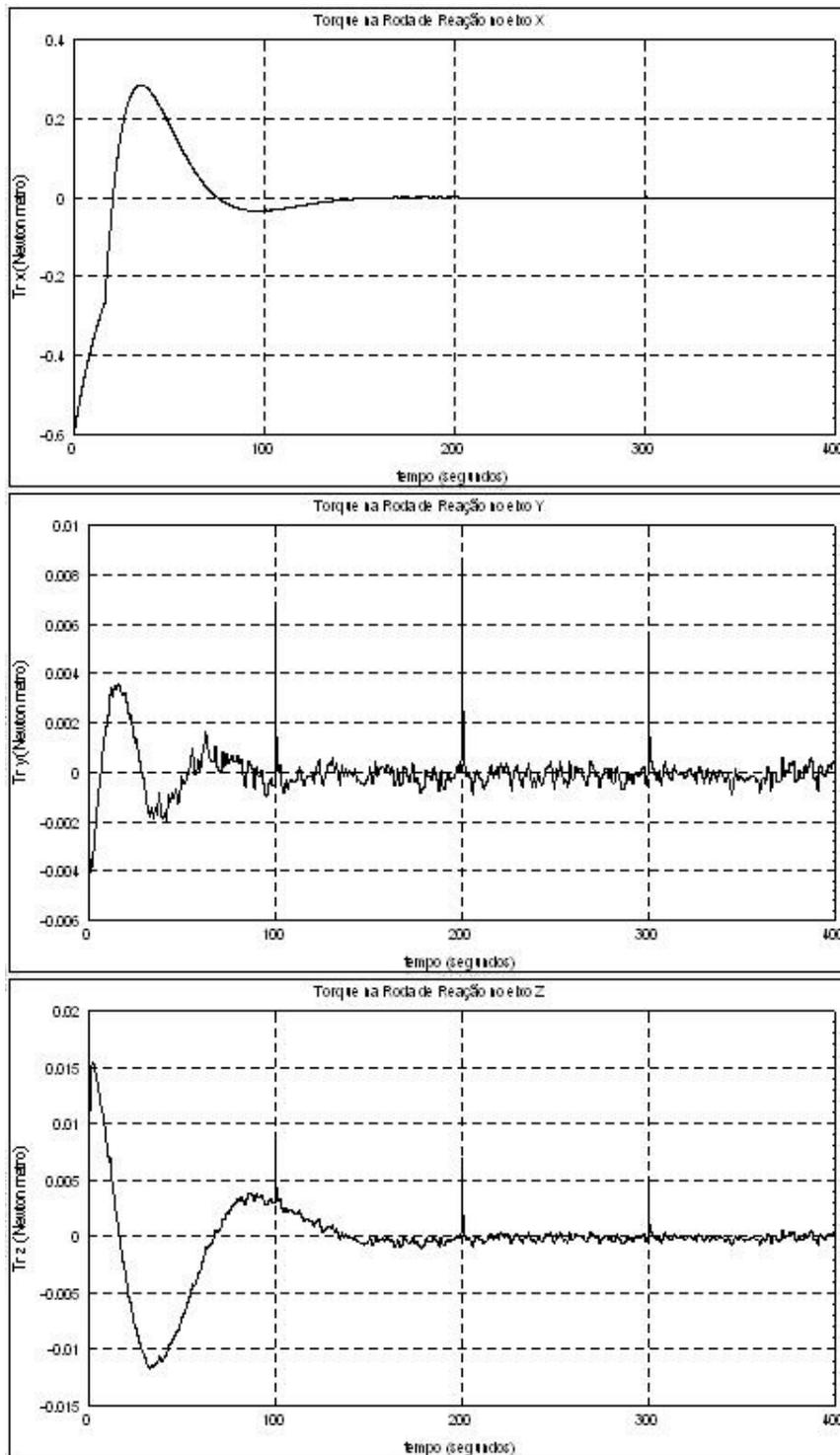


FIGURA 4.14 – SPC_1_PID - Mrx, Mry, Mrz

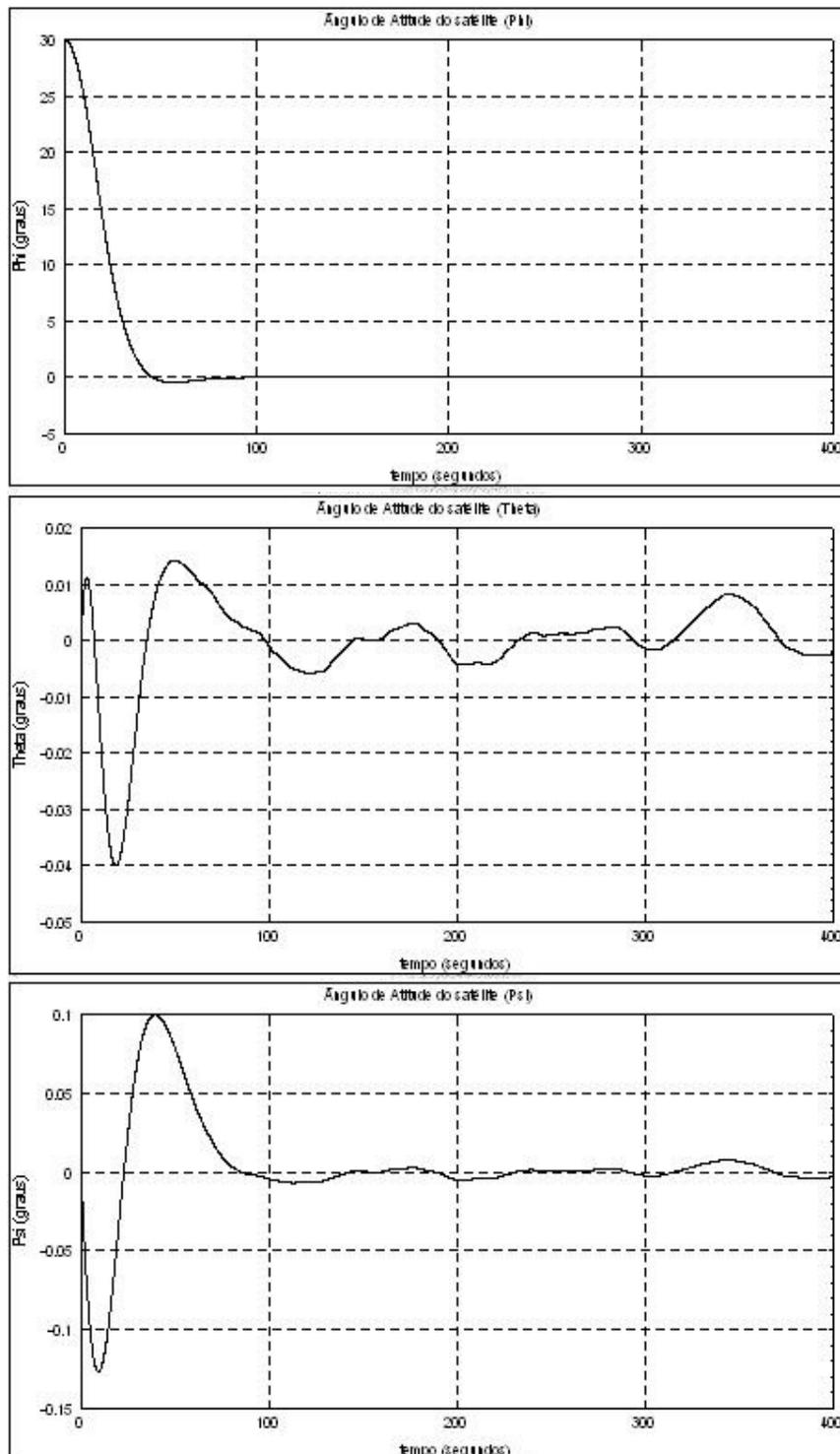


FIGURA 4.15 – SPC_1_LQR - Phi, Theta, Psi

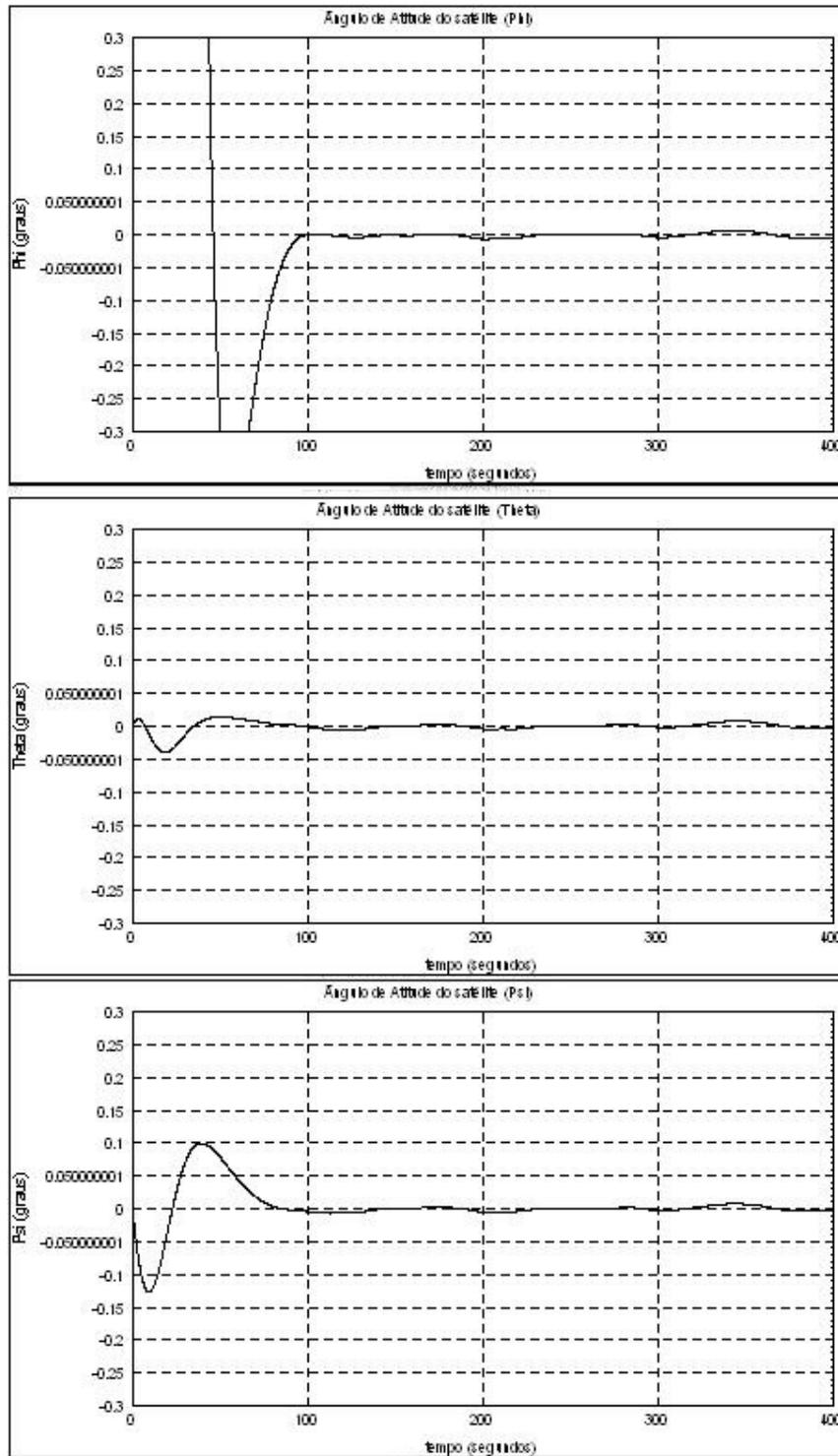


FIGURA 4.16 – SPC_1_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

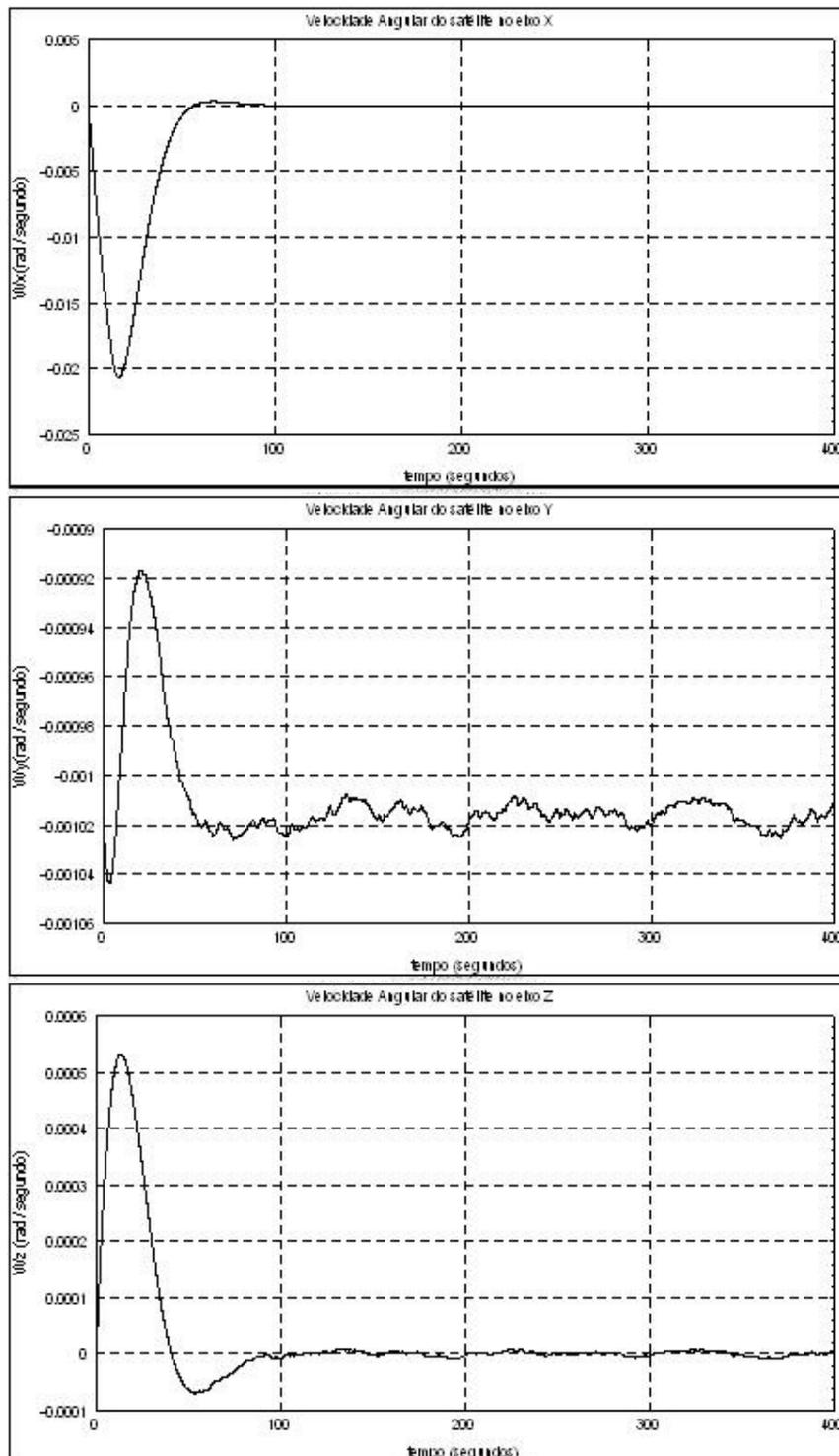


FIGURA 4.17 – SPC_1_LQR - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

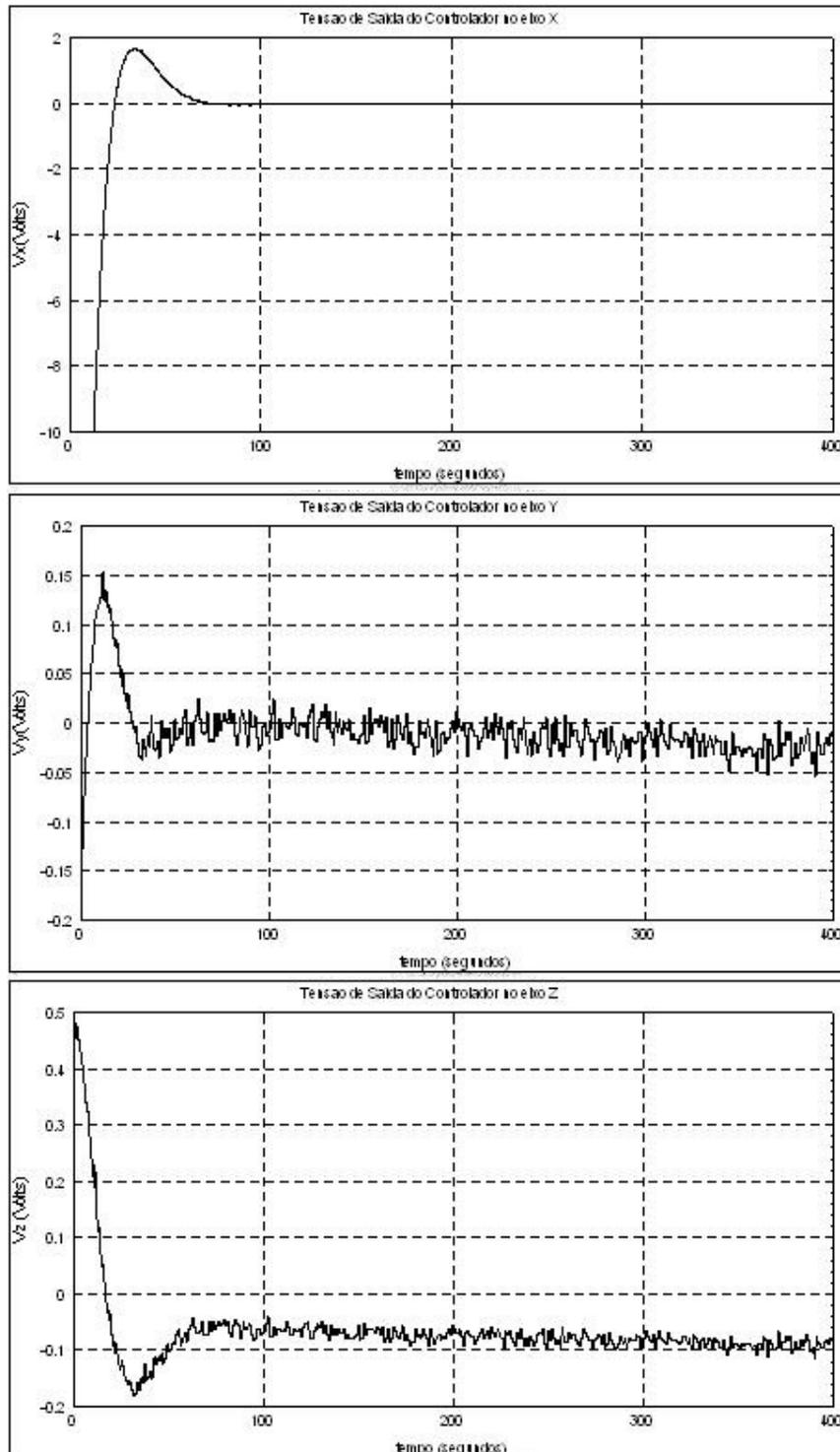


FIGURA 4.18 – SPC_1_LQR - Vrx, Vry, Vrz

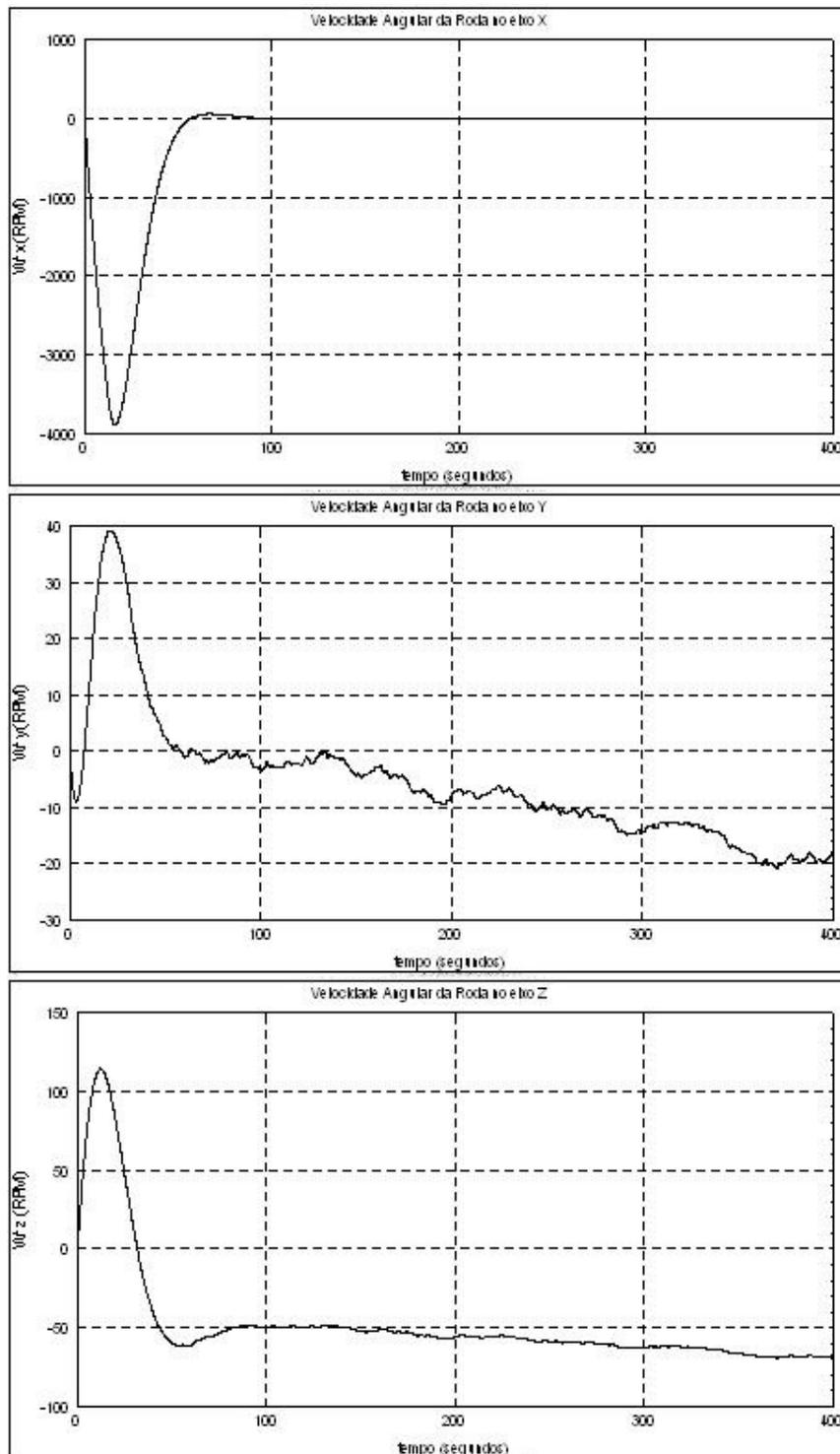


FIGURA 4.19 – SPC_1_LQR - Wrx, Wry, Wrz

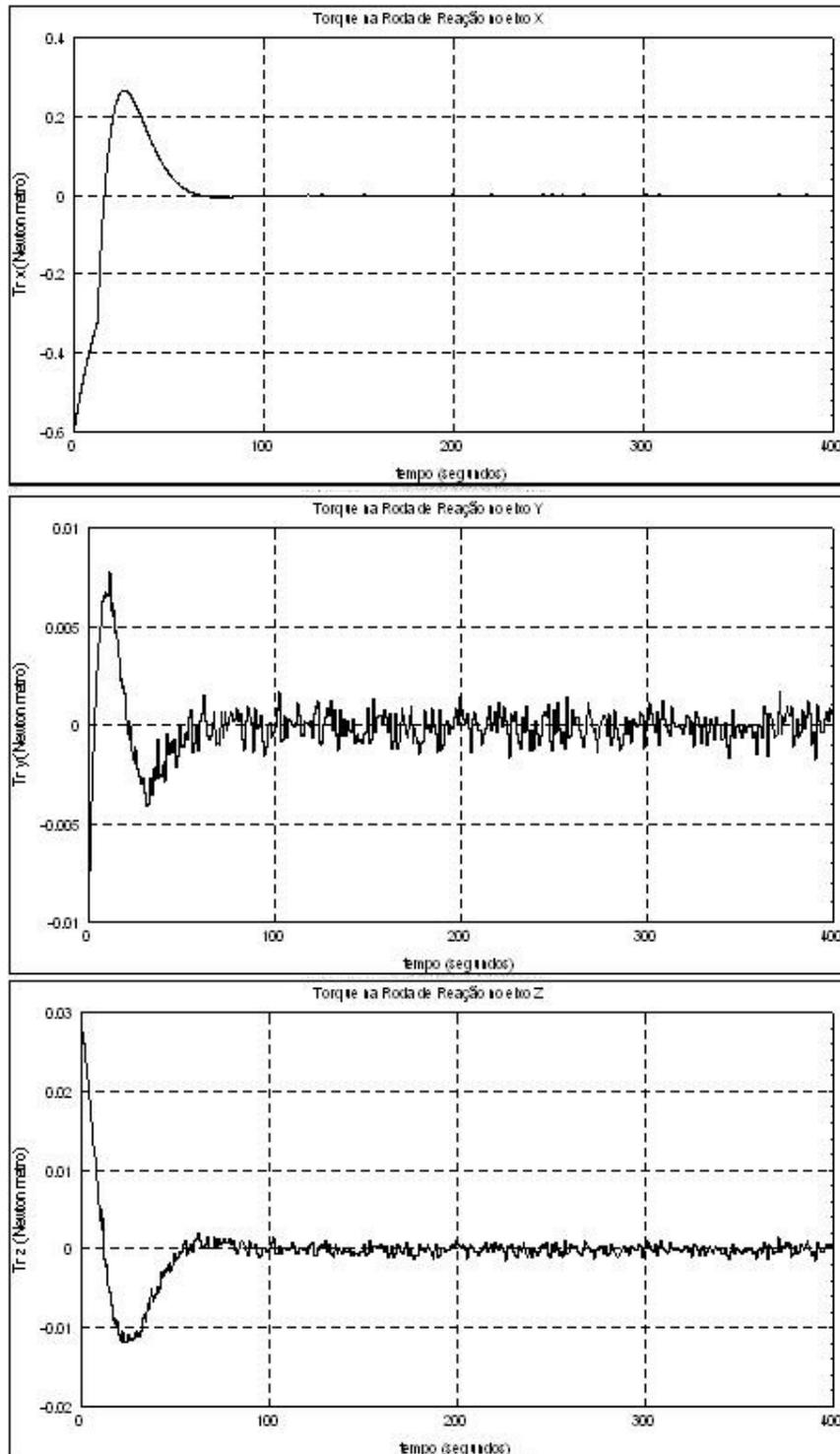


FIGURA 4.20 – SPC_1_LQR - Mrx, Mry, Mrz

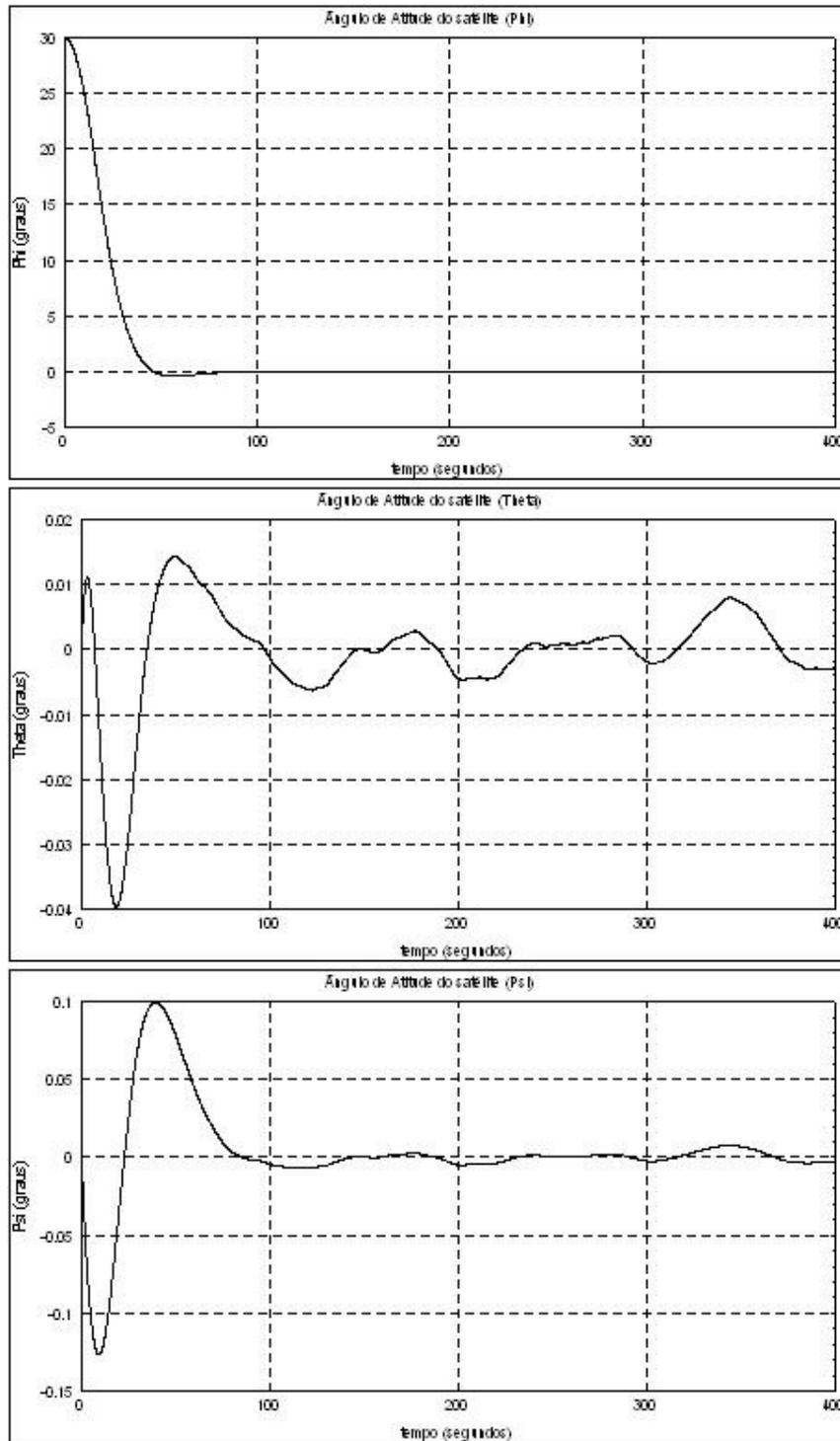


FIGURA 4.21 – SPC_1_PP - Phi, Theta, Psi

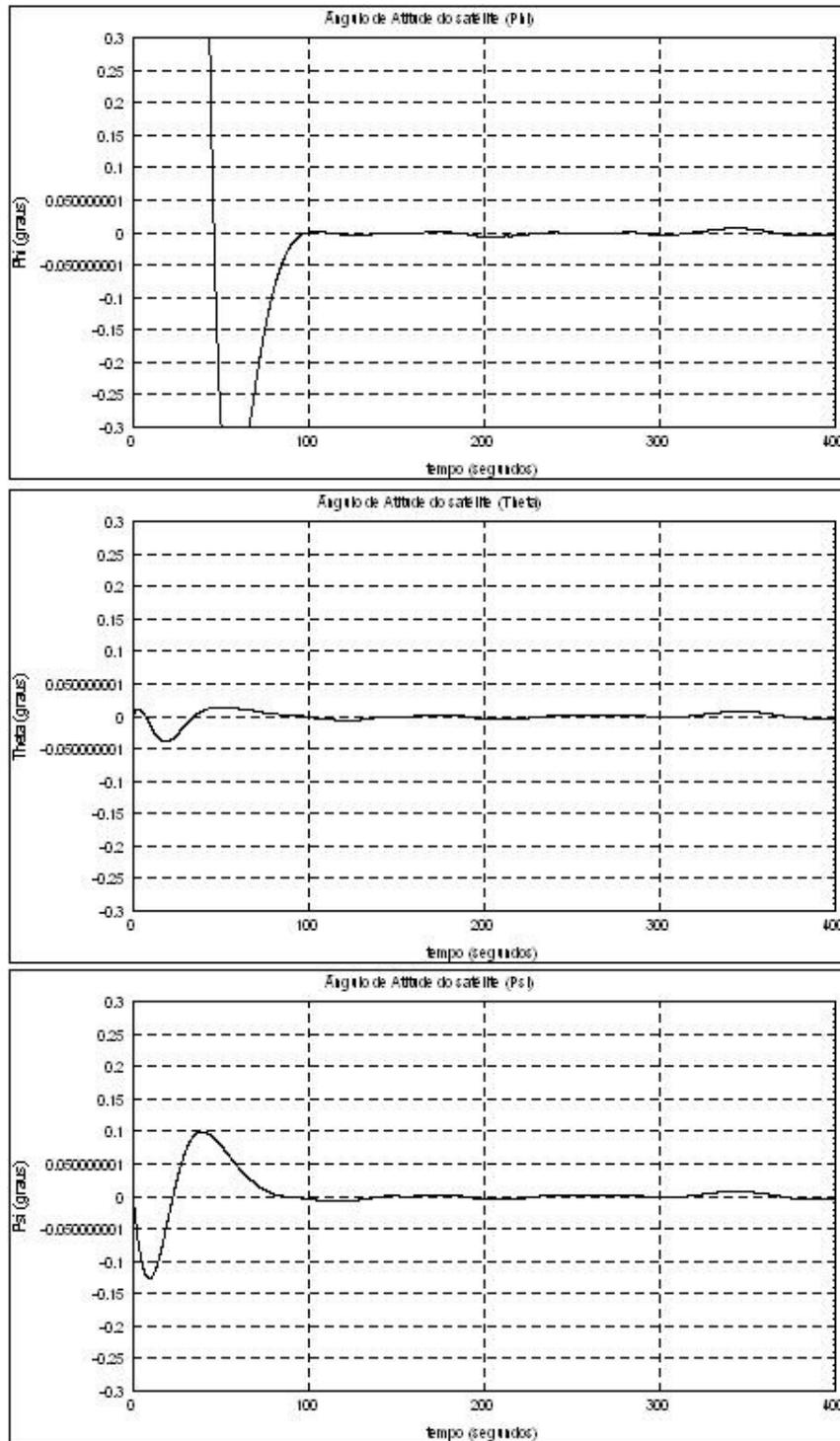


FIGURA 4.22 – SPC_1_PP - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

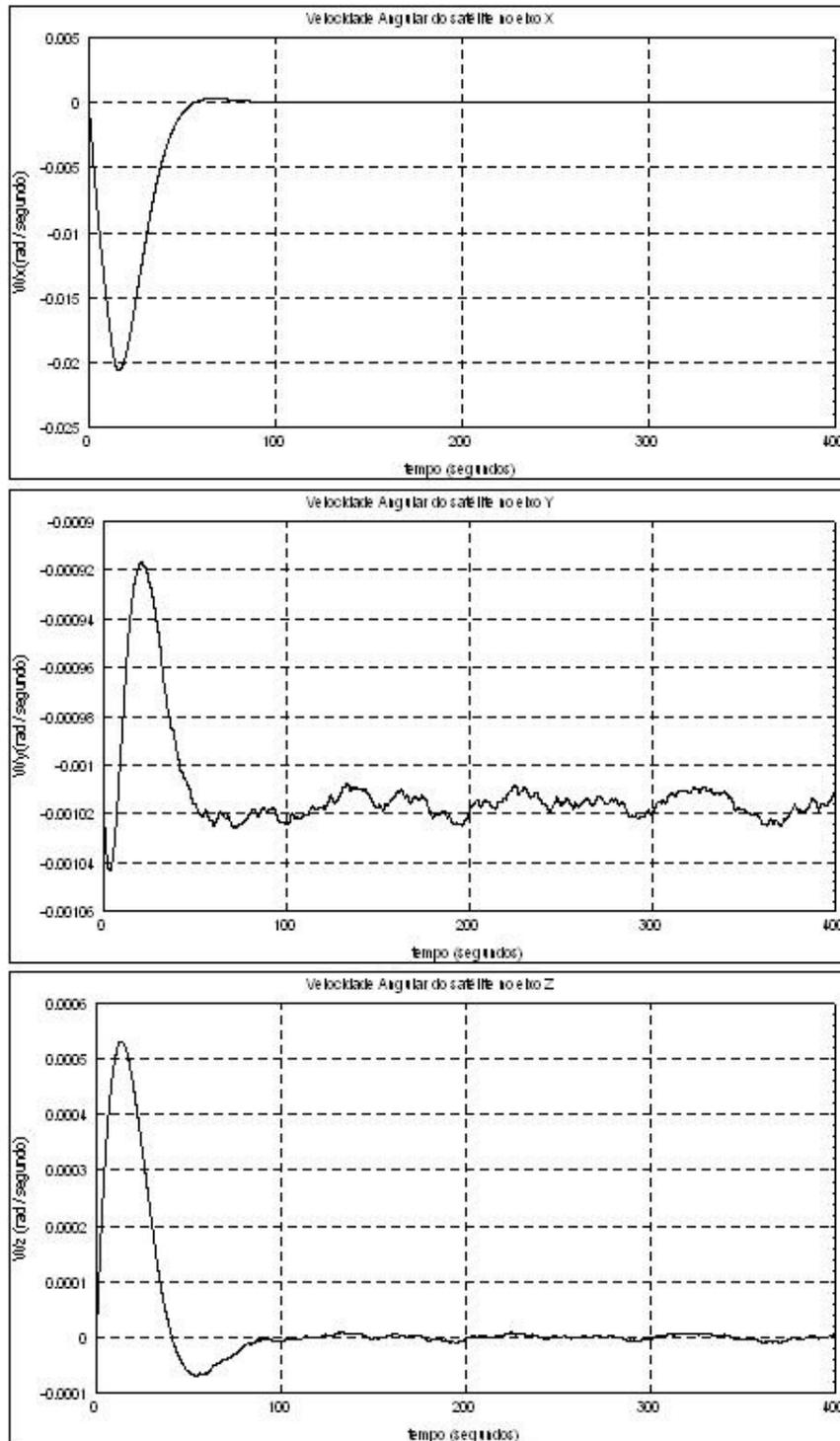


FIGURA 4.23 – SPC_1_PP - W_x , W_y , W_z

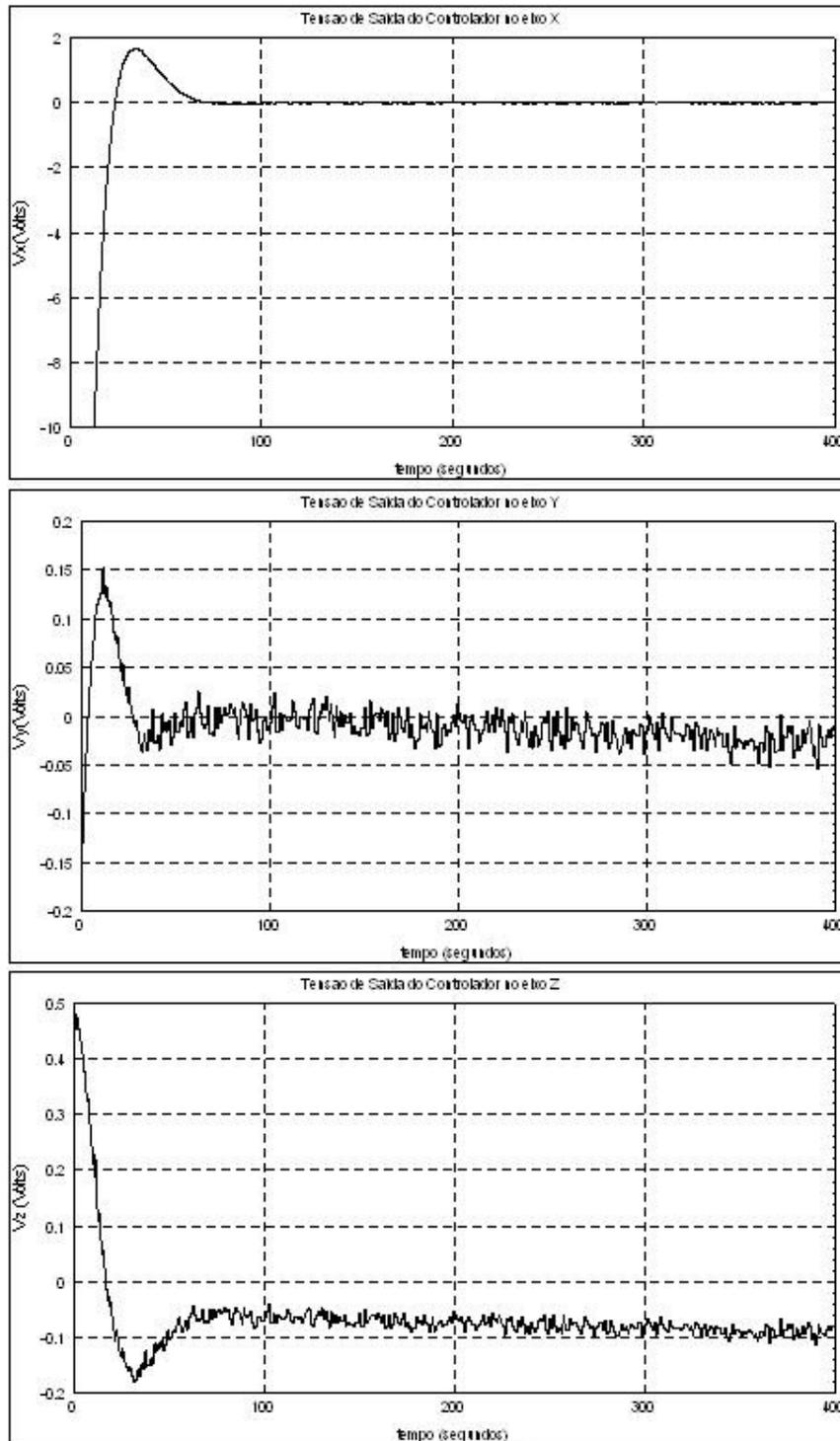


FIGURA 4.24 – SPC_1_PP - V_x , V_y , V_z

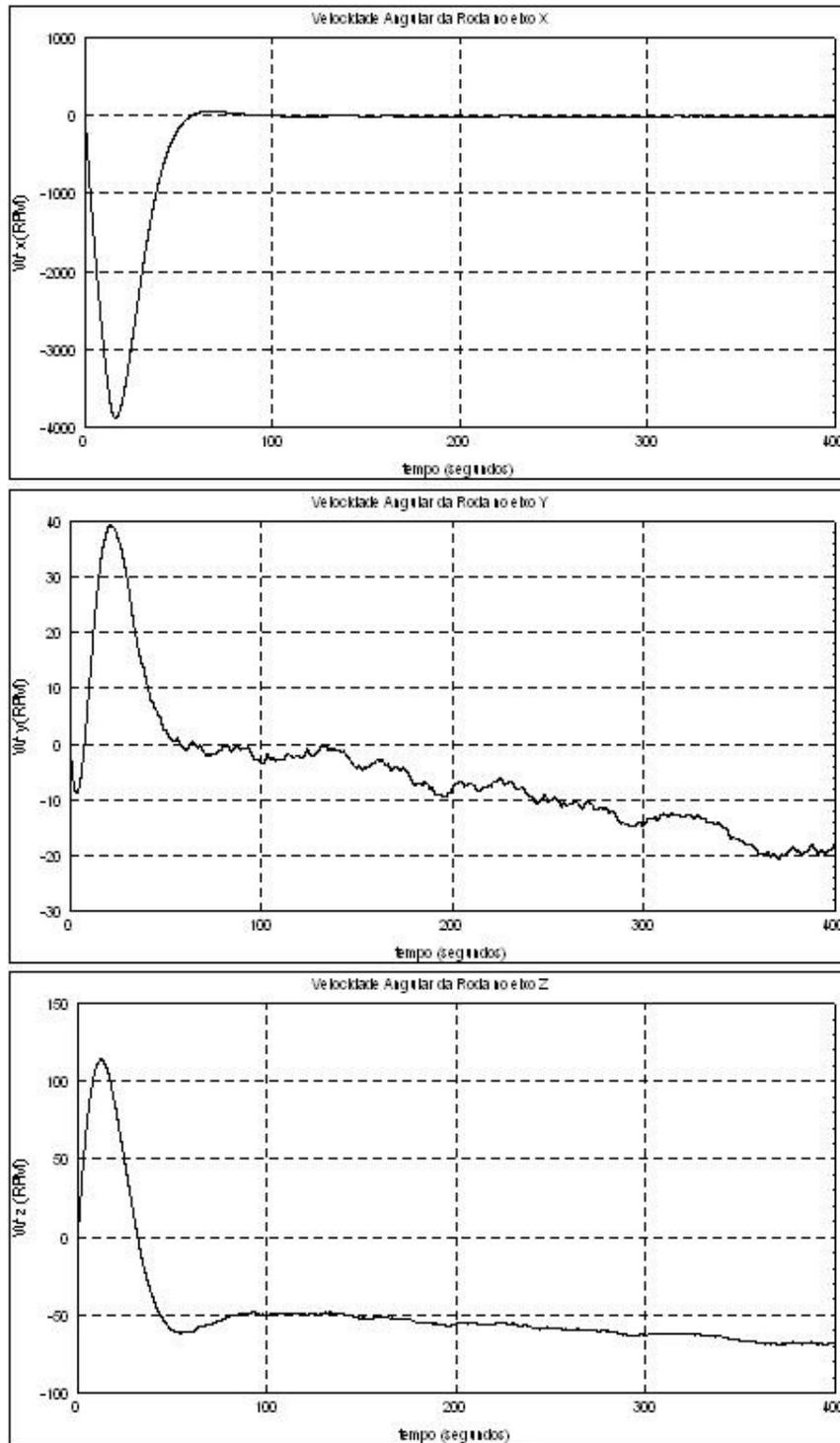


FIGURA 4.25 – SPC_1_PP - W_{rx} , W_{ry} , W_{rz}

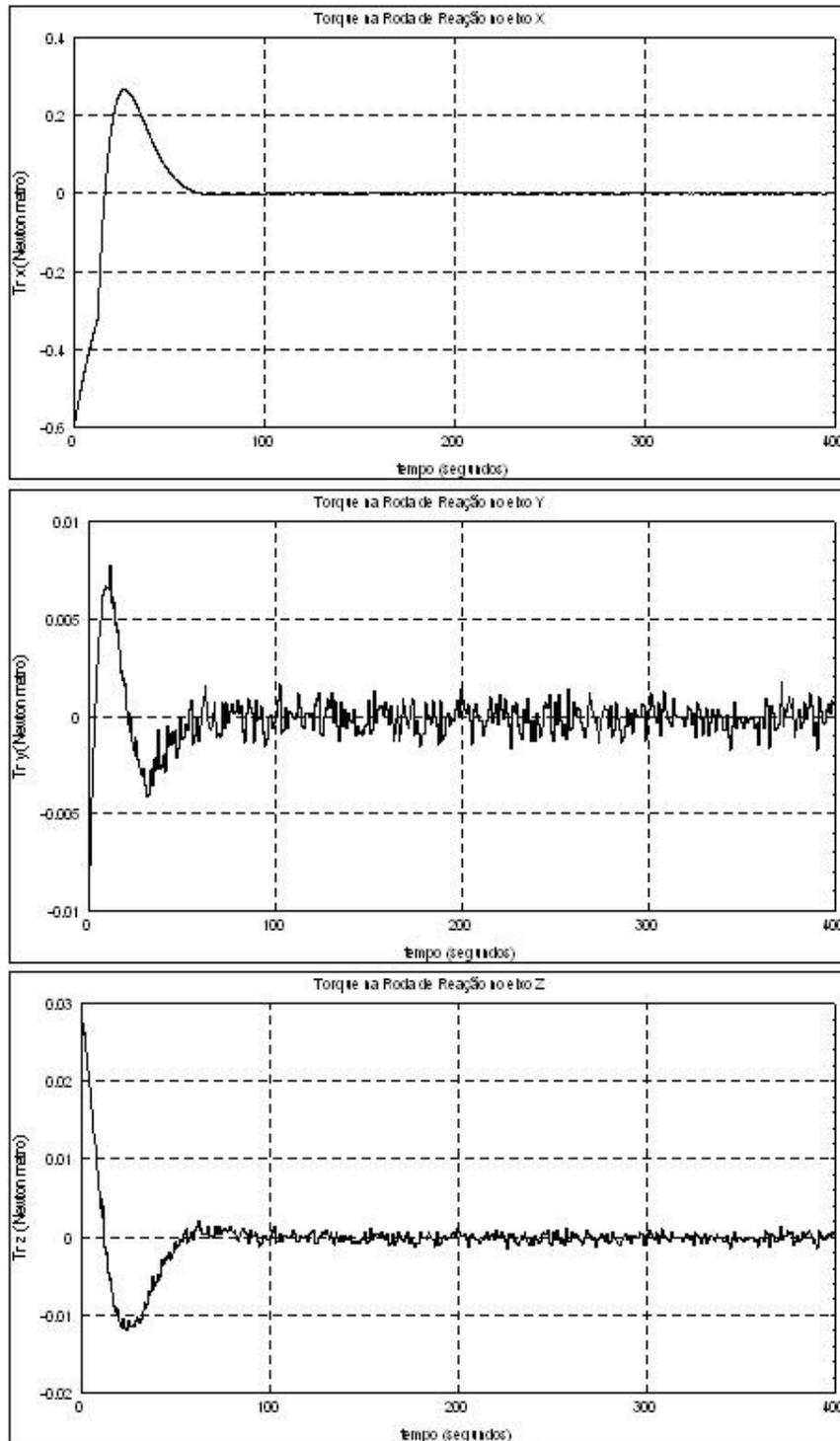


FIGURA 4.26 – SPC_1_PP - Mrx, Mry, Mrz

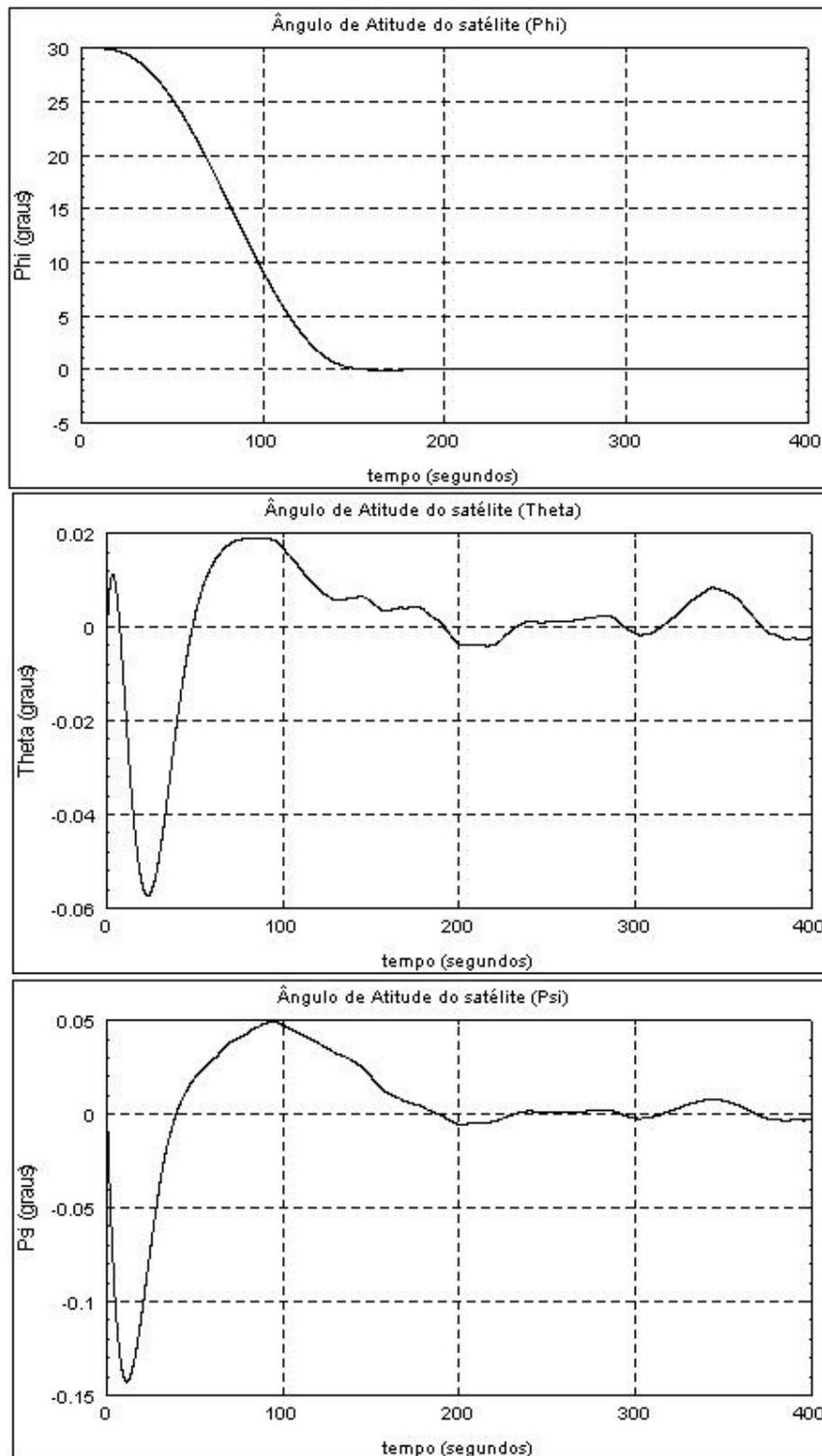


FIGURA 4.27 – SPC_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

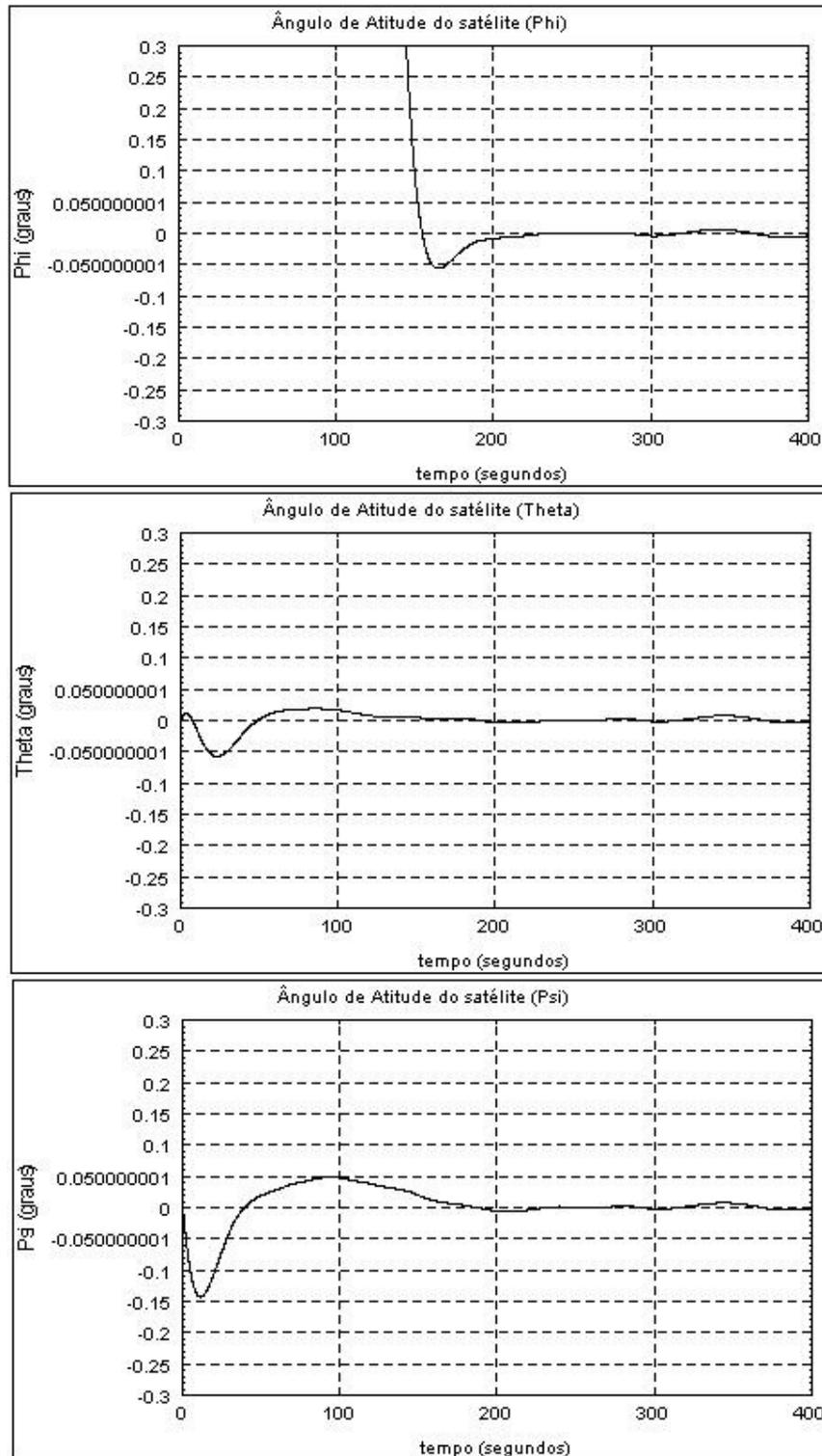


FIGURA 4.28 – SPC_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

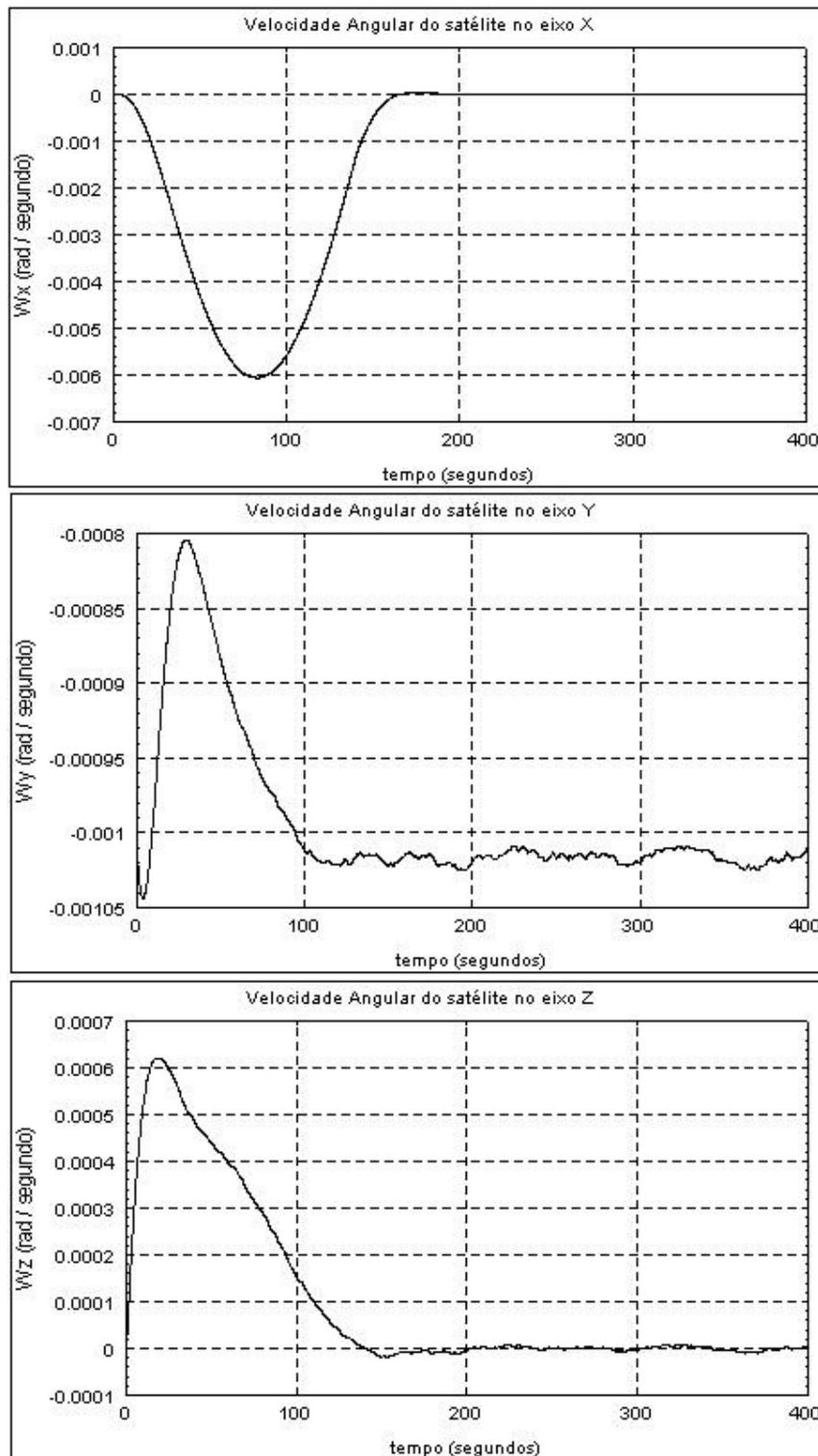


FIGURA 4.29 – SPC_1_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

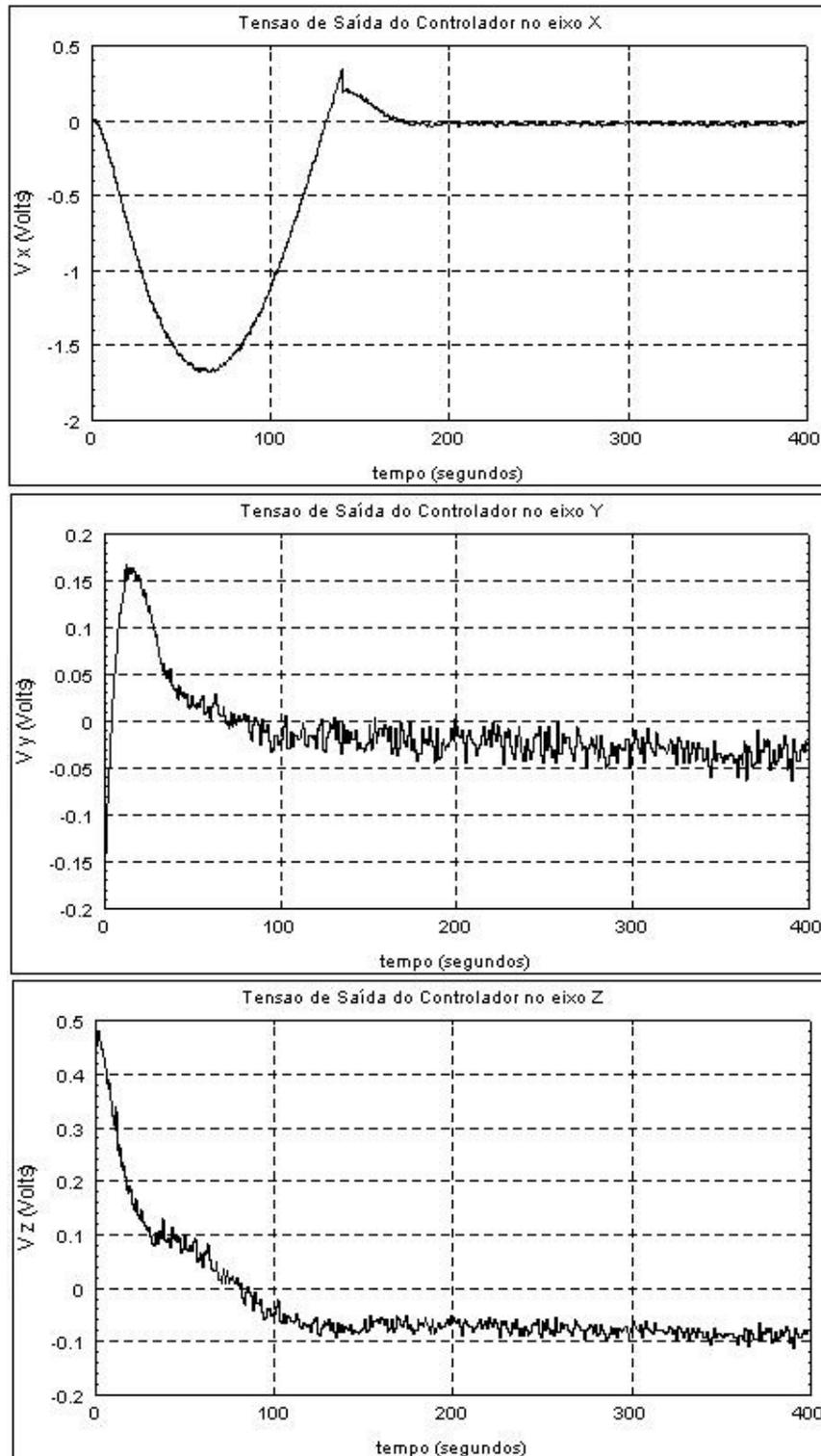


FIGURA 4.30 – SPC_1_Rastreador - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

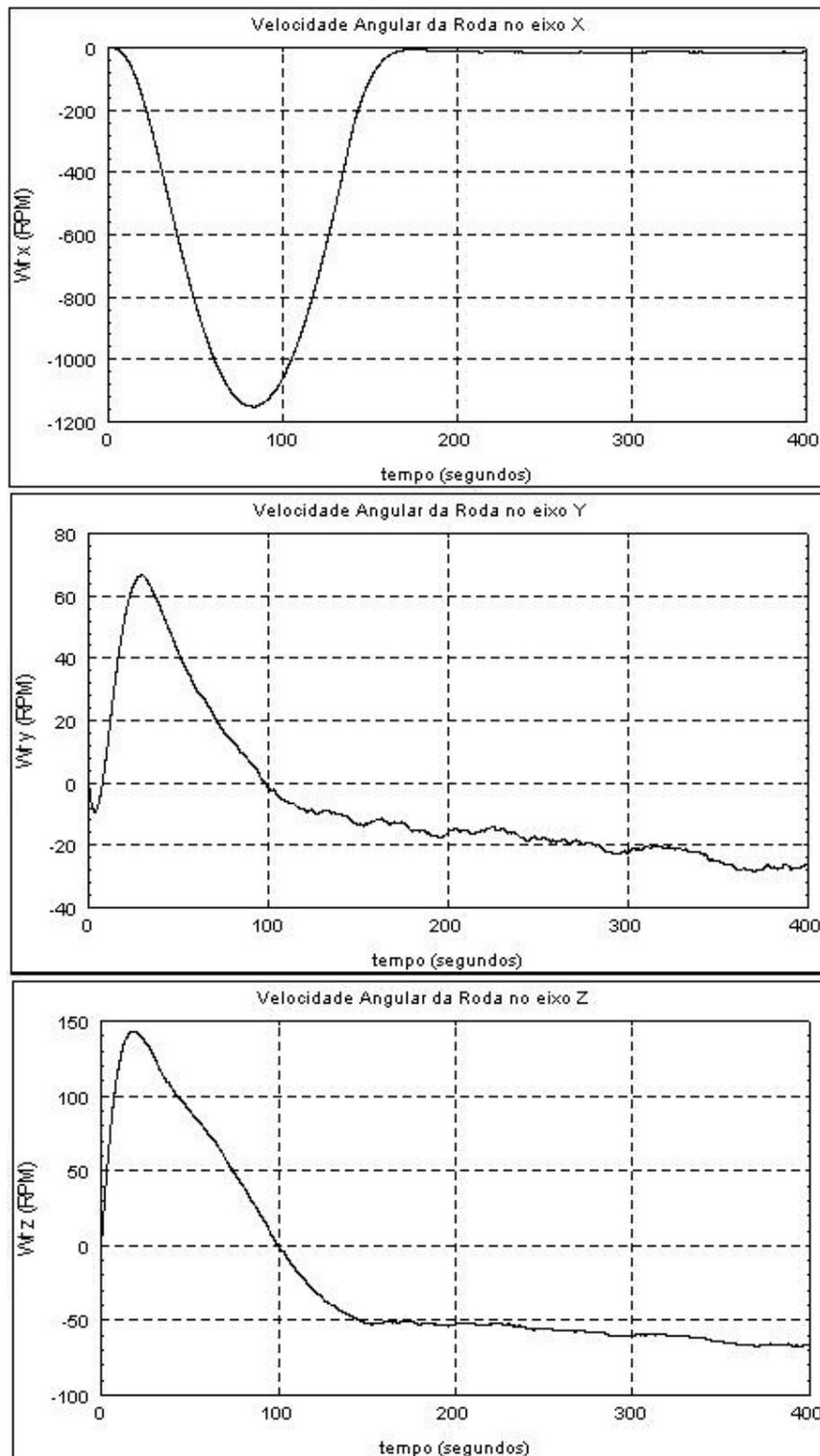


FIGURA 4.31 – SPC_1_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

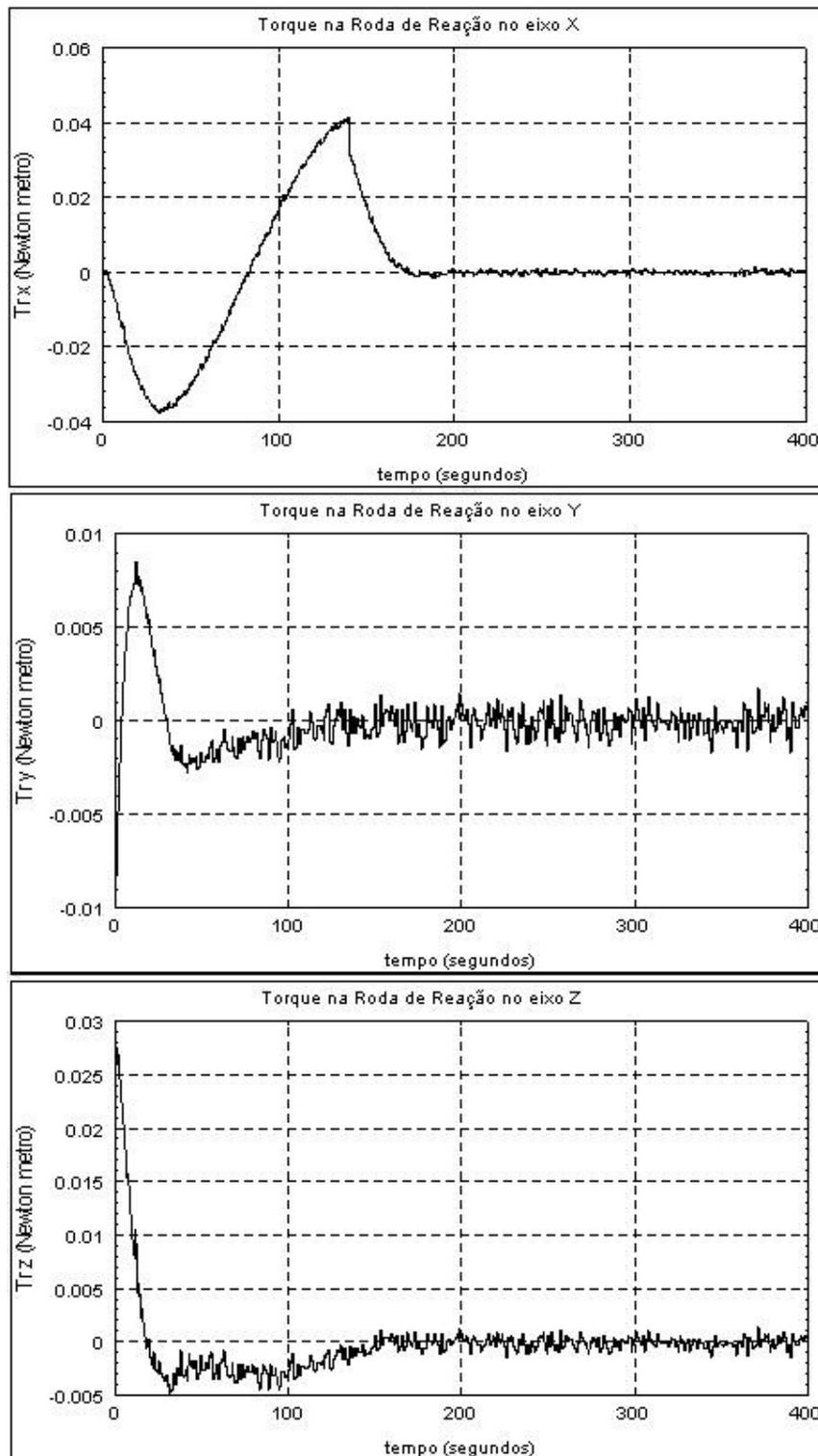


FIGURA 4.32 – SPC_1_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

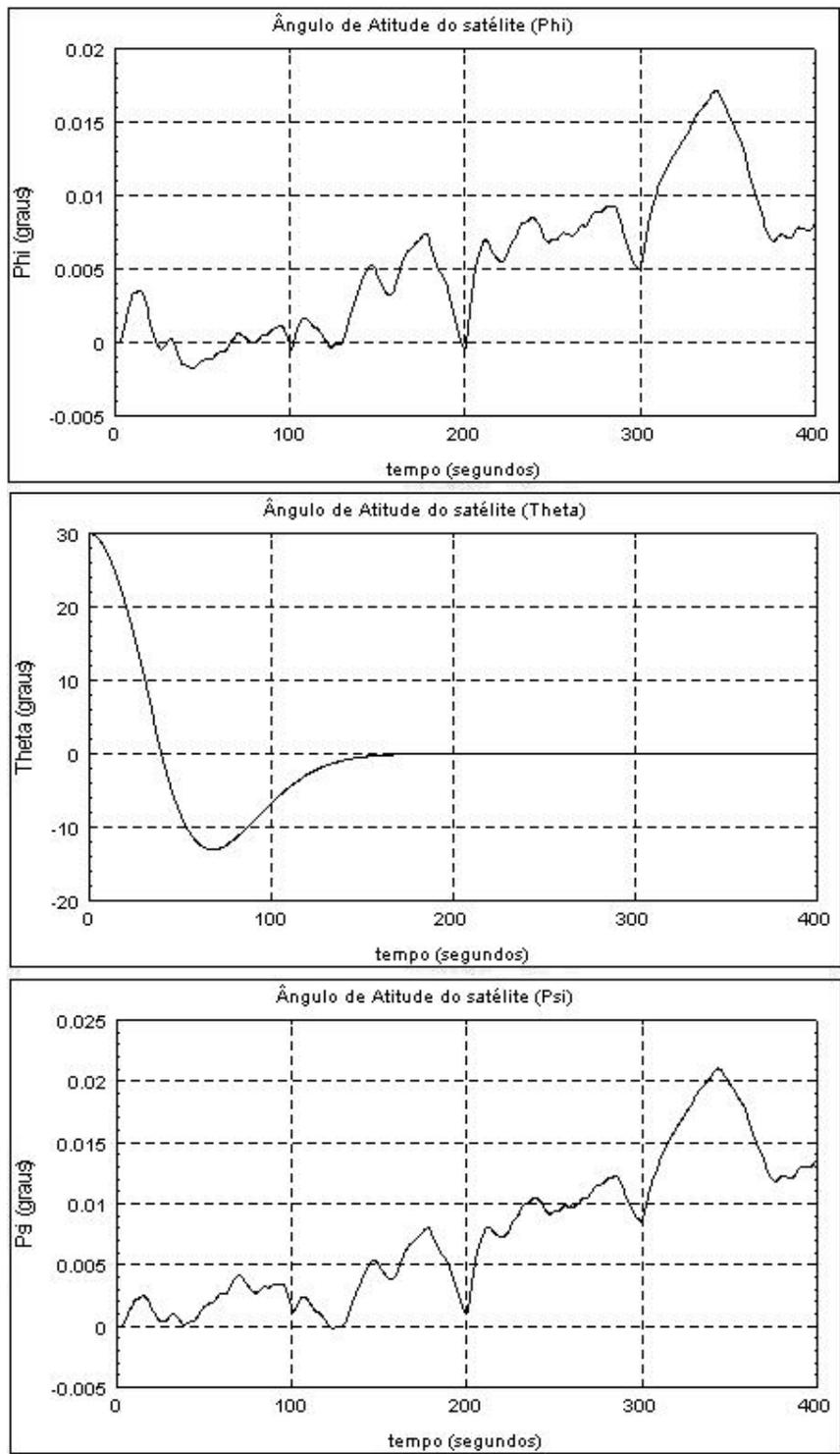


FIGURA 4.33 – SPC_2_PD - Phi, Theta, Psi

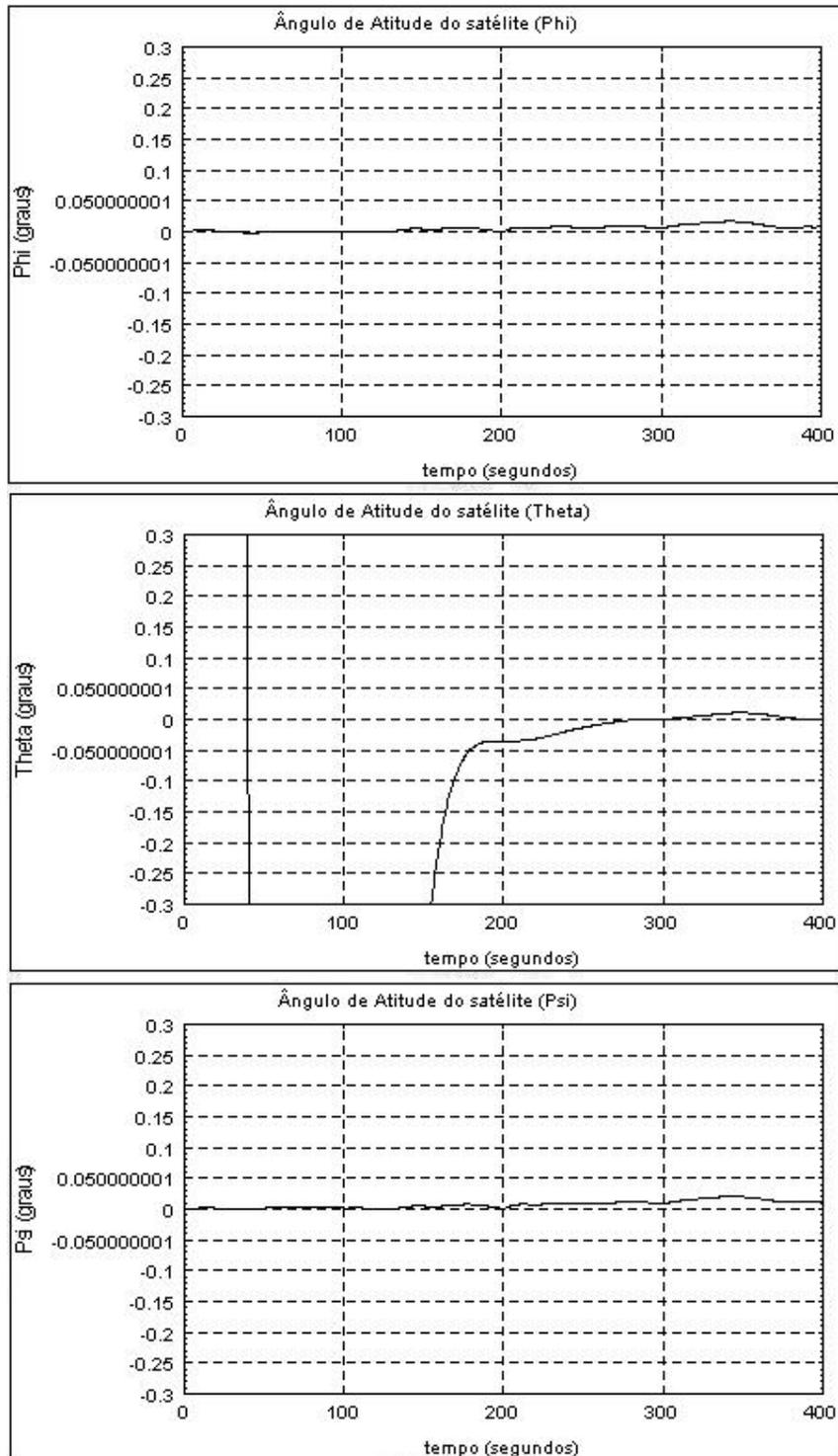


FIGURA 4.34 – SPC_2_PD - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

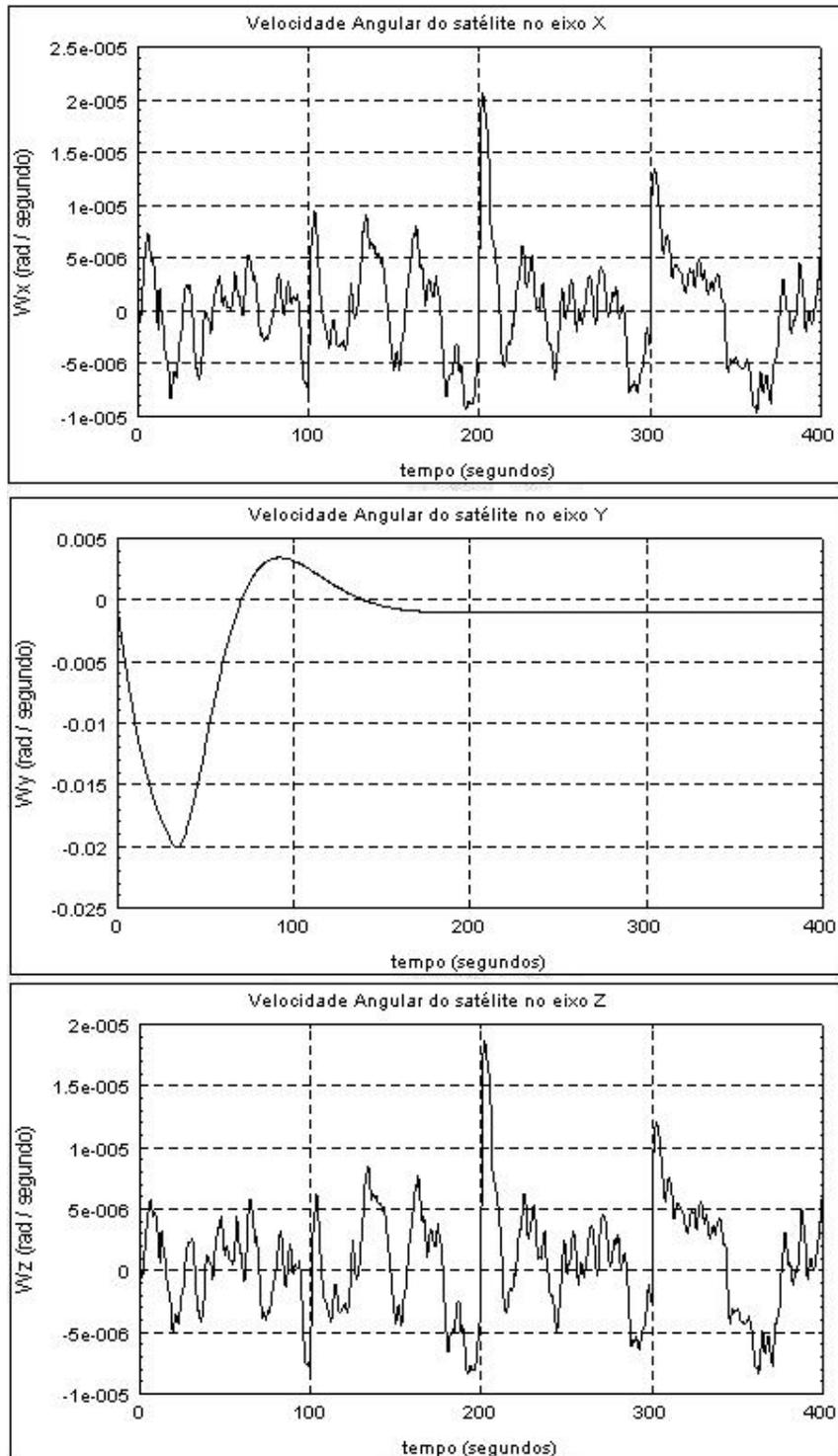


FIGURA 4.35 – SPC_2_PD - W_x , W_y , W_z

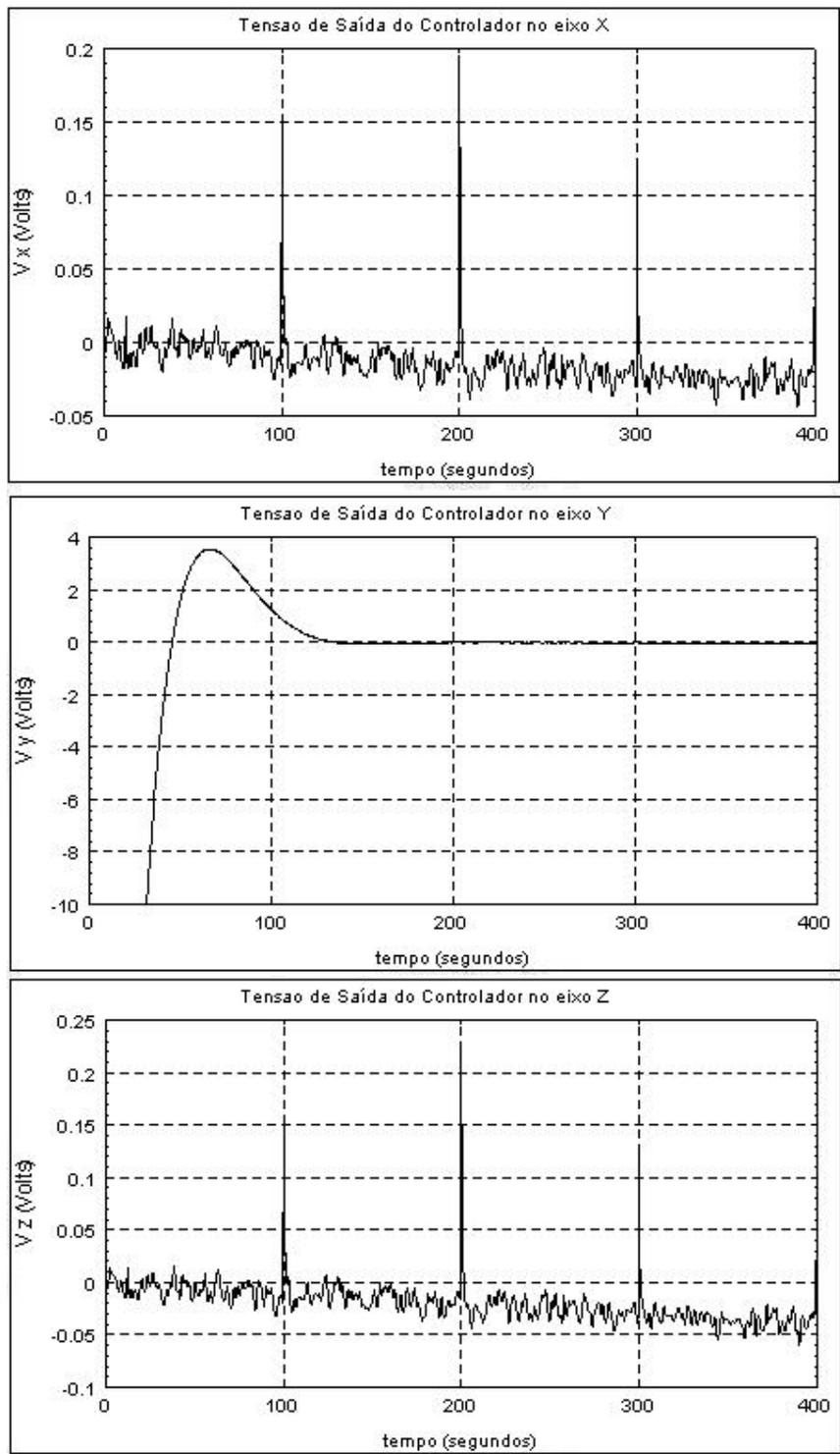


FIGURA 4.36 – SPC_2_PD - Vrx, Vry, Vrz

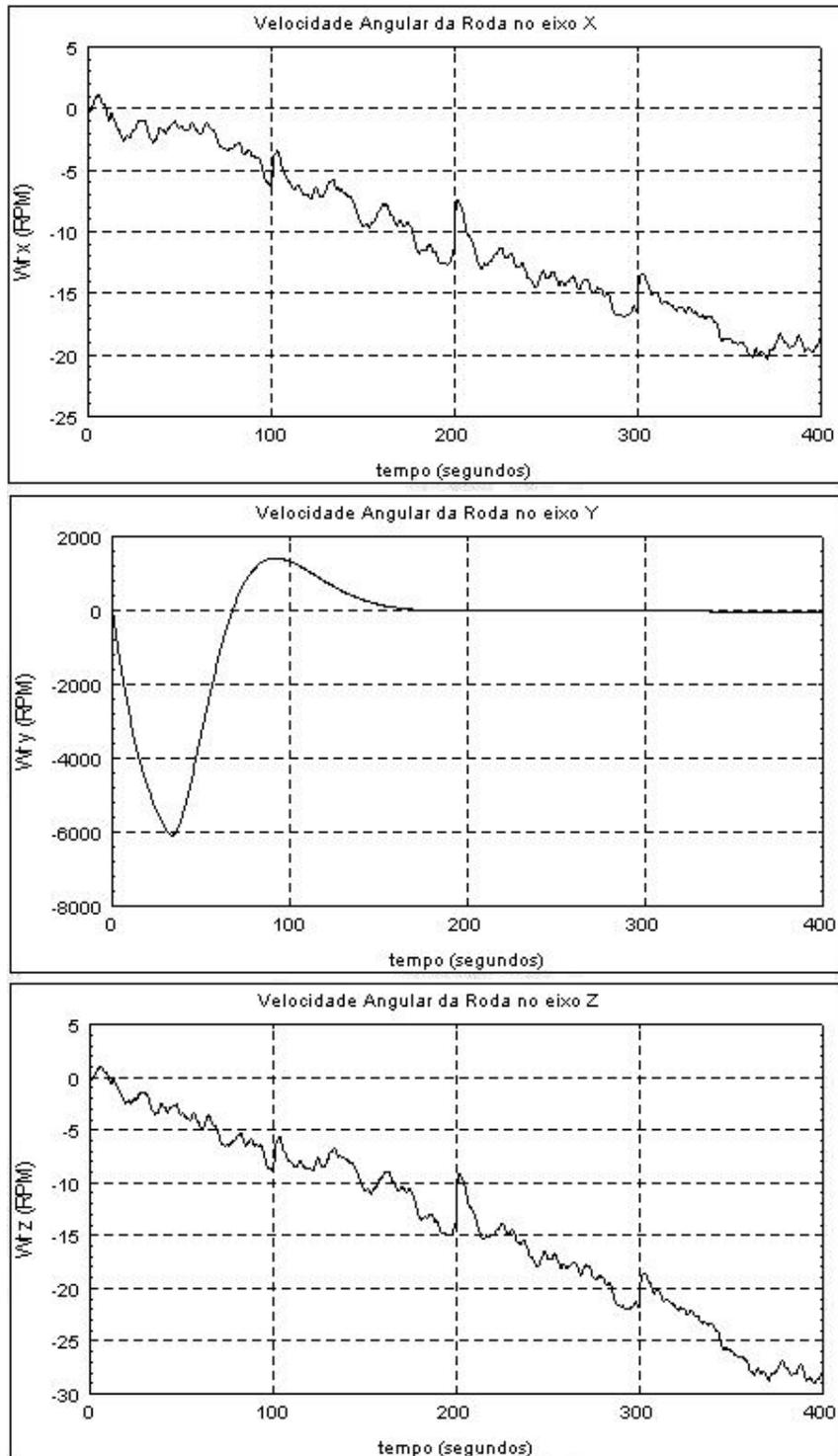


FIGURA 4.37 – SPC_2_PD - Wrx, Wry, Wrz

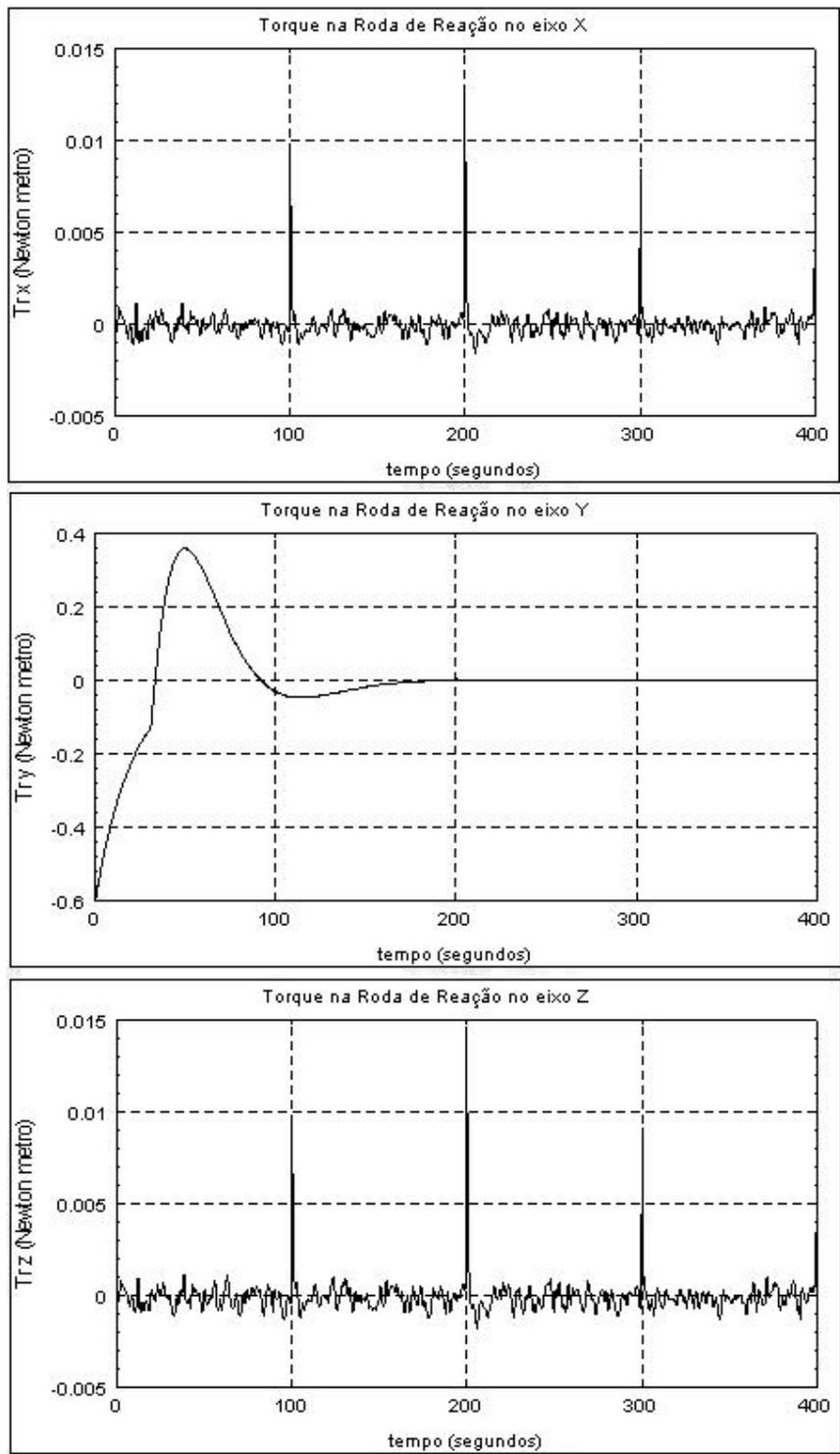


FIGURA 4.38 – SPC_2_PD - Mrx, Mry, Mrz

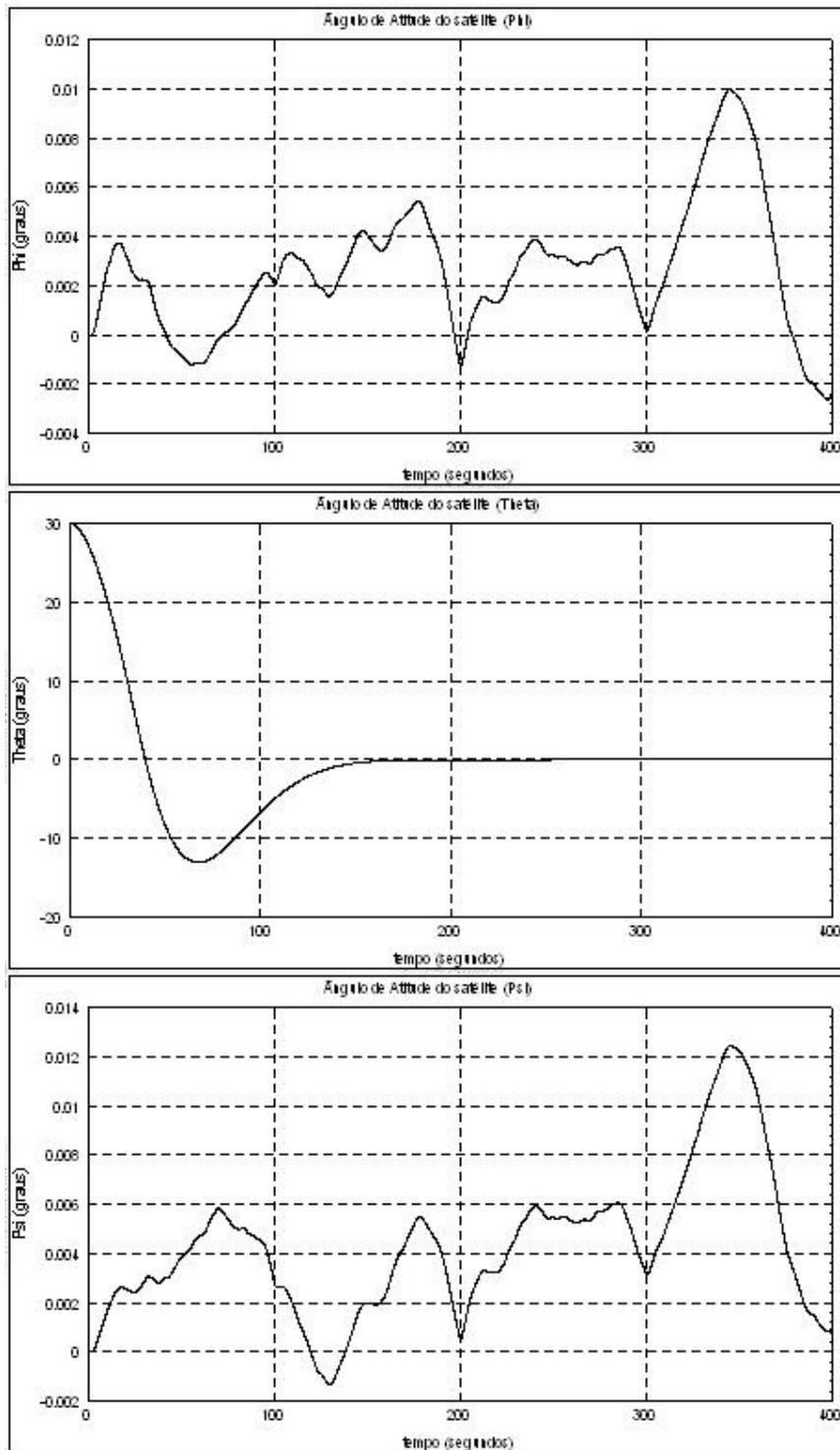


FIGURA 4.39 – SPC_2_PID - Phi, Theta, Psi

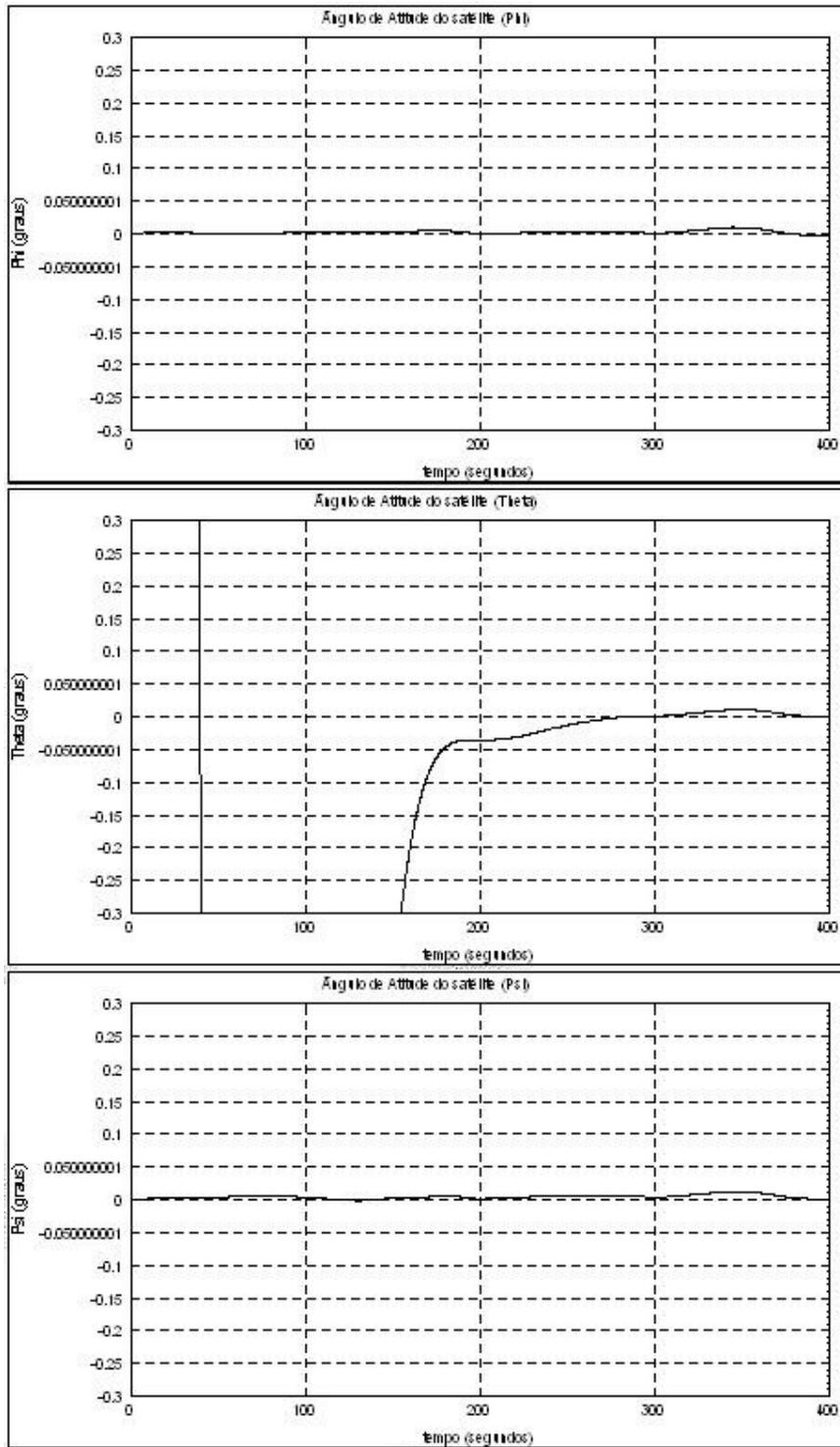


FIGURA 4.40 – SPC_2_PID - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

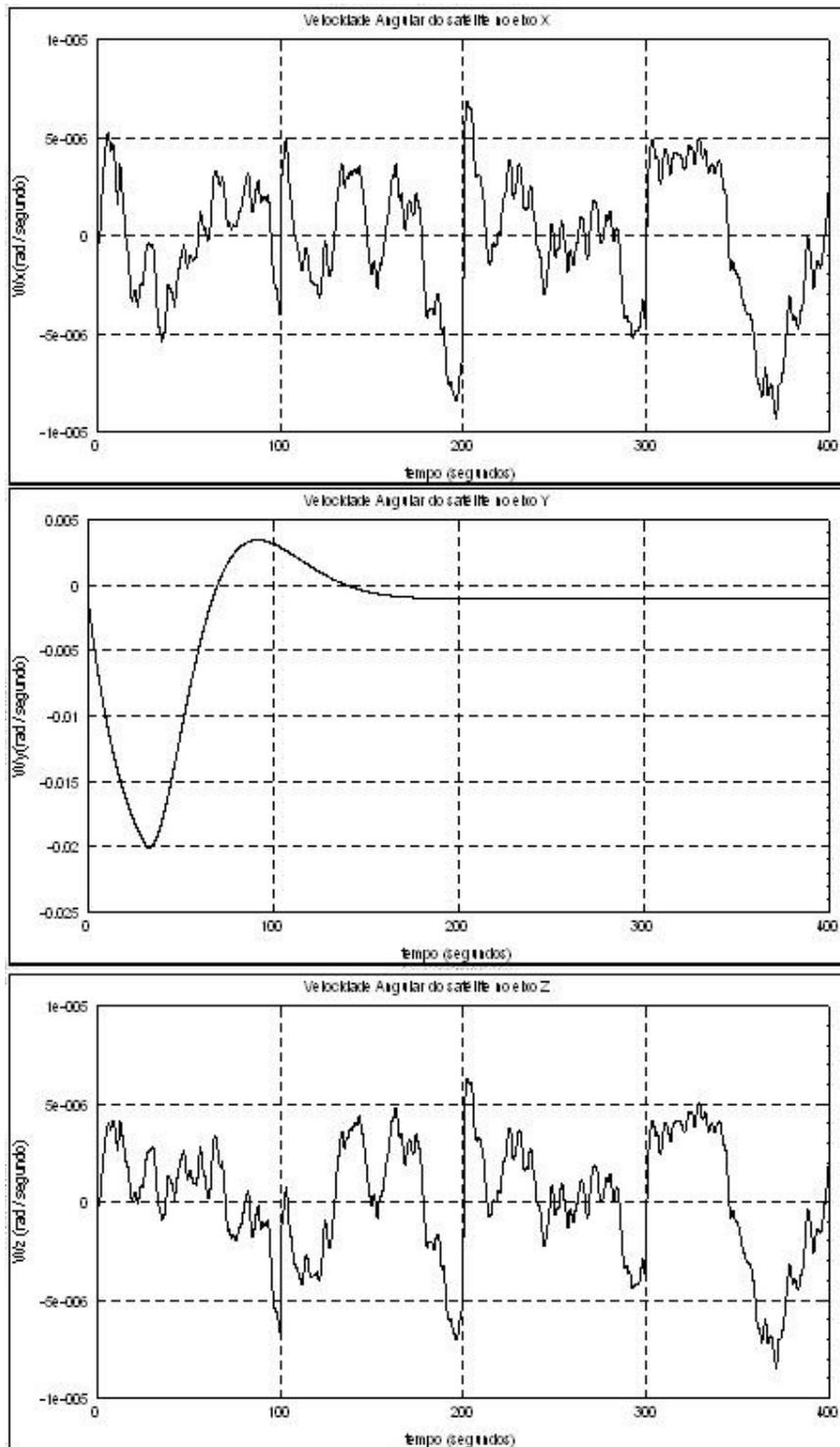


FIGURA 4.41 – SPC_2_PID - W_x , W_y , W_z

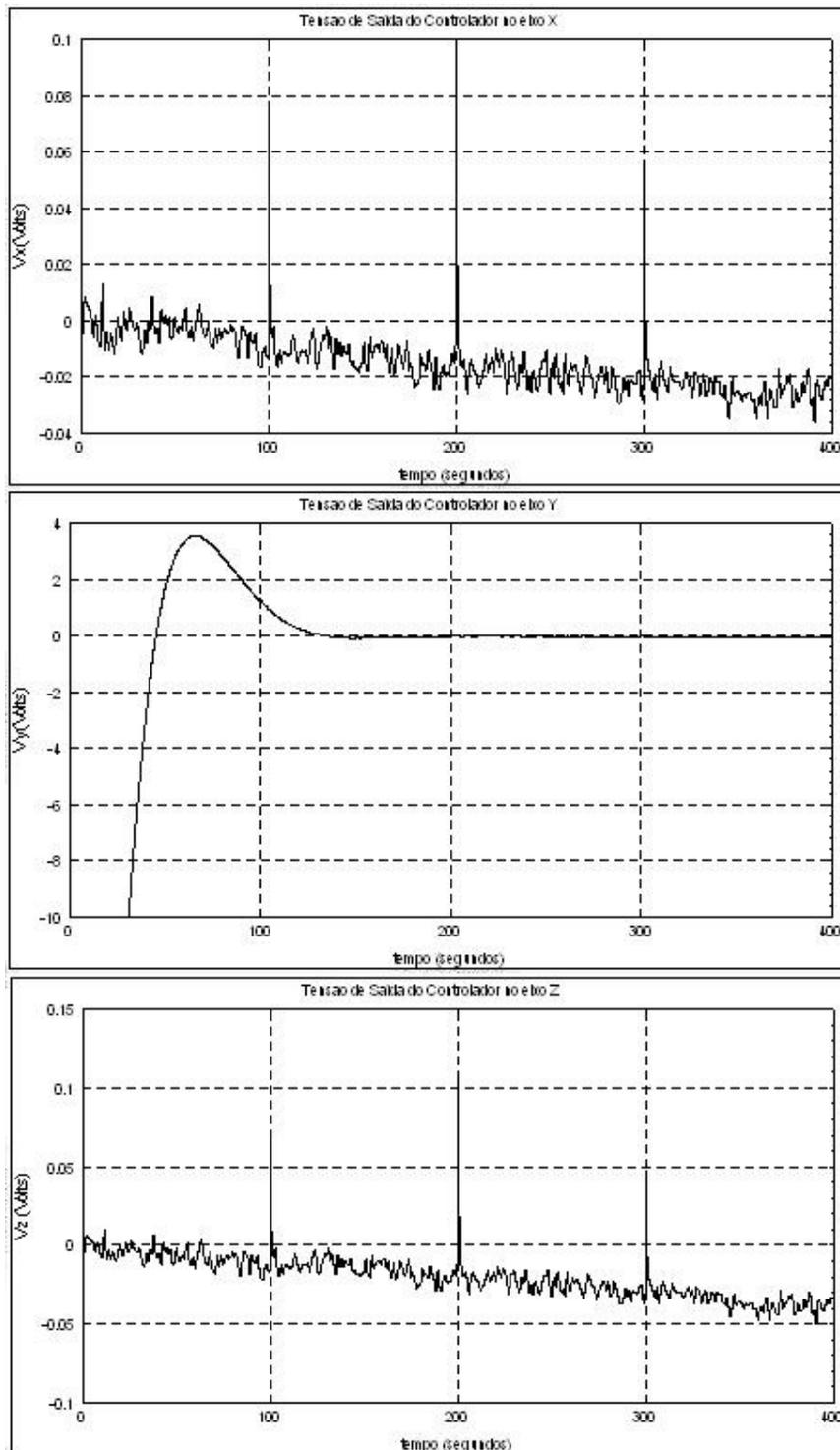


FIGURA 4.42 – SPC_2_PID - Vrx, Vry, Vrz

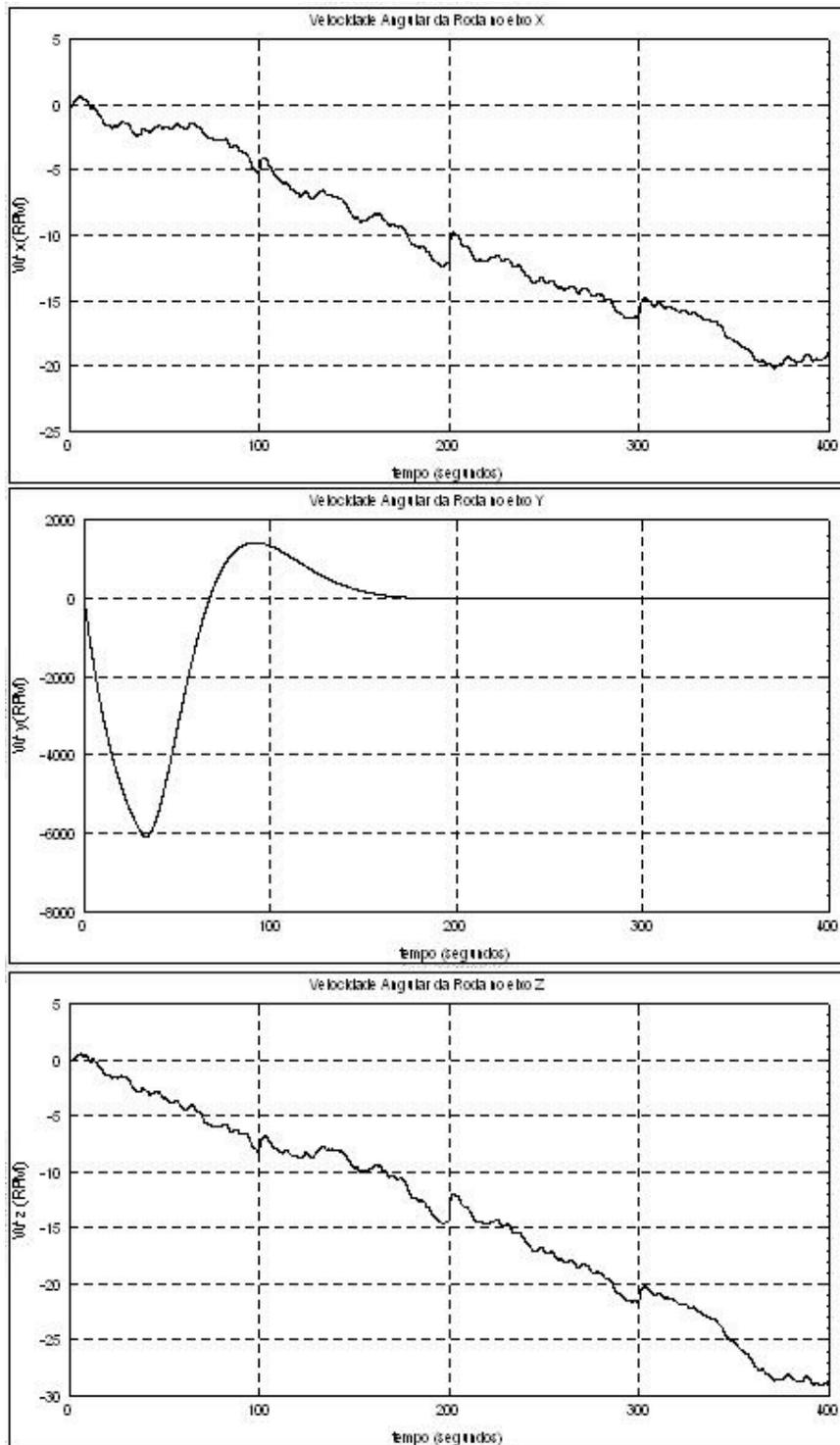


FIGURA 4.43 – SPC_2_PID - W_{rx} , W_{ry} , W_{rz}

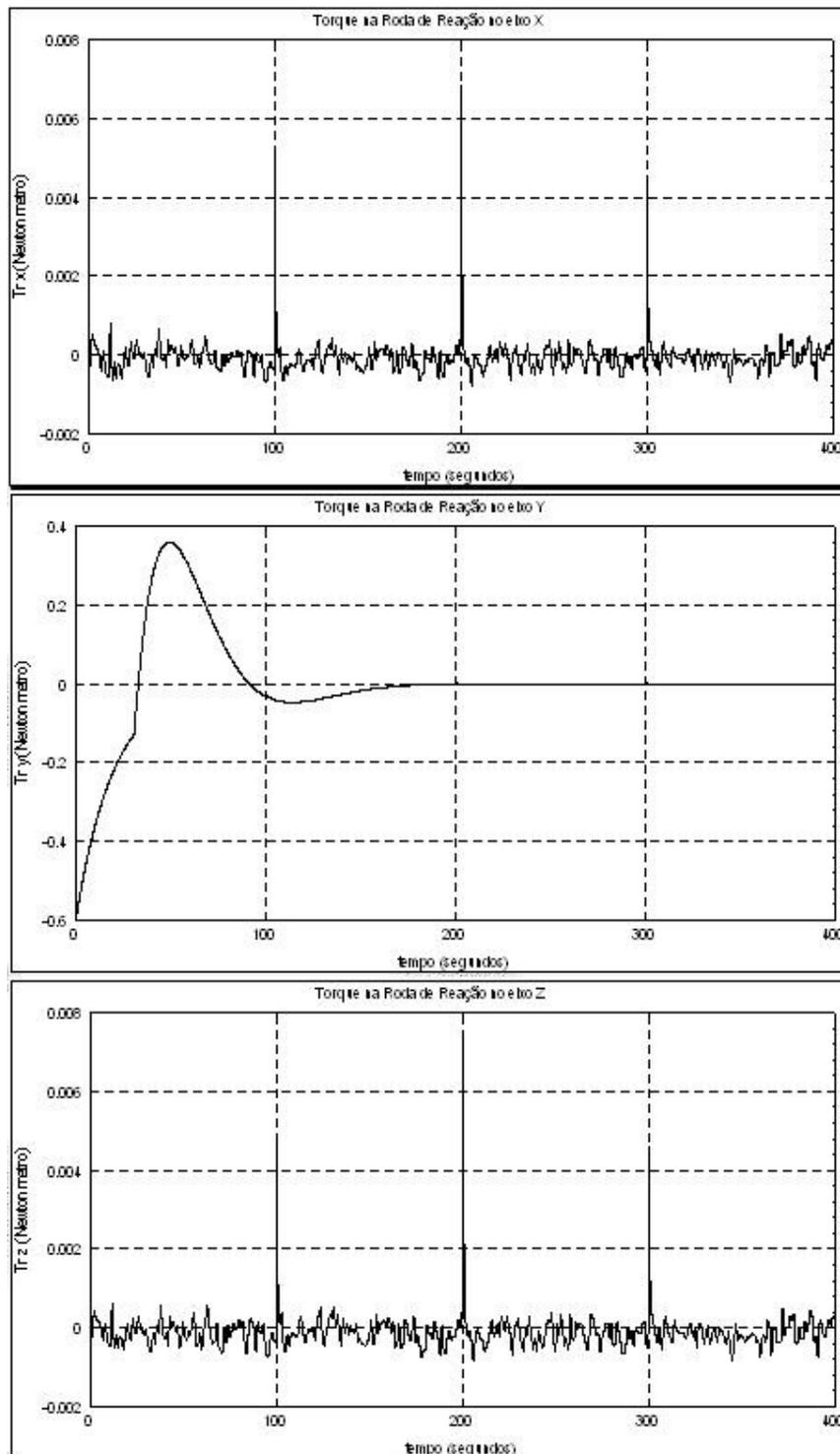


FIGURA 4.44 – SPC_2_PID - Mrx, Mry, Mrz

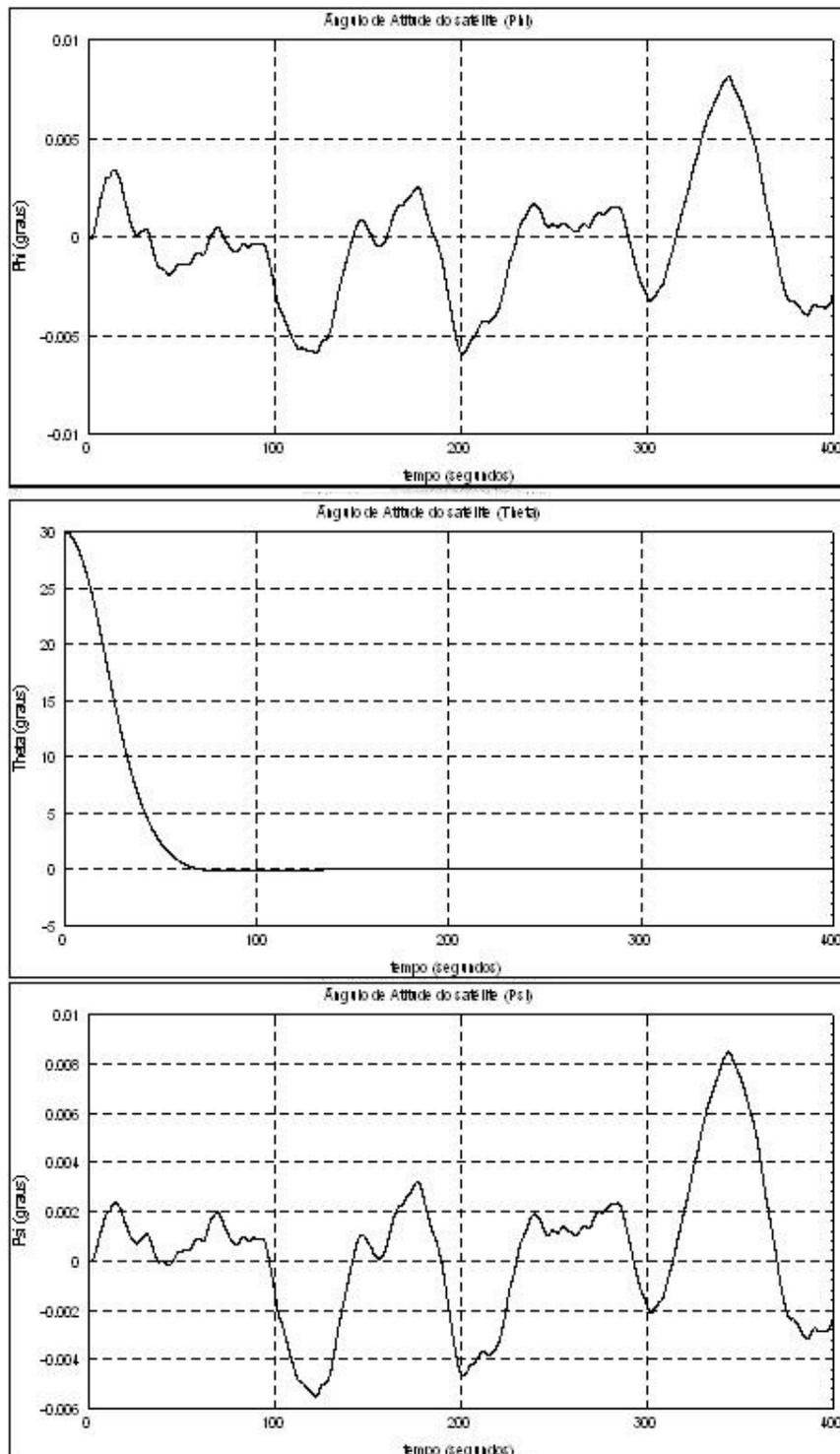


FIGURA 4.45 – SPC_2_LQR - Phi, Theta, Psi

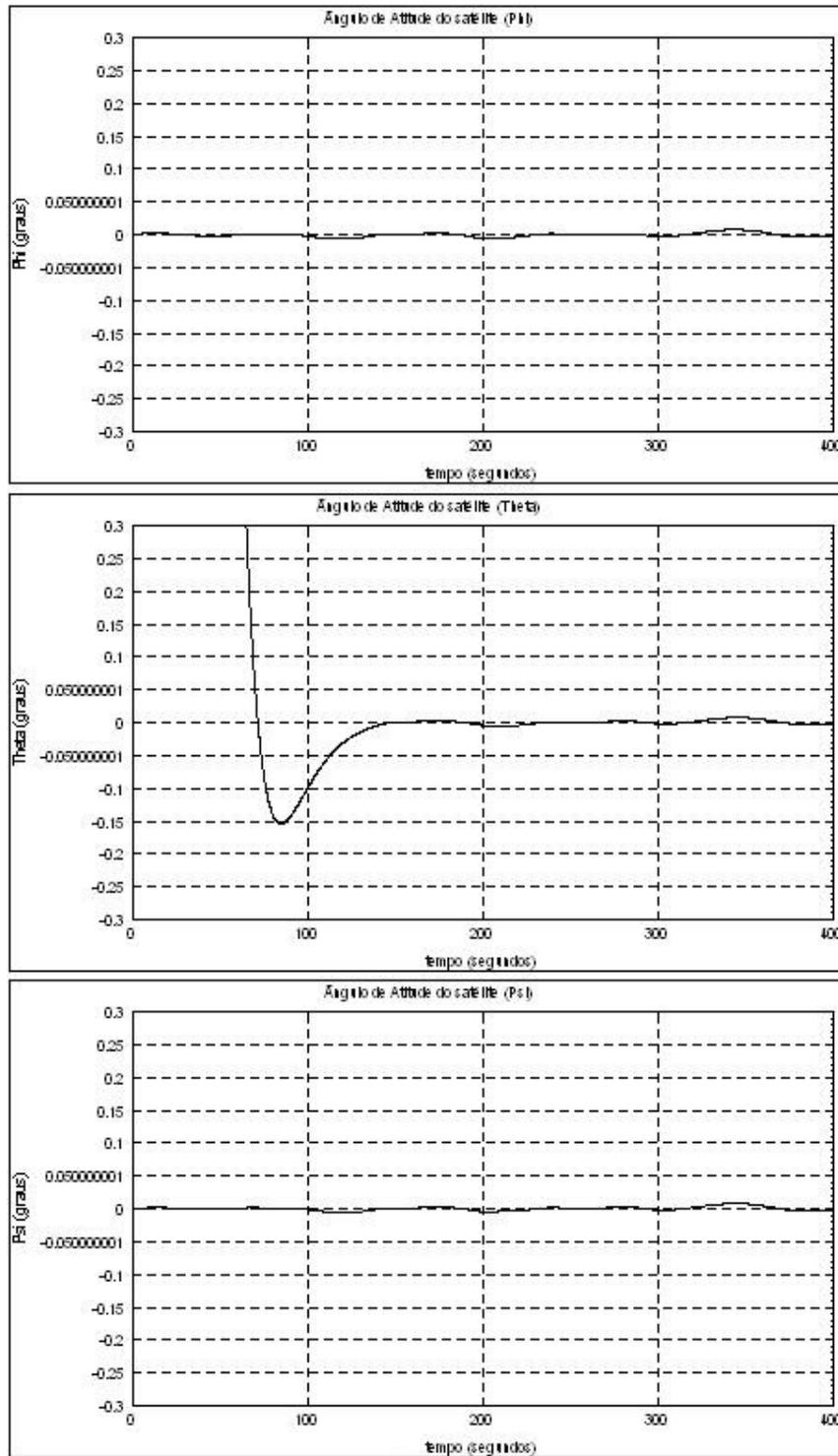


FIGURA 4.46 – SPC_2_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

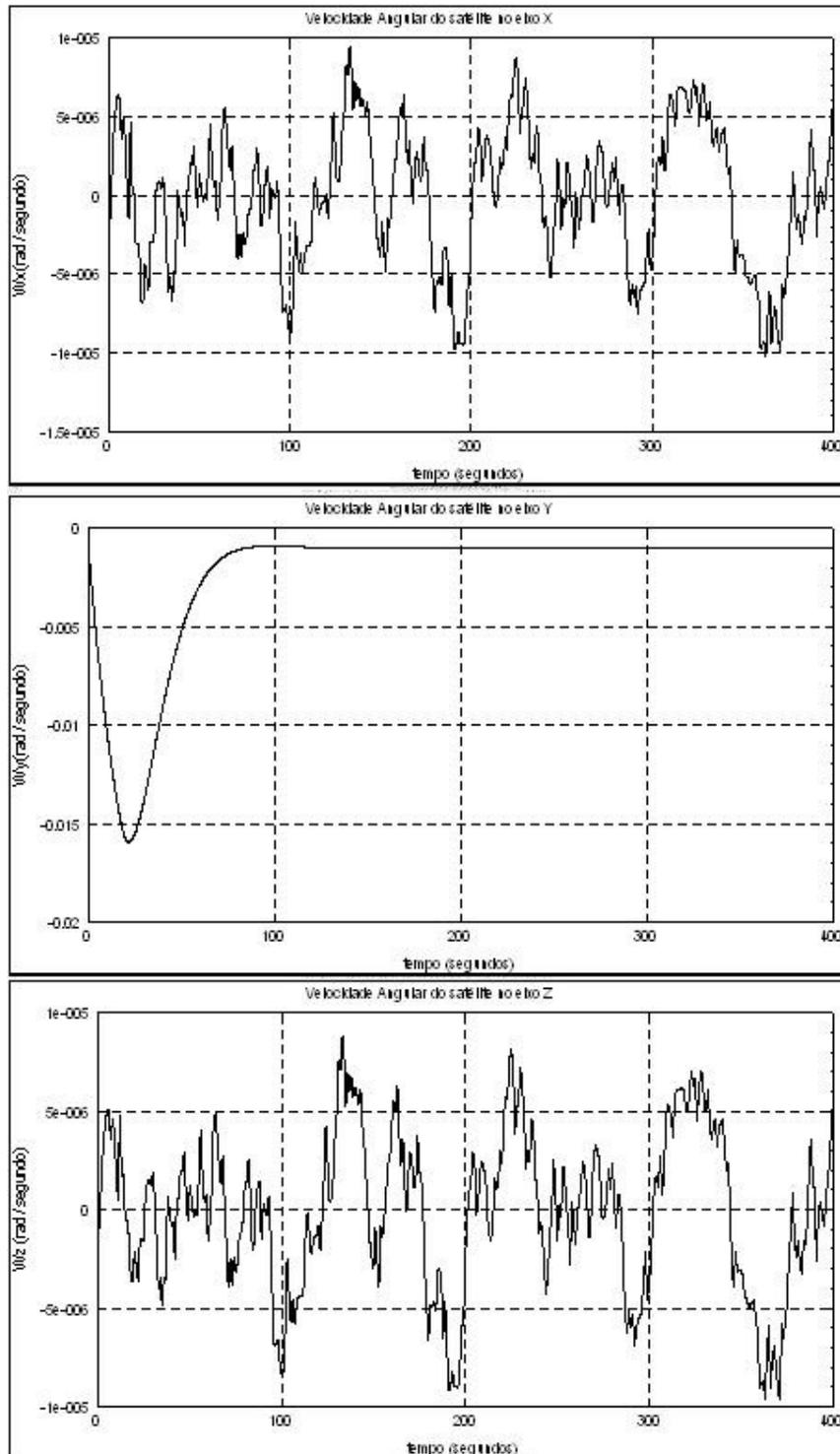


FIGURA 4.47 – SPC_2_LQR - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

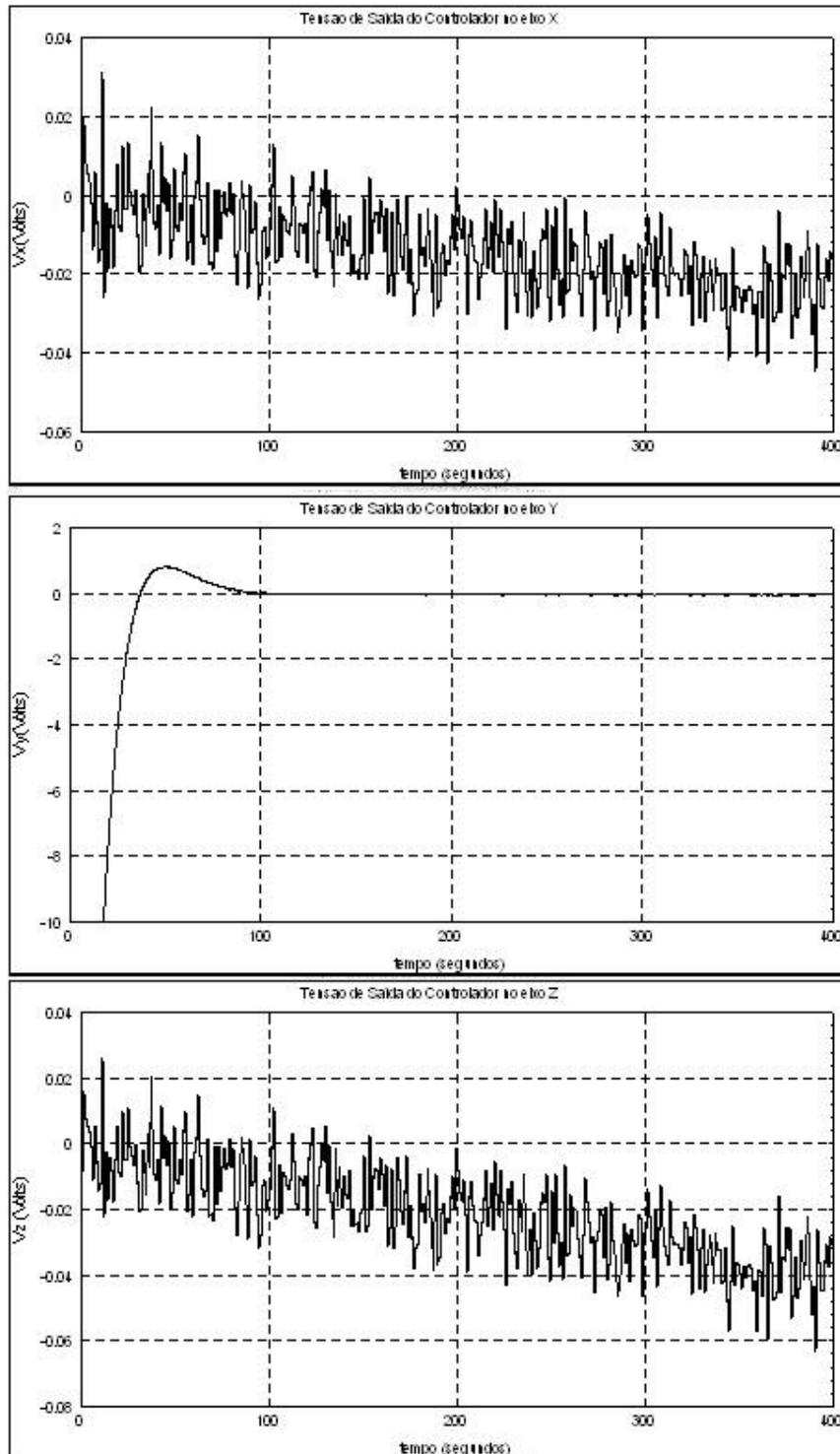


FIGURA 4.48 – SPC_2_LQR - Vrx, Vry, Vrz

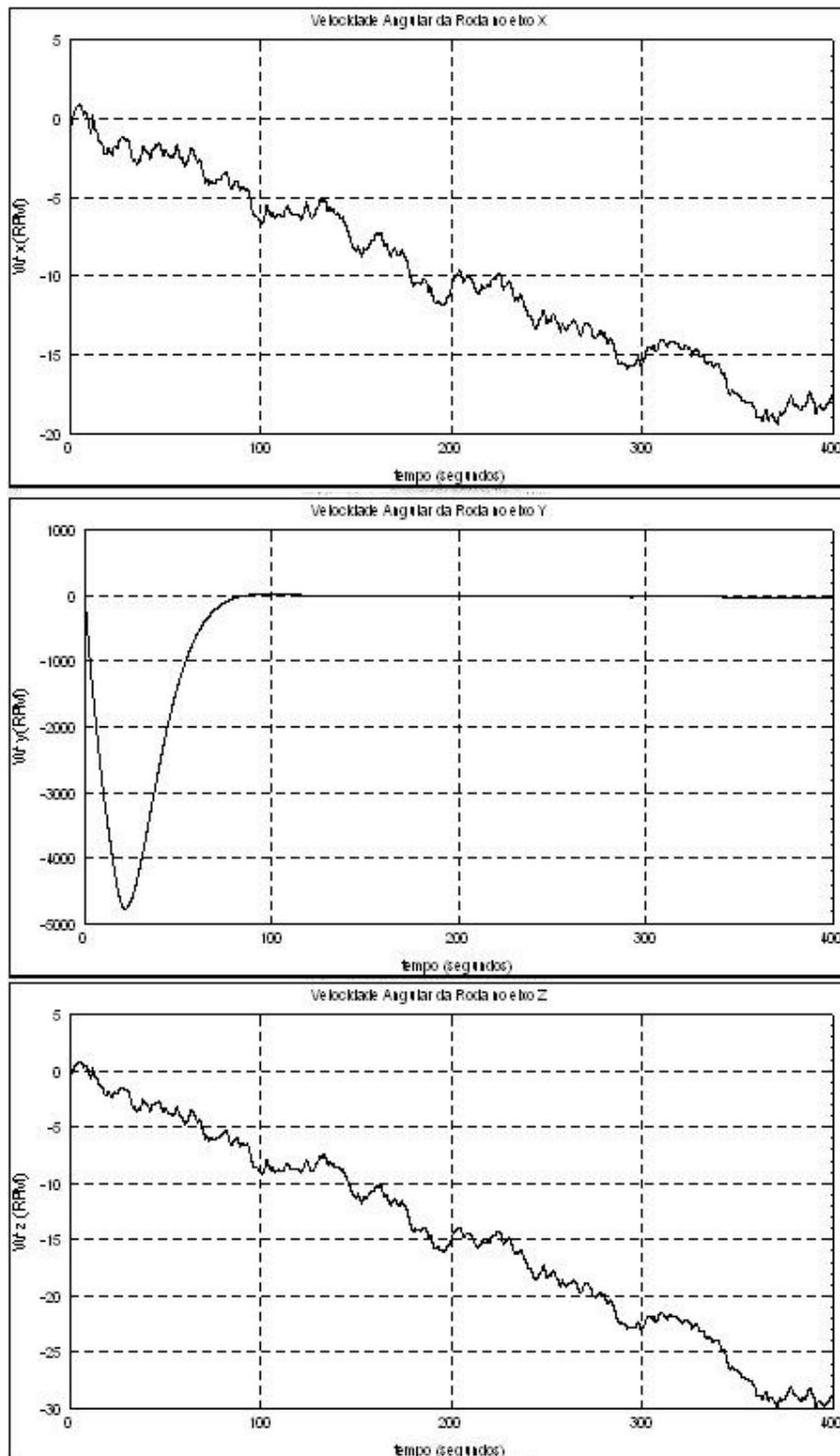


FIGURA 4.49 – SPC_2_LQR - Wrx, Wry, Wrz

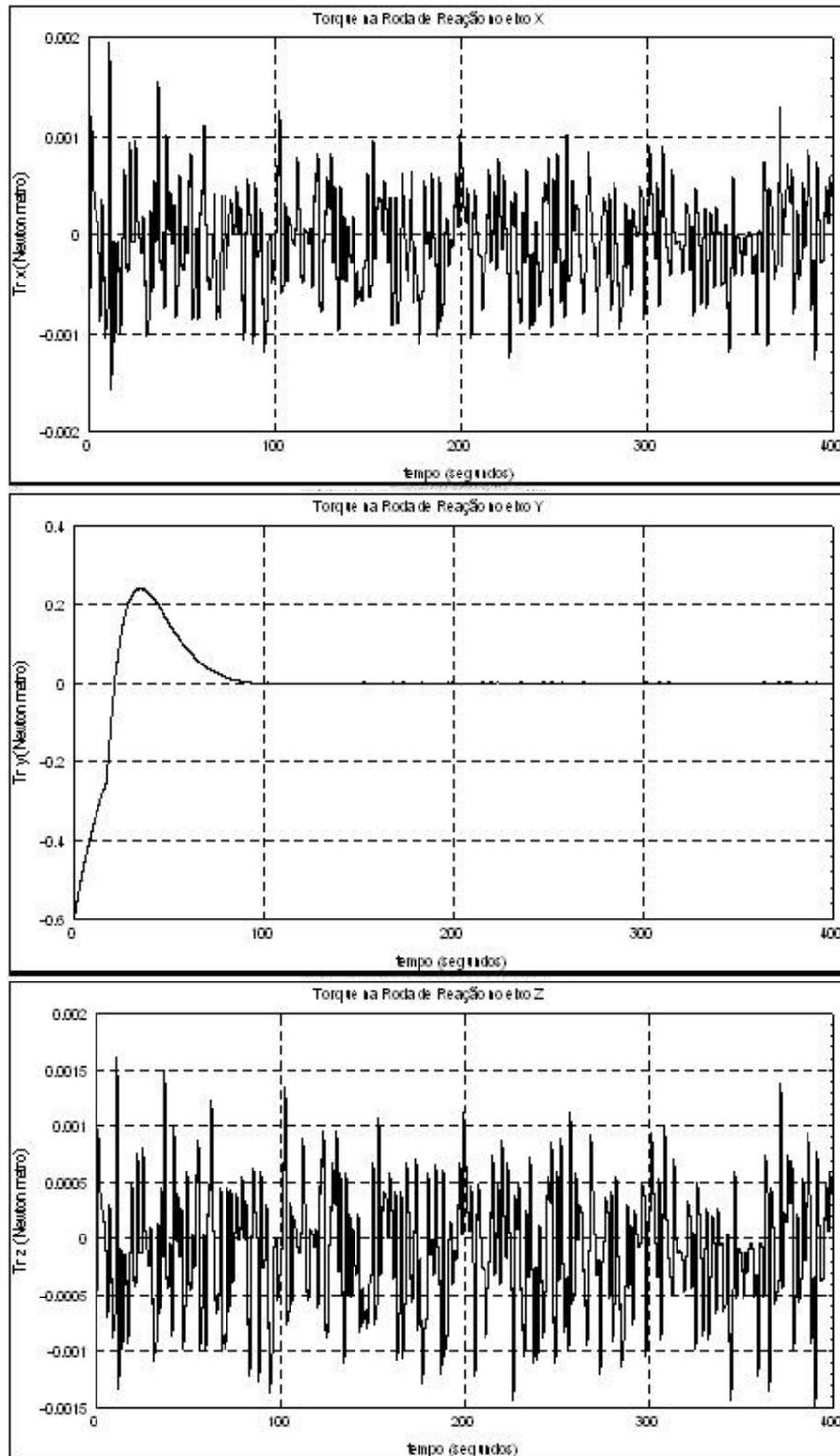


FIGURA 4.50 – SPC_2_LQR - Mrx, Mry, Mrz

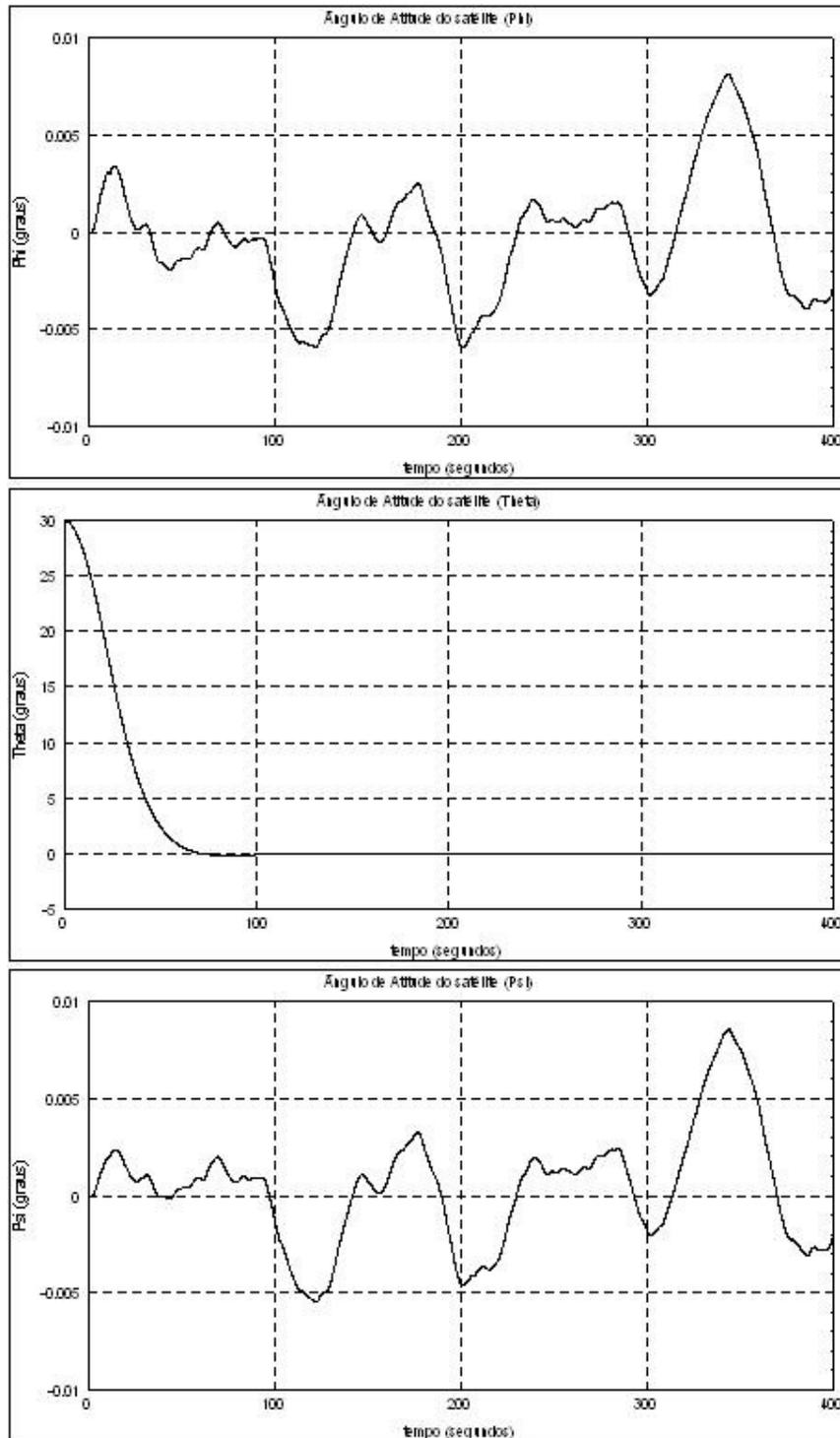


FIGURA 4.51 – SPC_2_PP - Phi, Theta, Psi

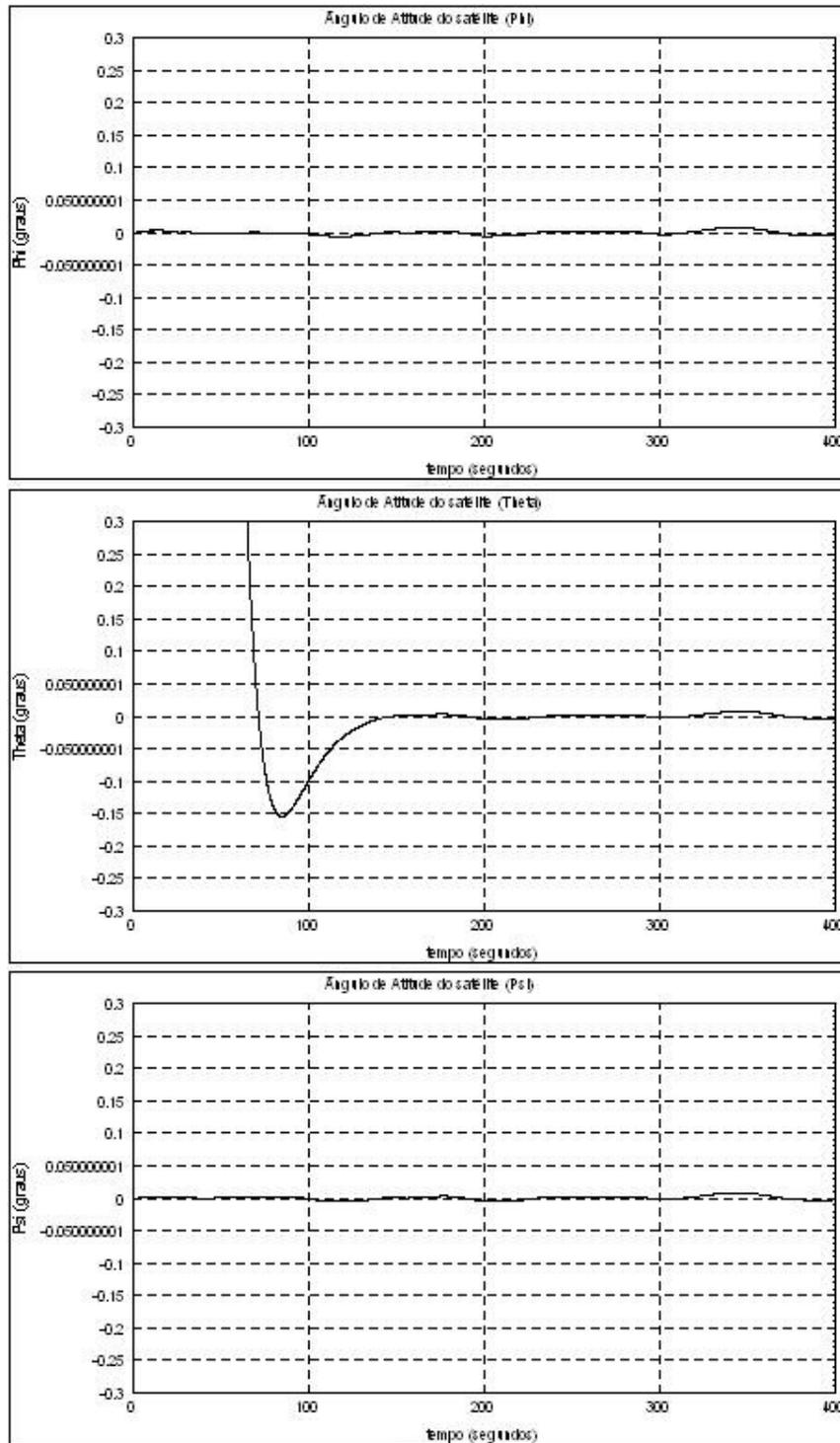


FIGURA 4.52 – SPC_2_PP - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

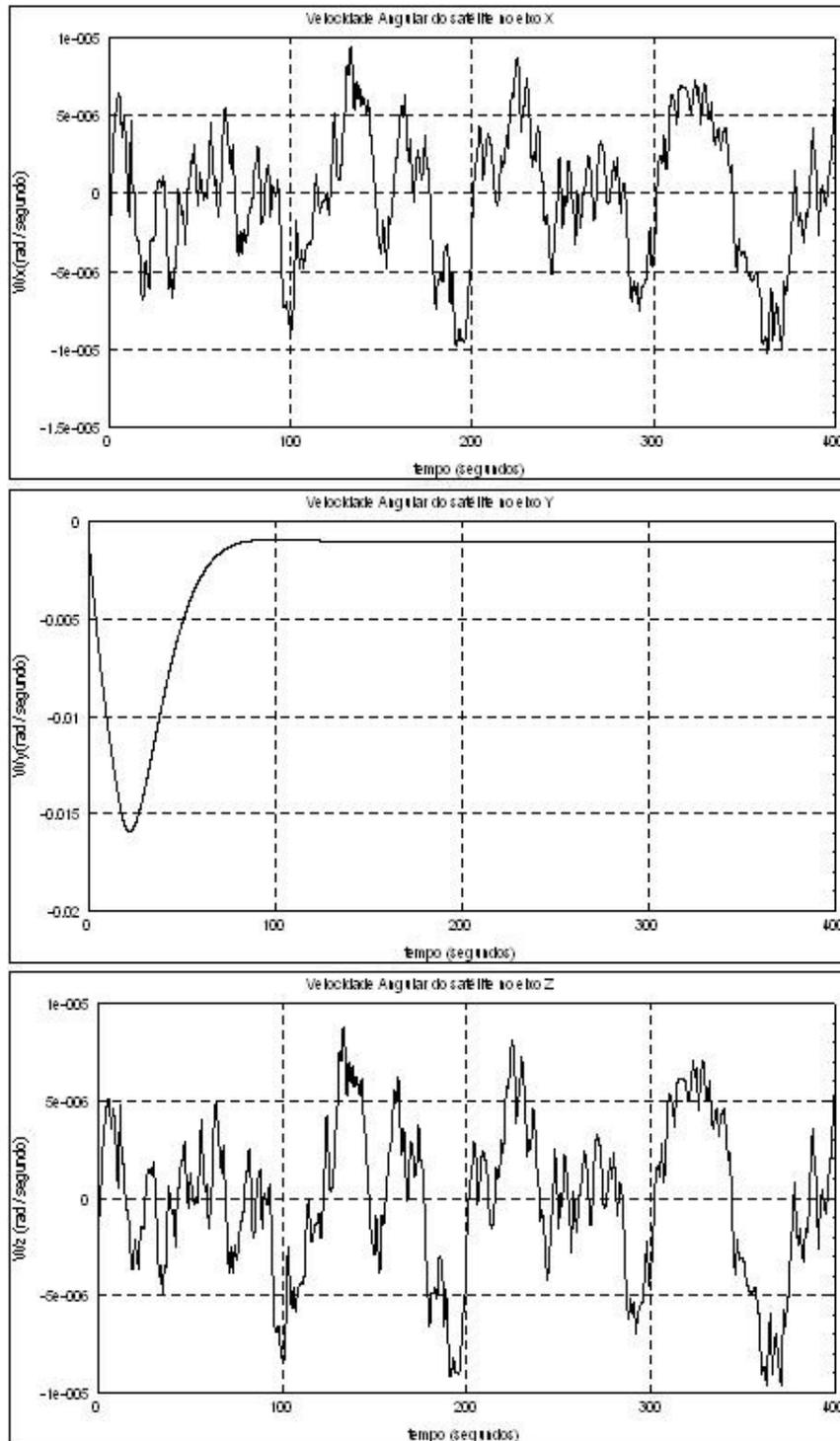


FIGURA 4.53 – SPC_2_PP - Wsx, Wsy, Wsz

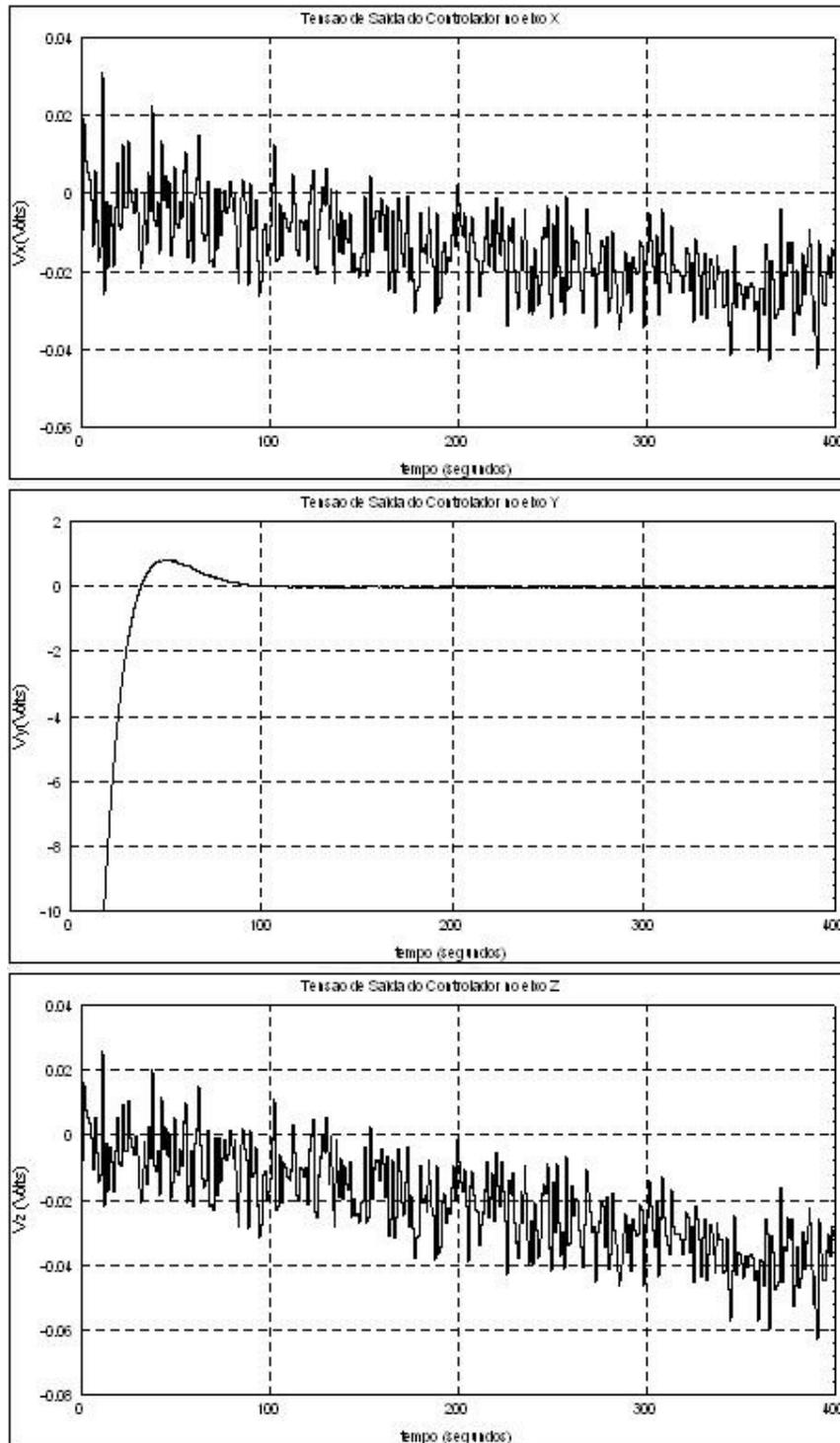


FIGURA 4.54 – SPC_2_PP - V_x , V_y , V_z

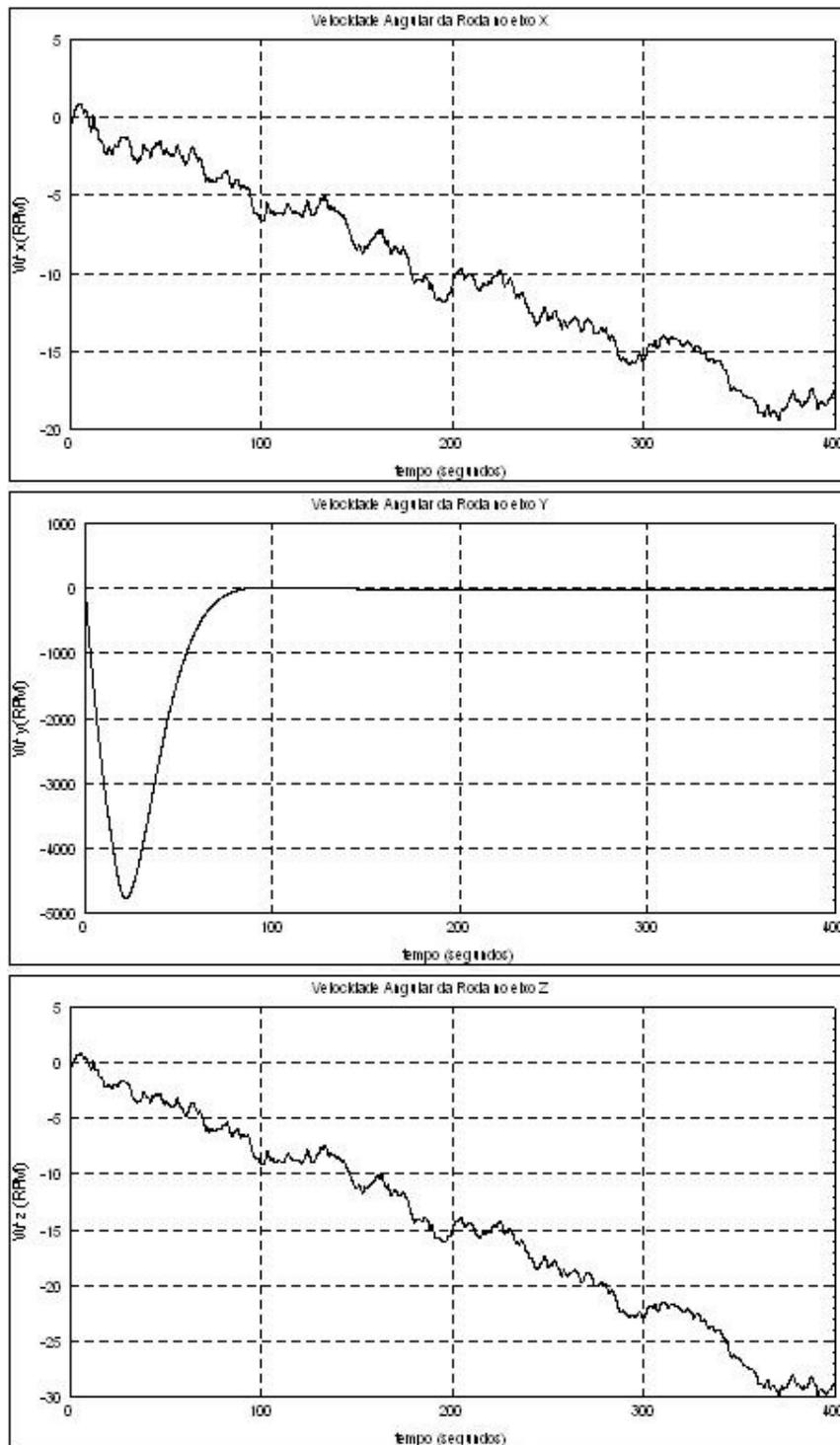


FIGURA 4.55 – SPC_2_PP - Wrx, Wry, Wrz

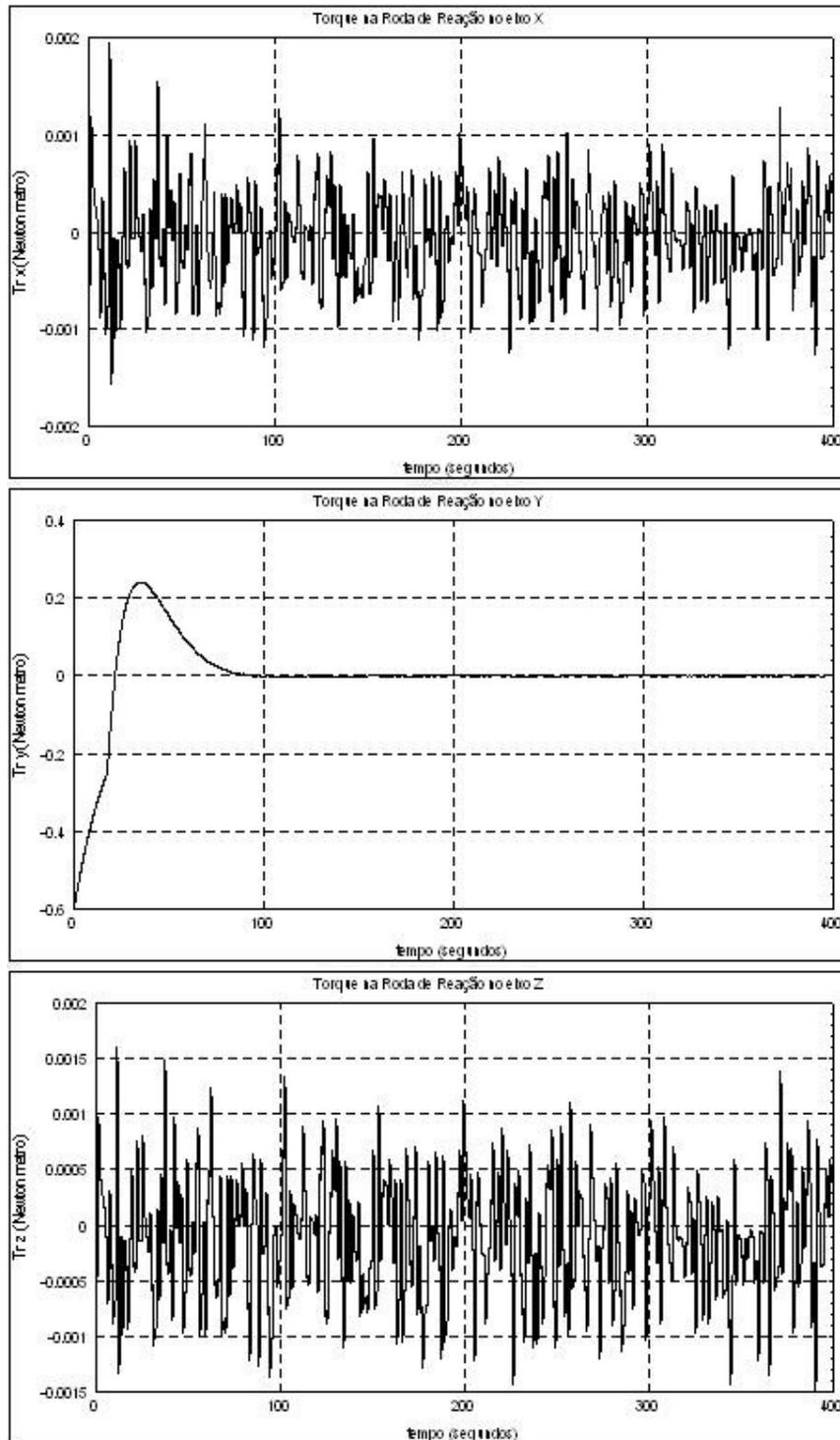


FIGURA 4.56 – SPC_2_PP - Mrx, Mry, Mrz

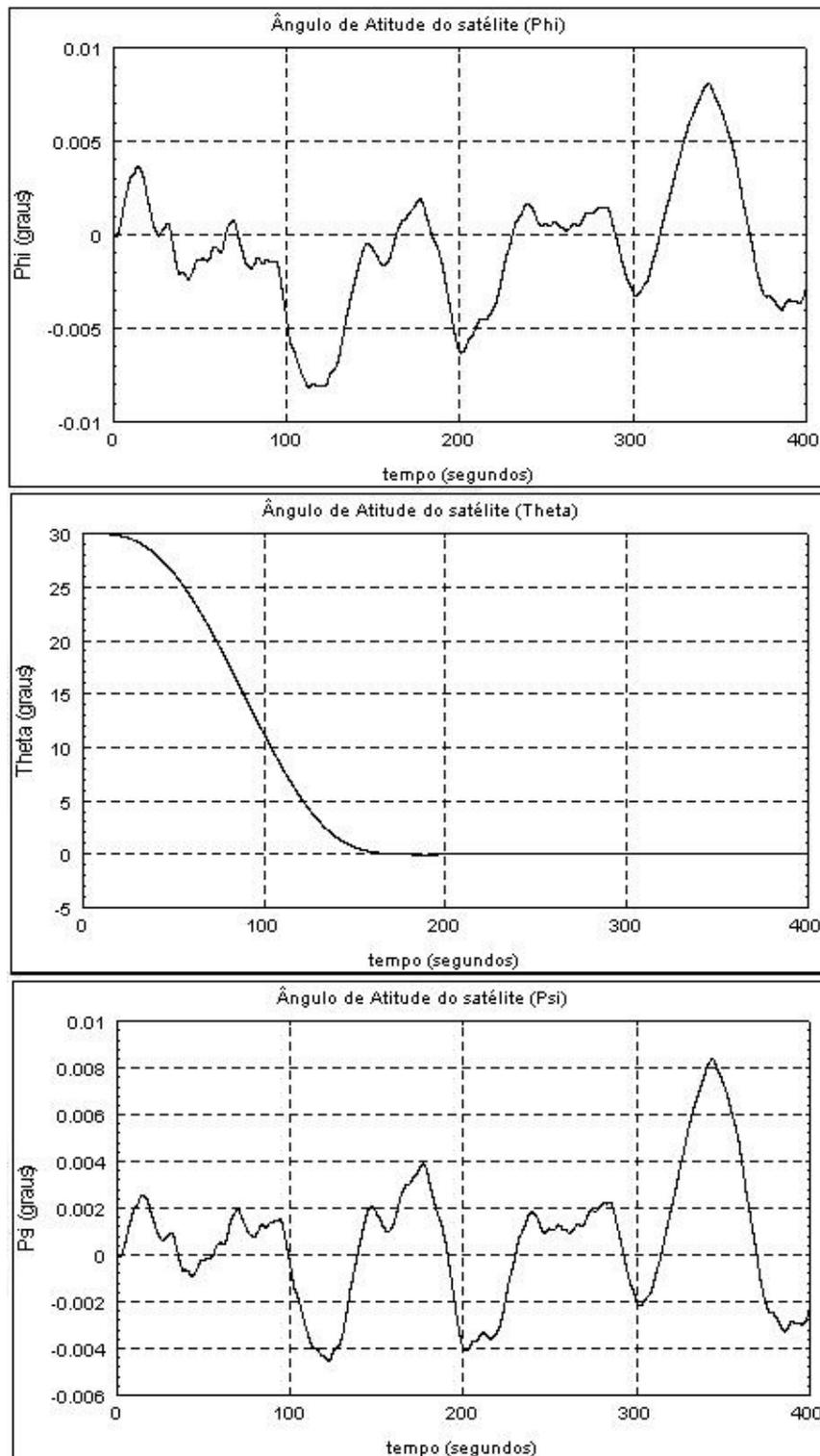


FIGURA 4.57 – SPC_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi

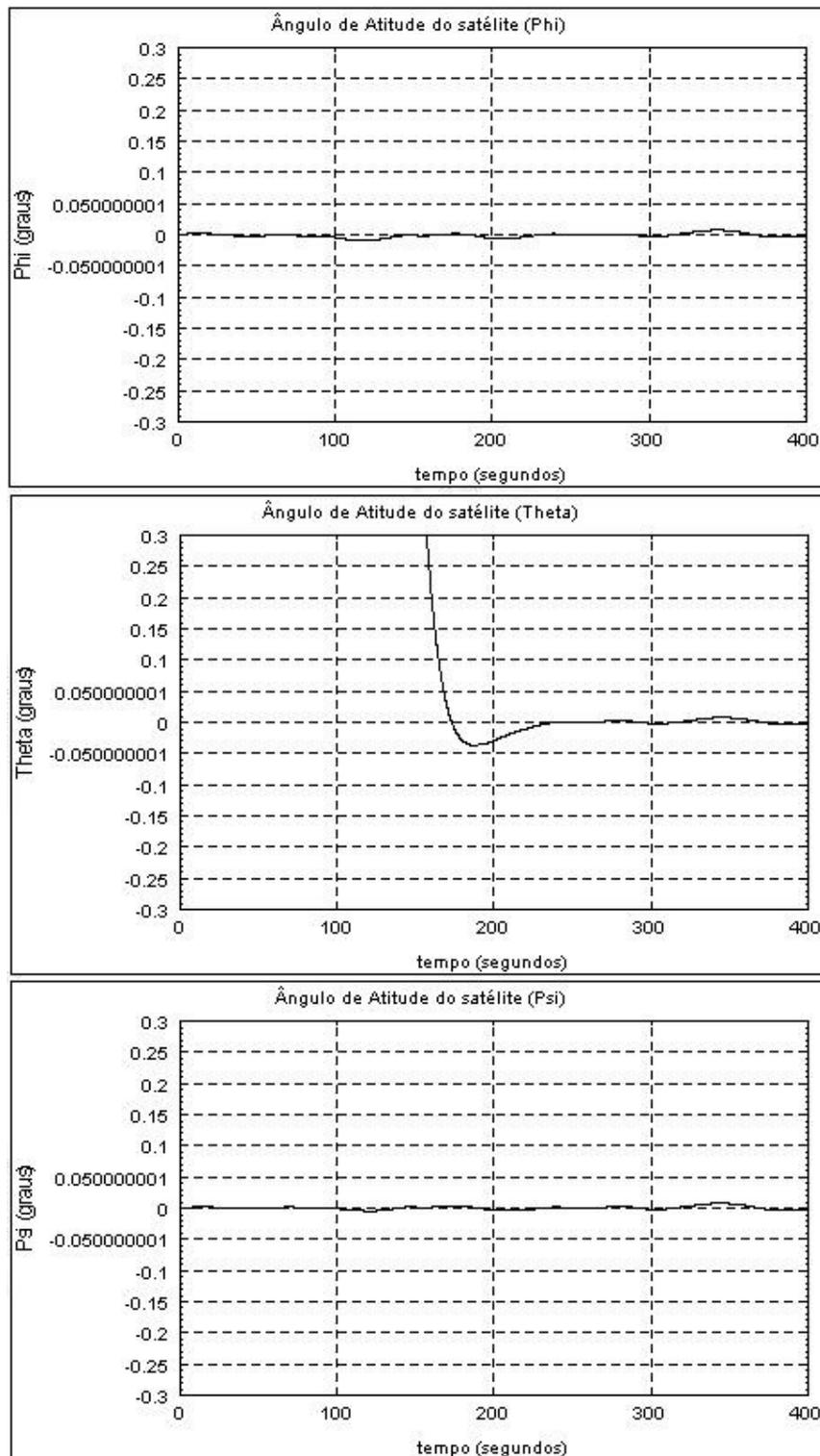


FIGURA 4.58 – SPC_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

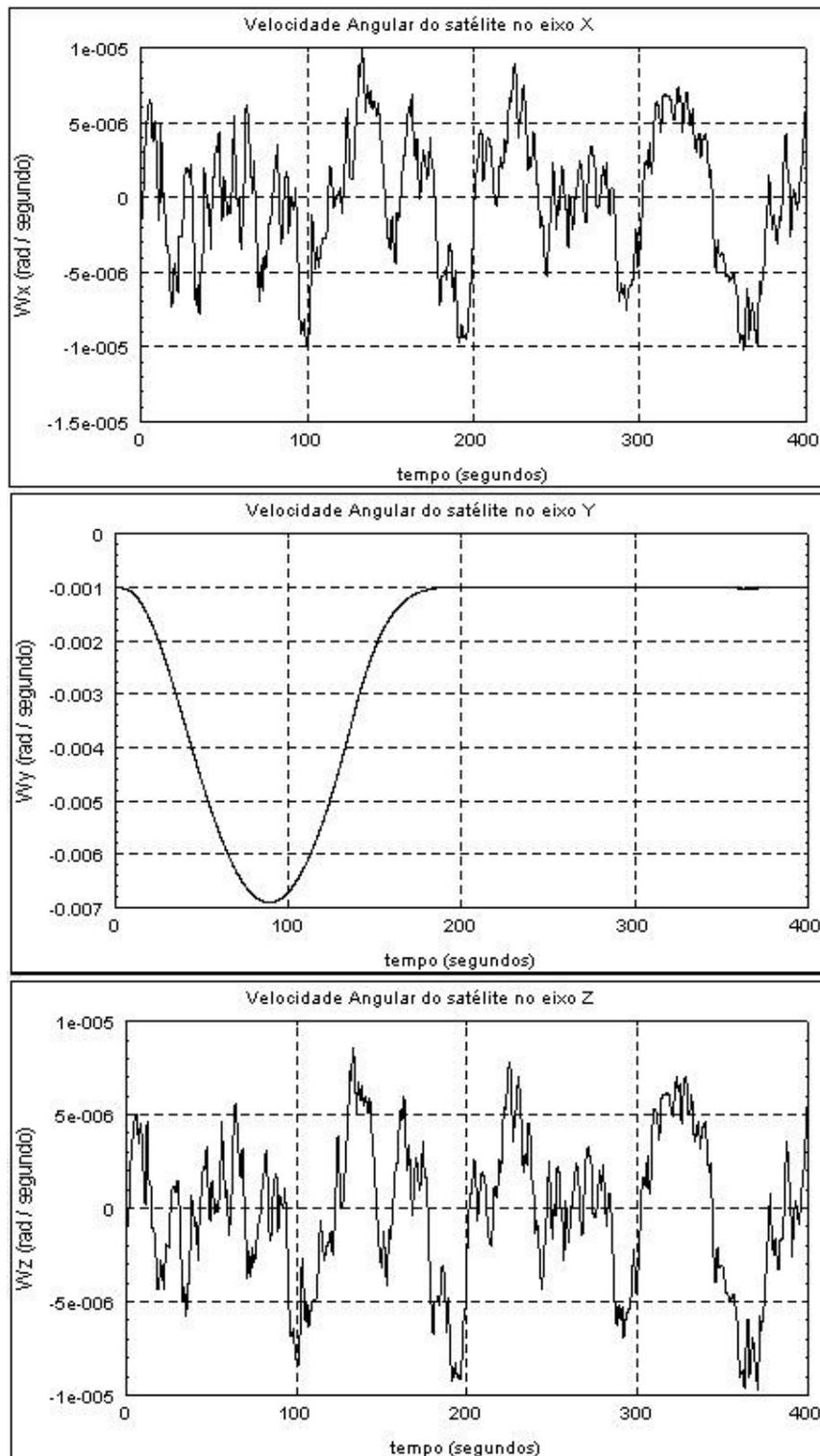


FIGURA 4.59 – SPC_2_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

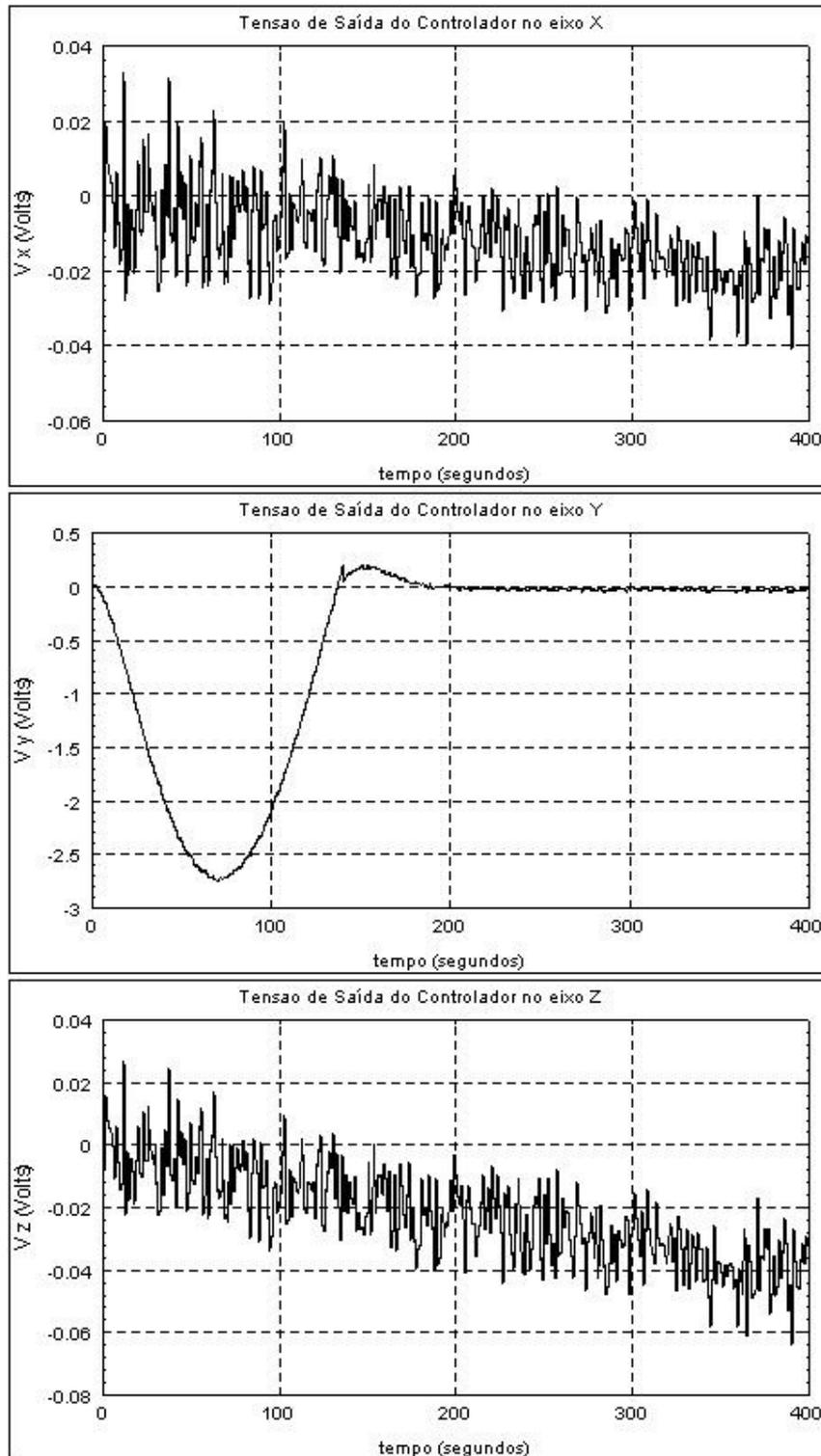


FIGURA 4.60 – SPC_2_Rastreador - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

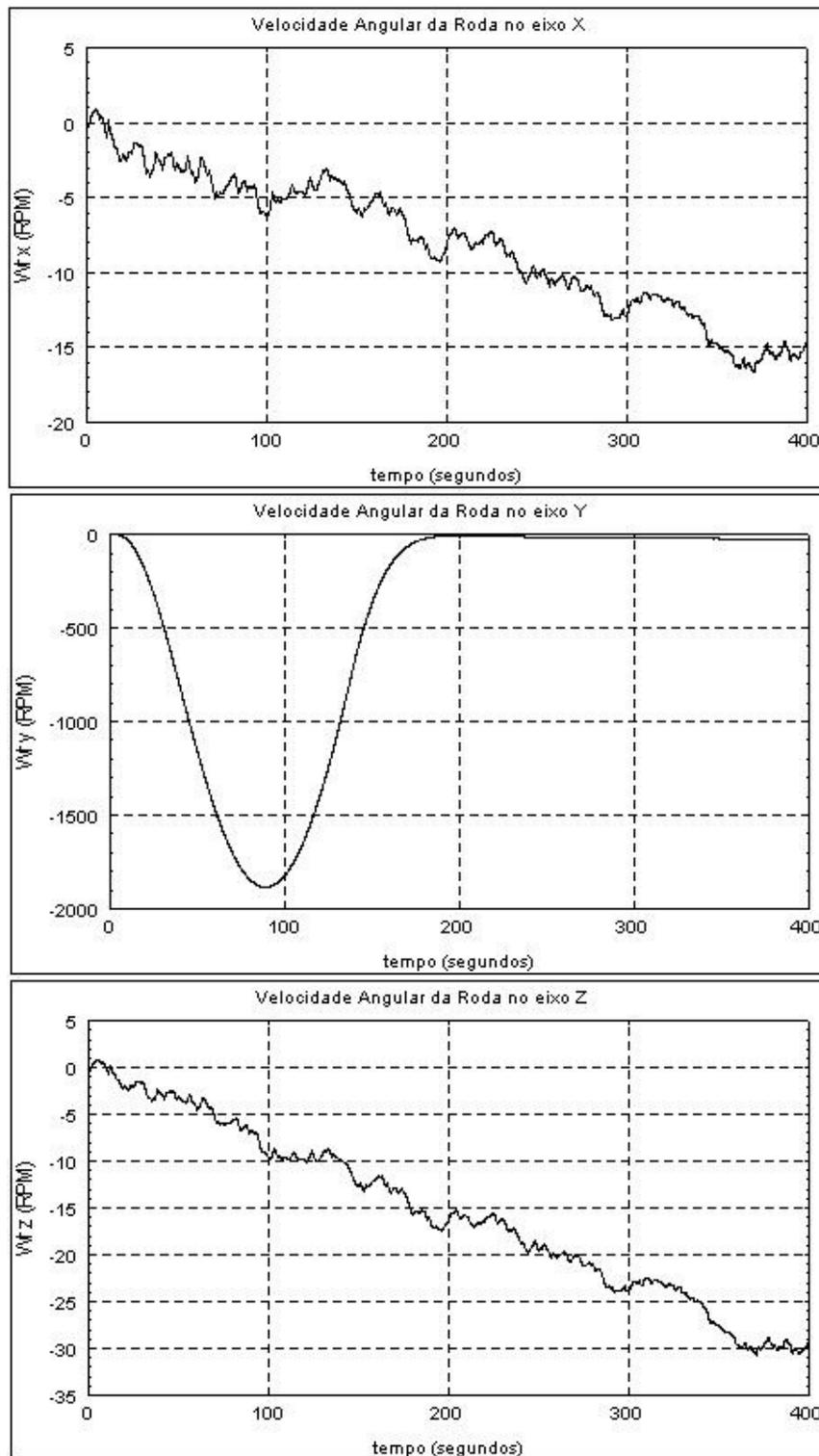


FIGURA 4.61 – SPC_2_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

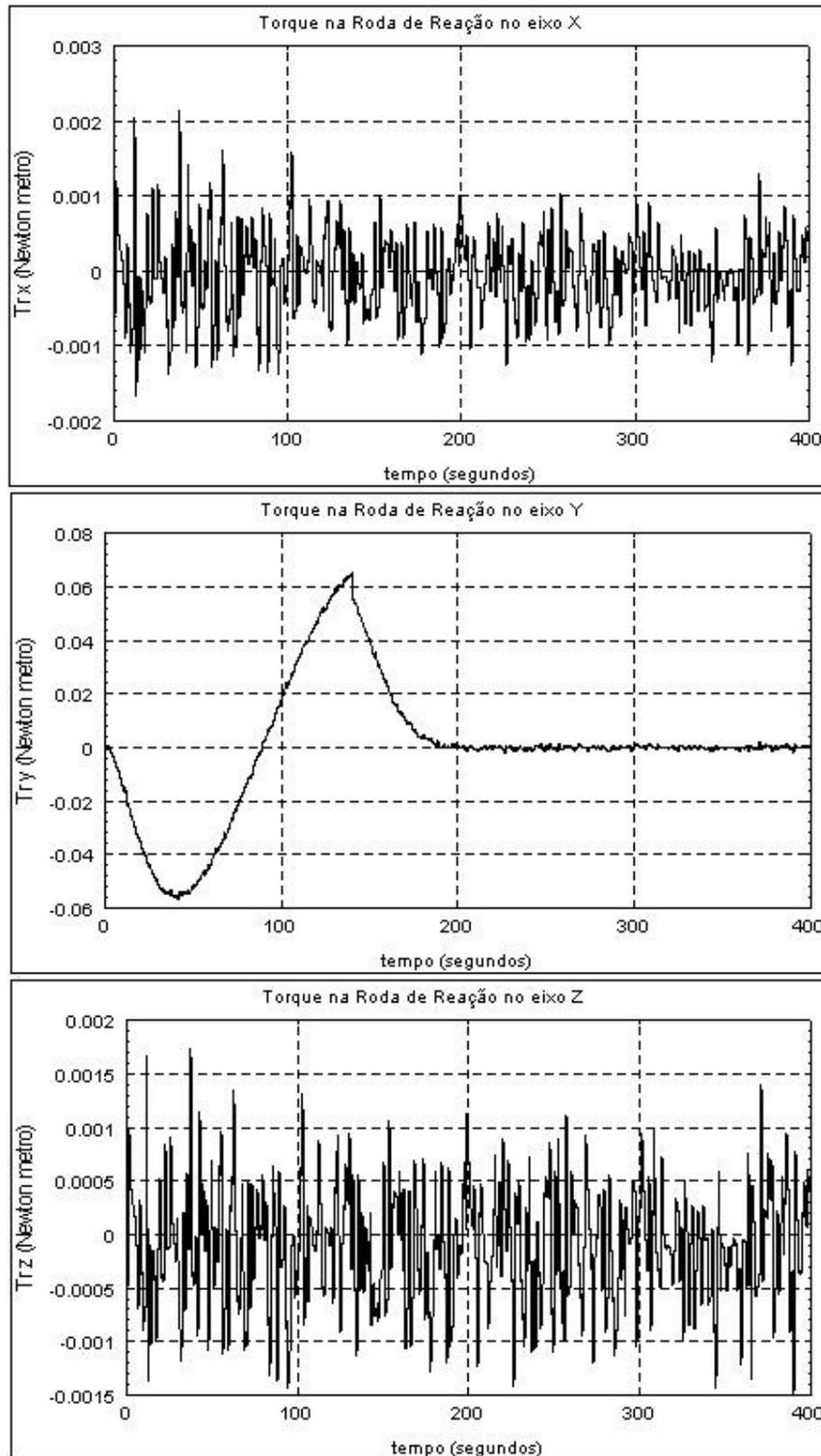


FIGURA 4.62 – SPC_2_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

4.2.1.2 Roda Equivalente

O mesmo critério adotado para a roda modificada em relação à escolha da função de referência foi também utilizado para a roda equivalente, ou seja, a escolha de:

$$r(t) = \begin{cases} 15^\circ \cdot [1 + \text{sen}(\alpha t + 90^\circ)], & 0 \leq t \leq t_f \\ 0, & t > t_f \end{cases} \quad (4.2.1.2.a)$$

com:

$$\alpha = \frac{30^\circ}{t_f} \quad (4.2.1.2.b)$$

O tempo de manobra t_f foi ajustado para se evitar a saturação da tensão do controlador e/ou da velocidade e torque das rodas durante operação do satélite na ausência de falhas.

Abaixo o gráfico da referência utilizado para o Rastreador Linear Quadrático Sub-Ótimo durante as simulações com a roda equivalente.

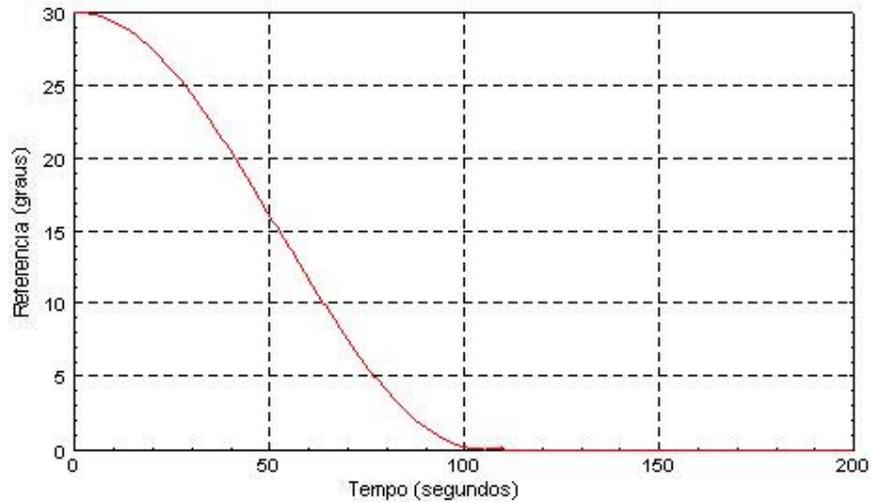


FIGURA 4.63 – Rastreador Linear Quadrático Sub-Ótimo – Sinal de Referência para Roda Equivalente

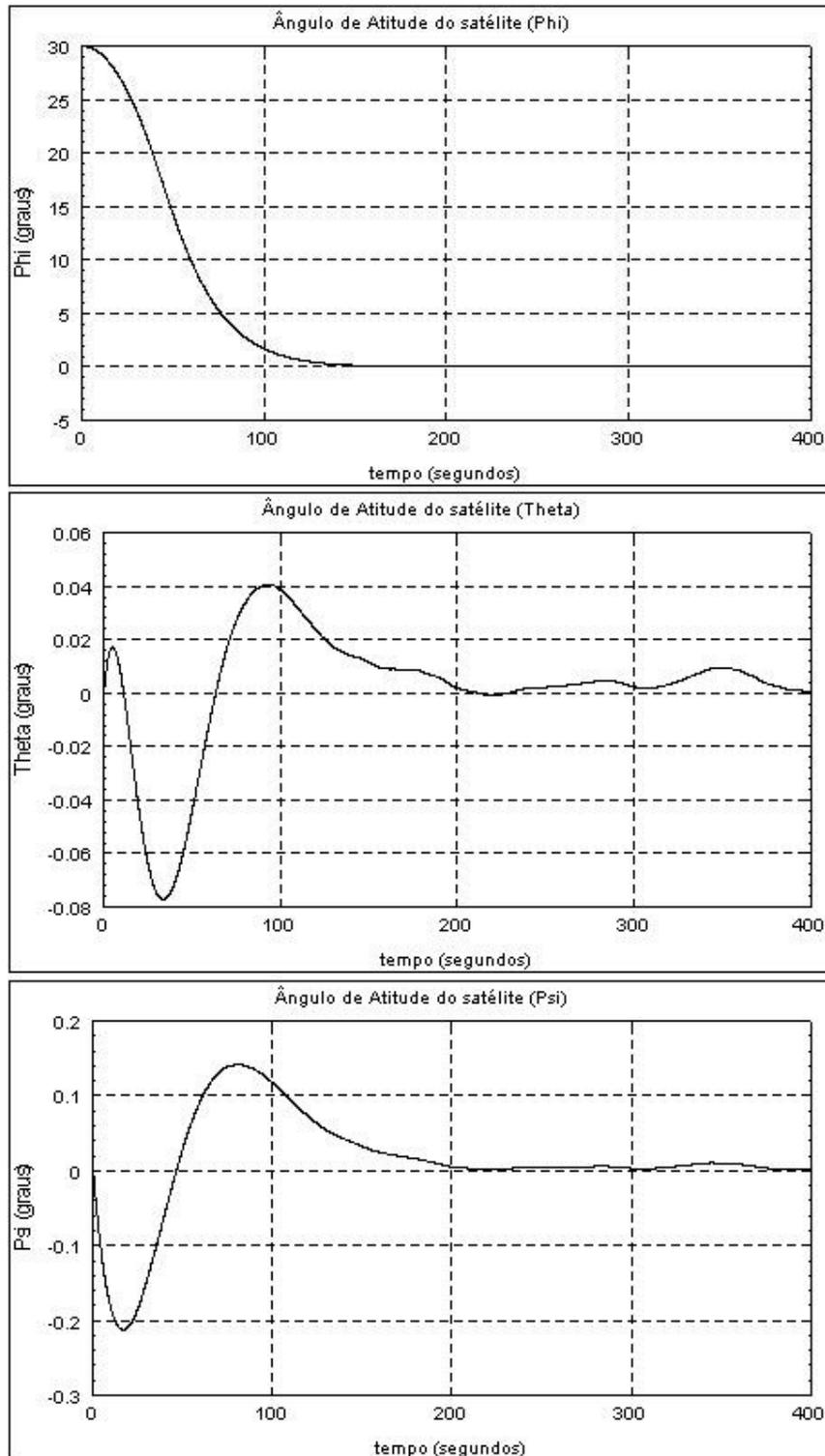


FIGURA 4.64 – SPC_1_LQR - Phi, Theta, Psi

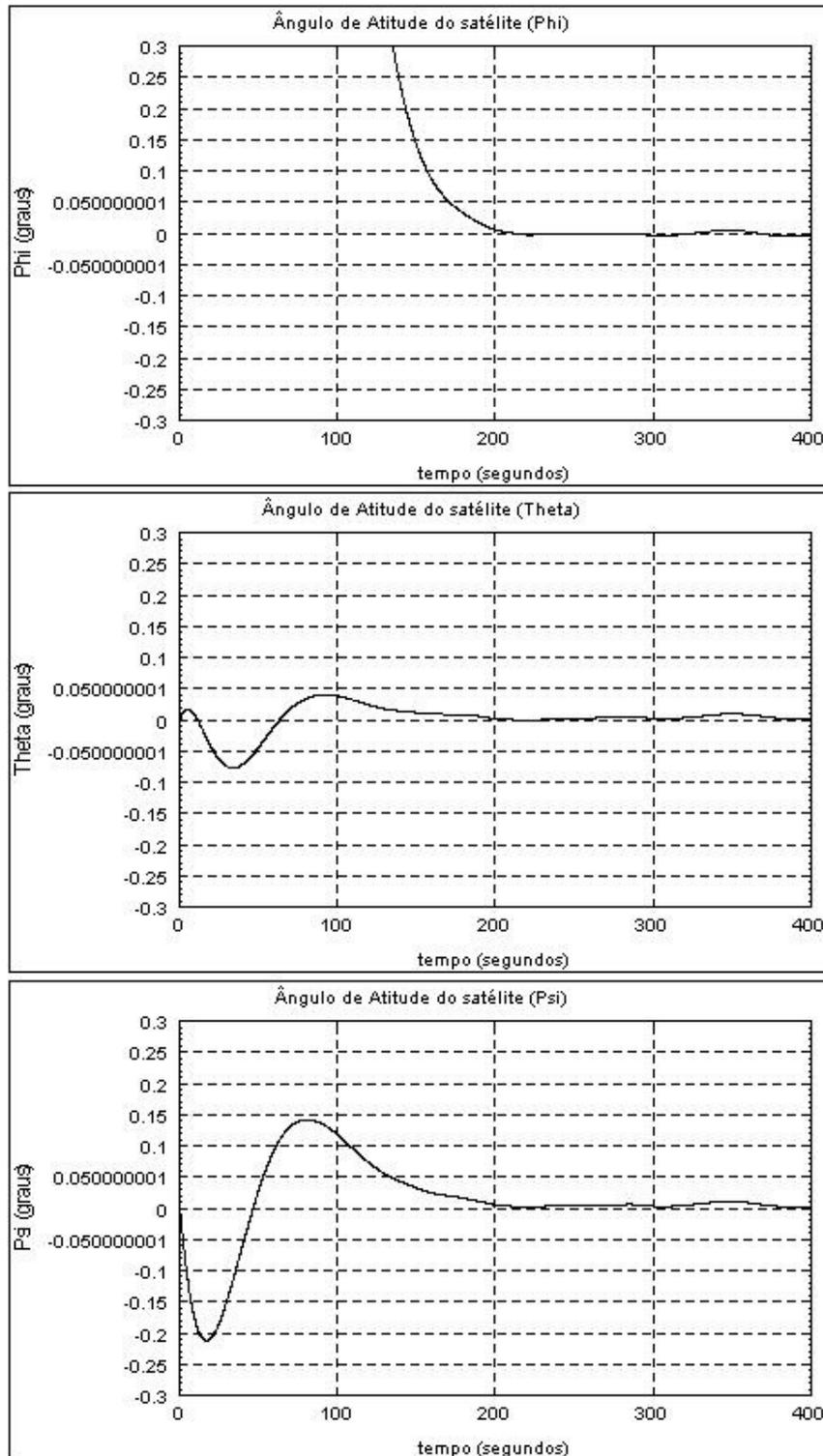


FIGURA 4.65 – SPC_1_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

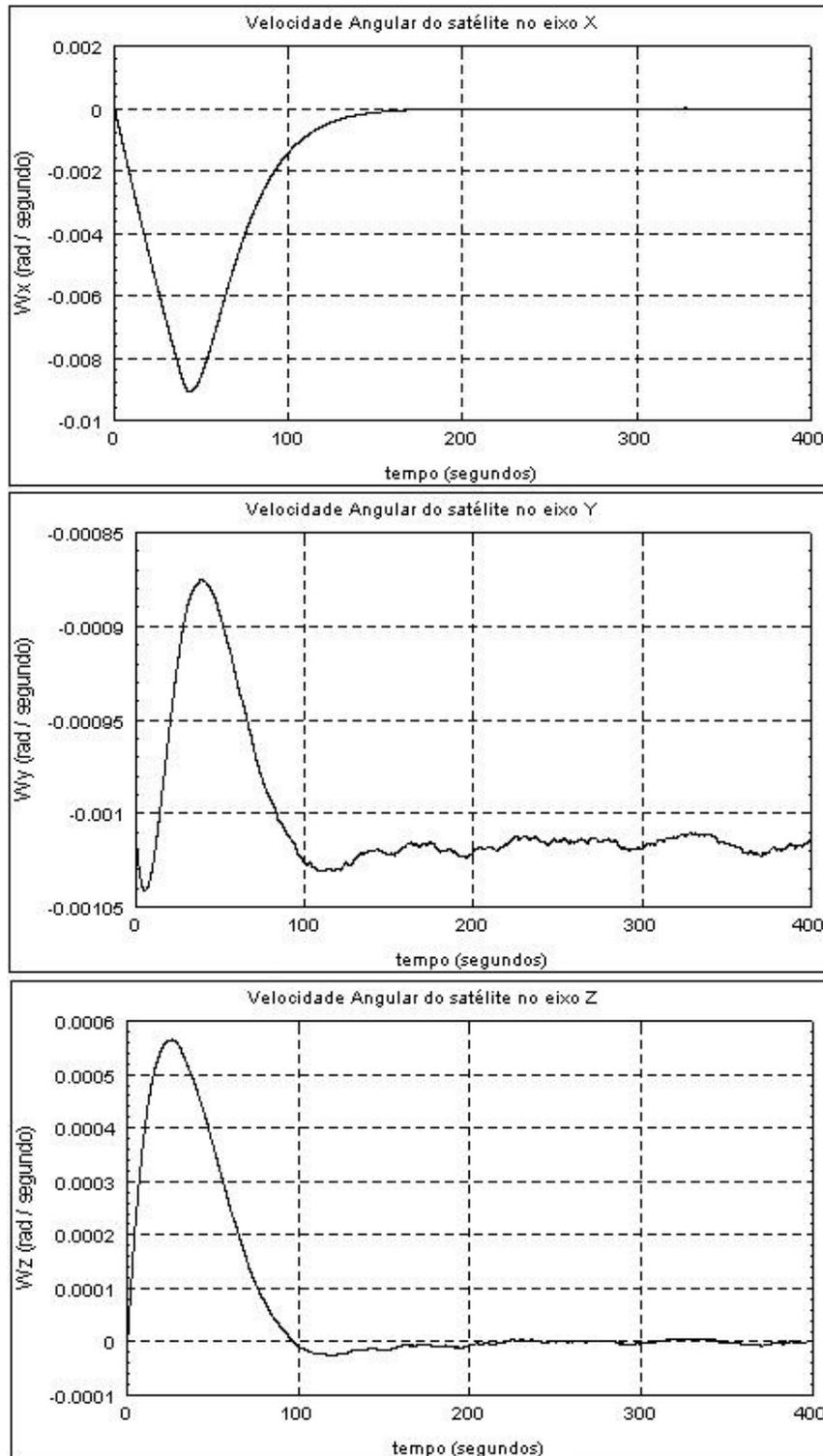


FIGURA 4.66 – SPC_1_LQR - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

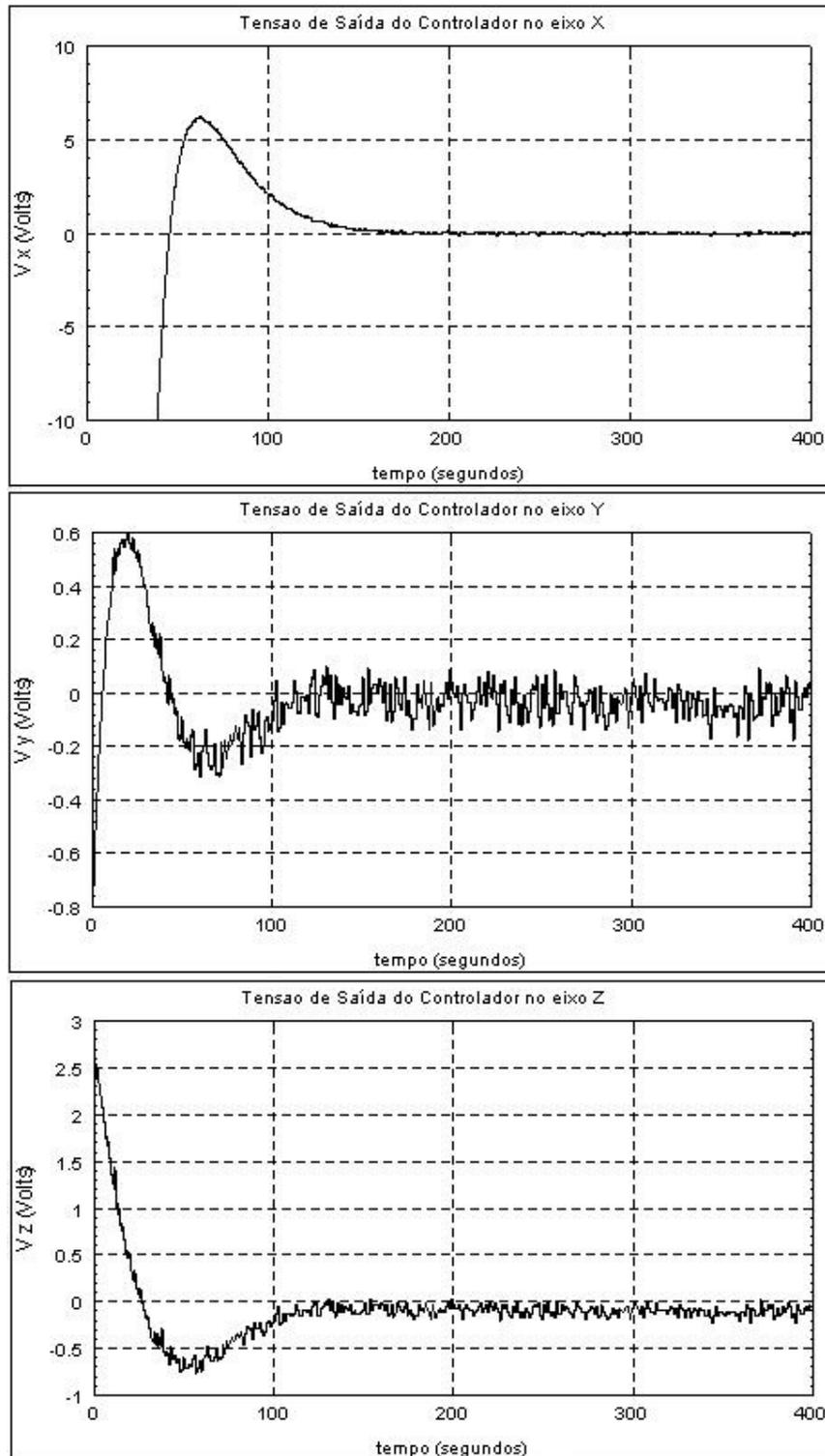


FIGURA 4.67 – SPC_1_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

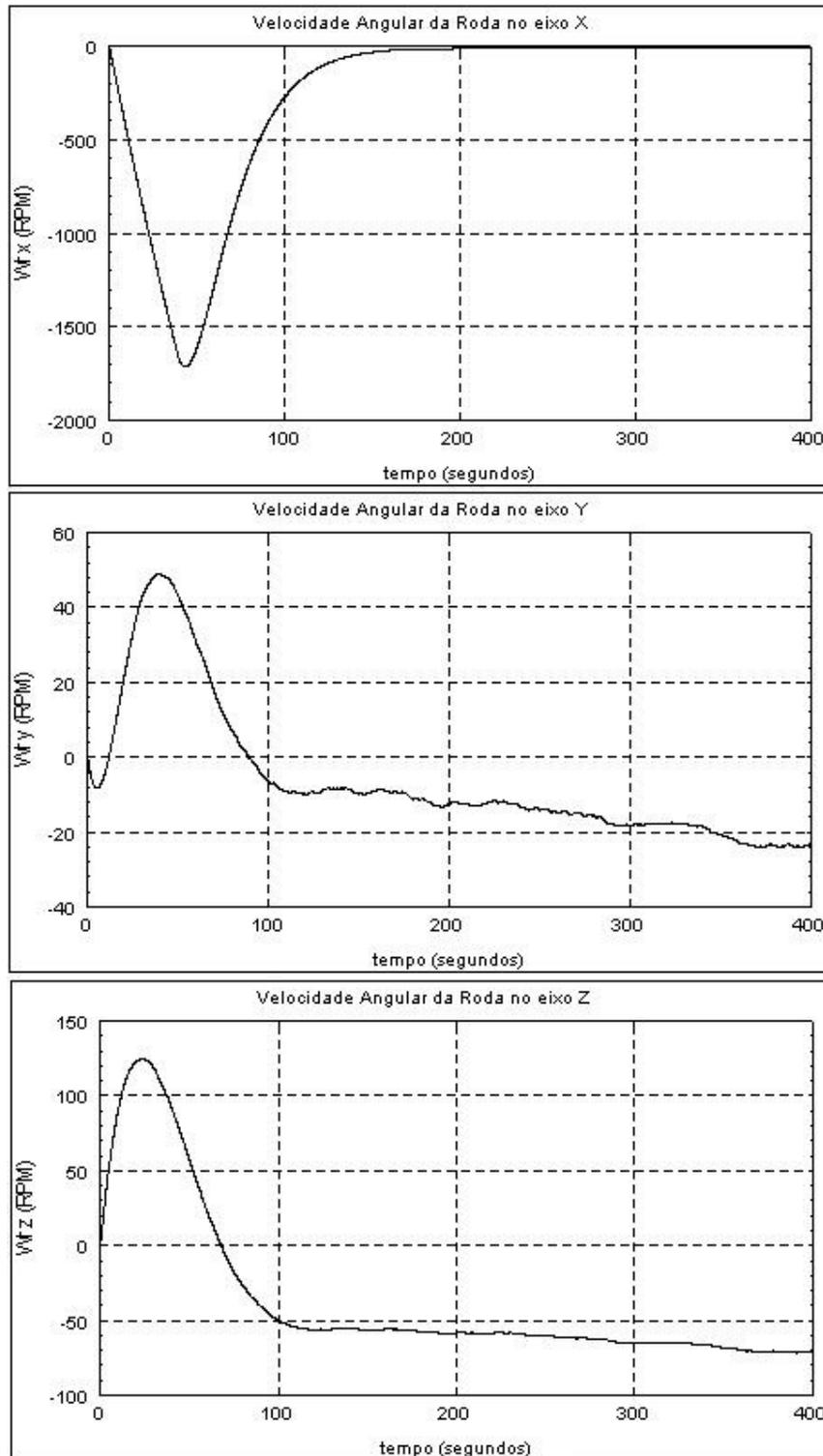


FIGURA 4.68 – SPC_1_LQR - Wrx, Wry, Wrz

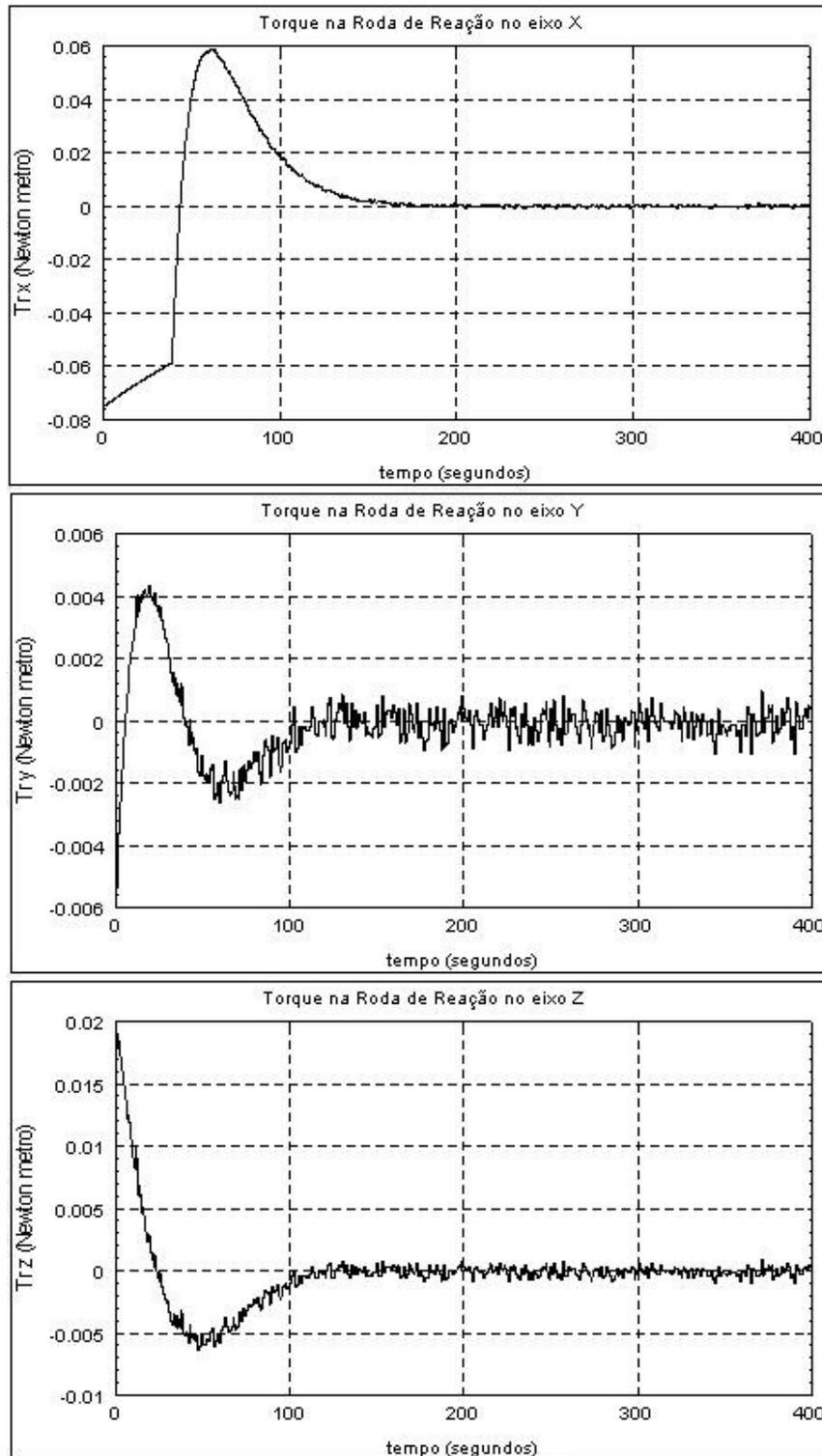


FIGURA 4.69 – SPC_1_LQR - Mrx, Mry, Mrz

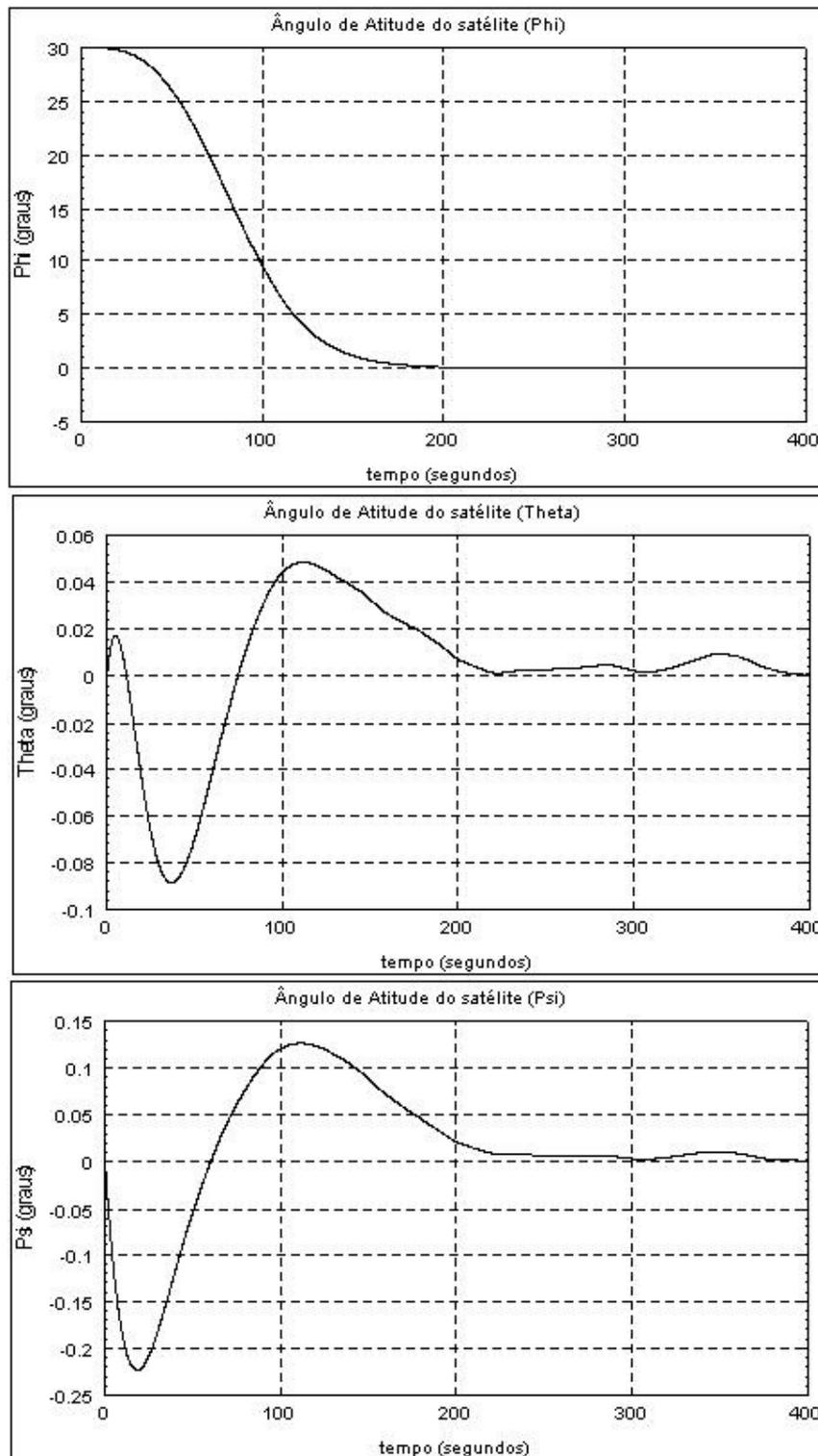


FIGURA 4.70 – SPC_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

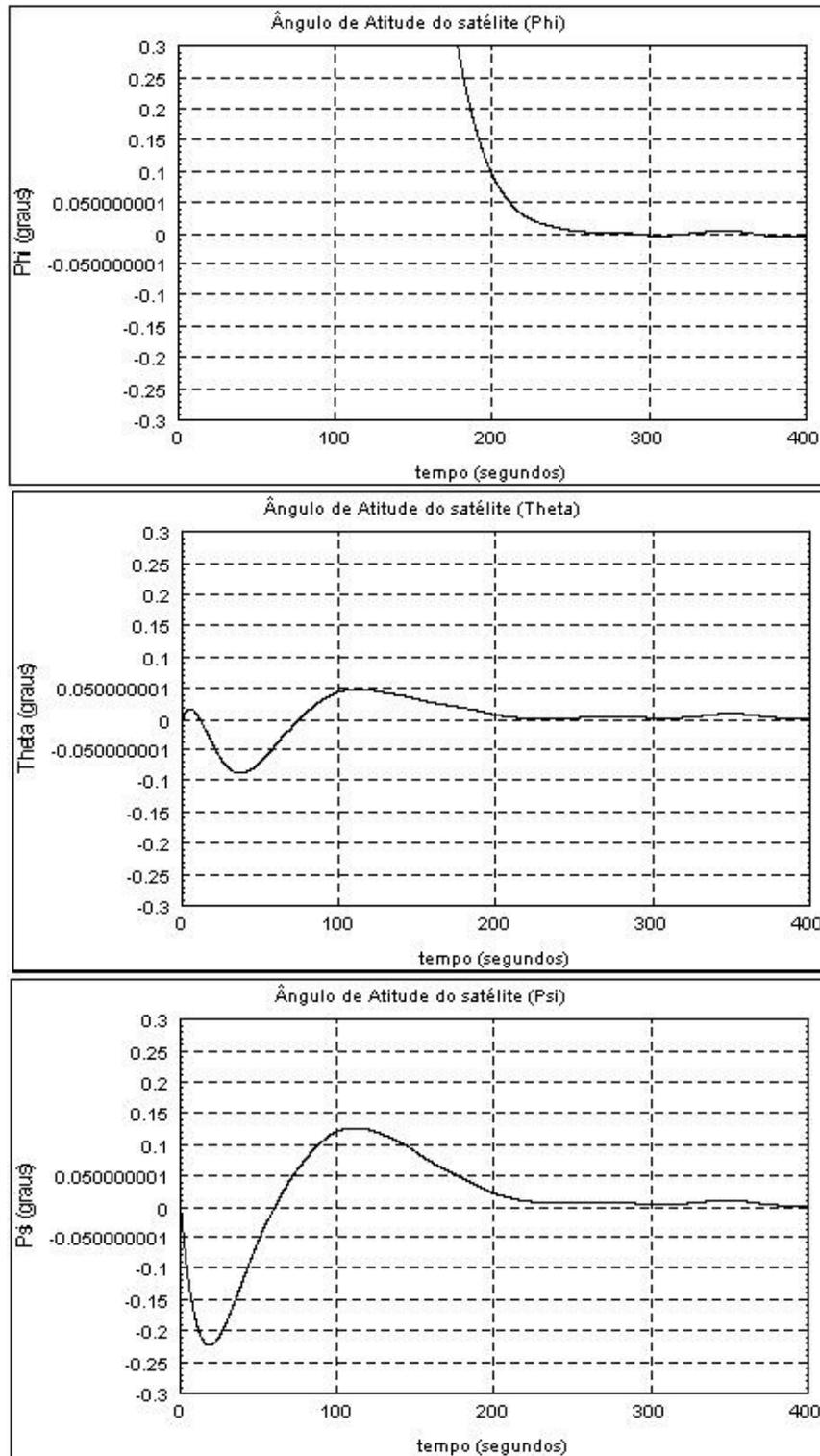


FIGURA 4.71 – SPC_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

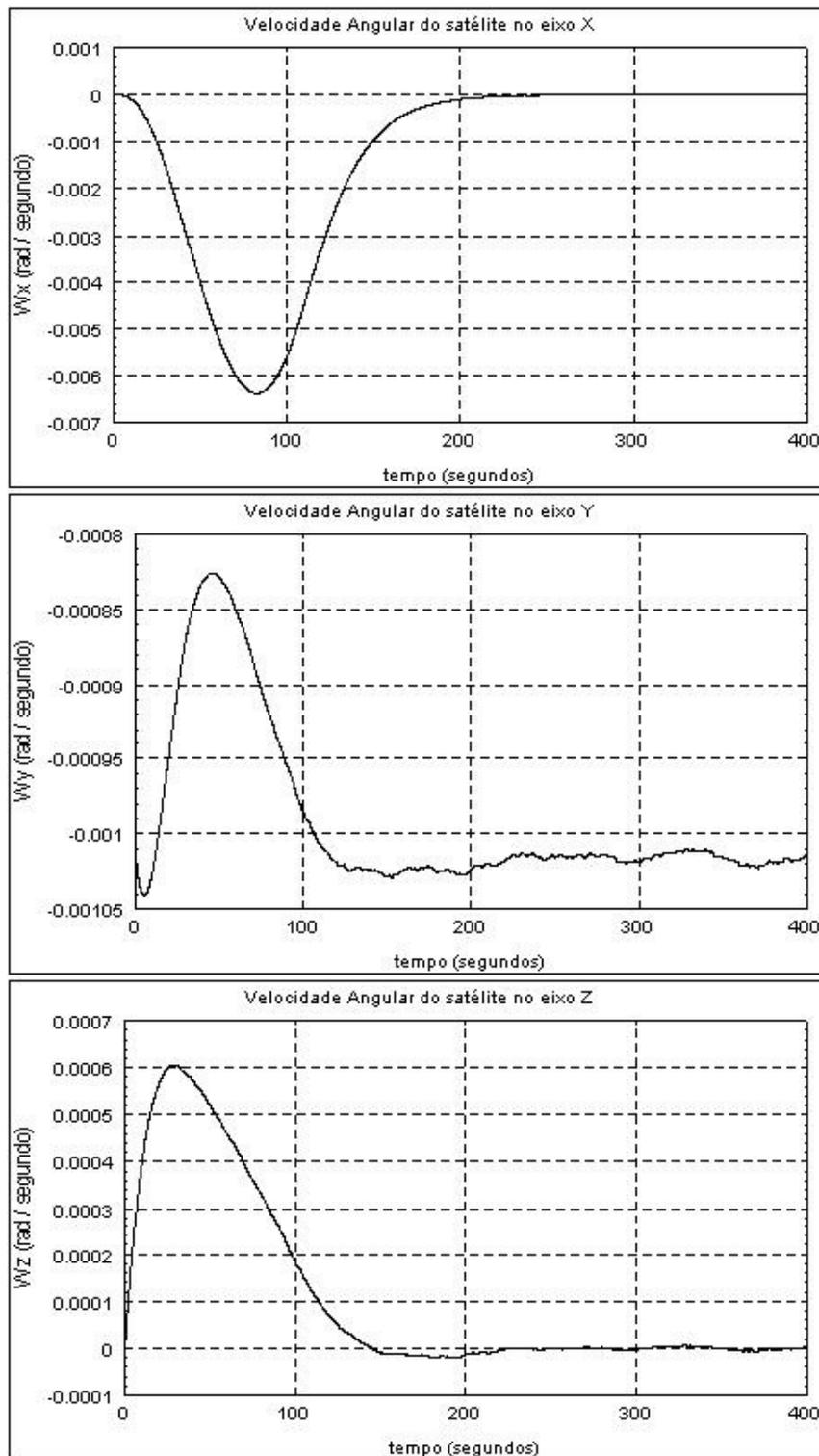


FIGURA 4.72 – SPC_1_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

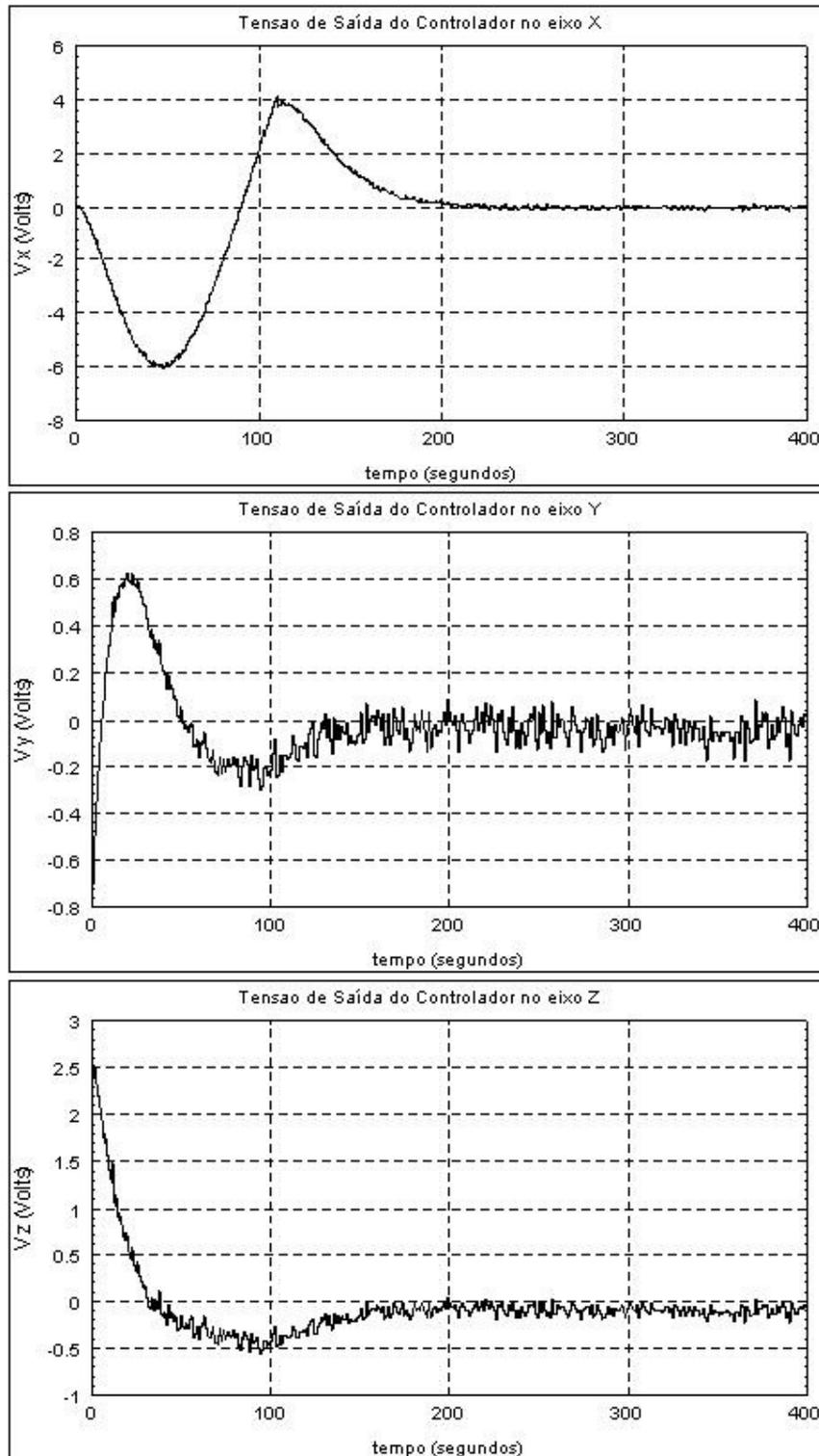


FIGURA 4.73 – SPC_1_Rastreador - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

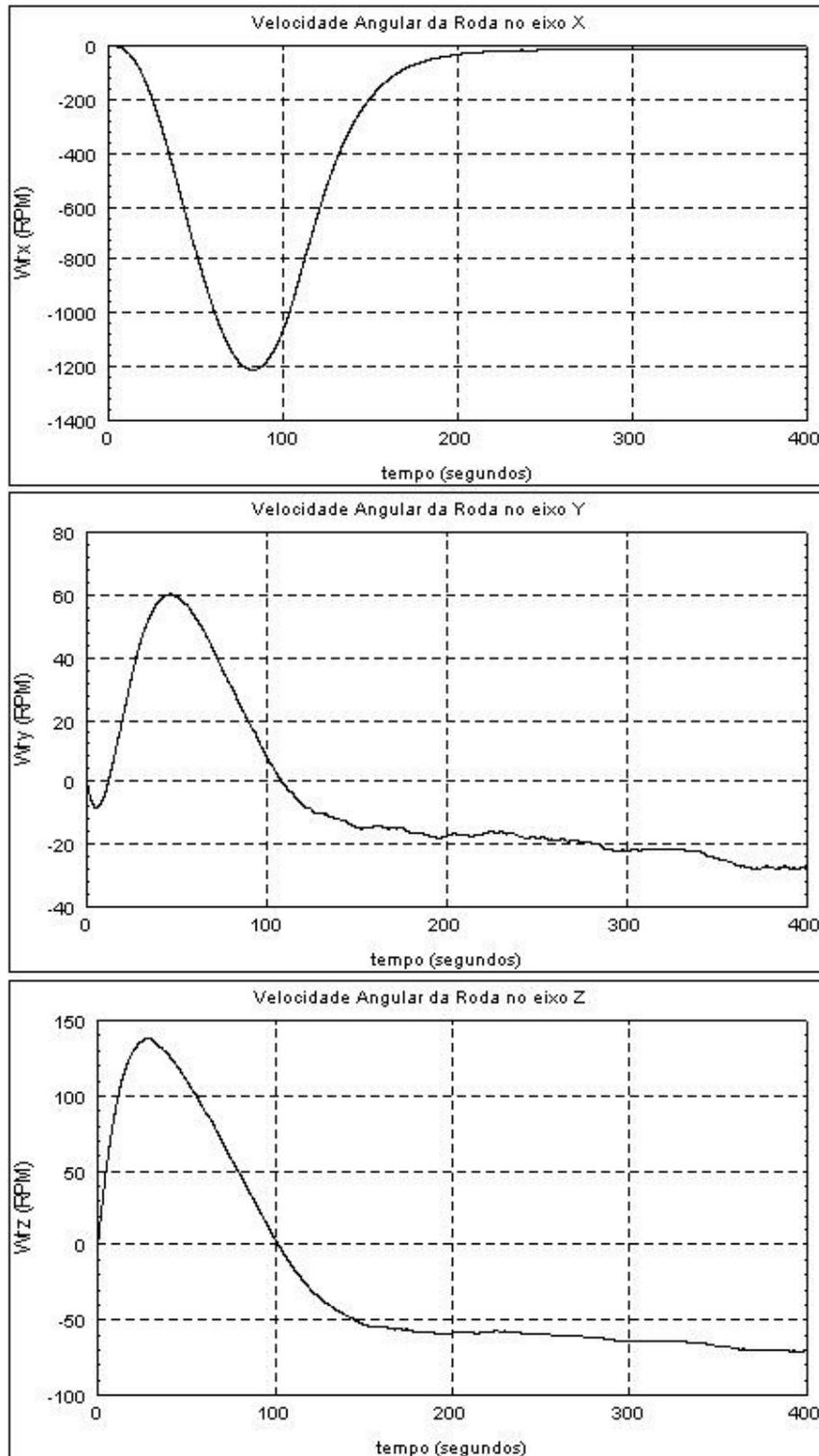


FIGURA 4.74 – SPC_1_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

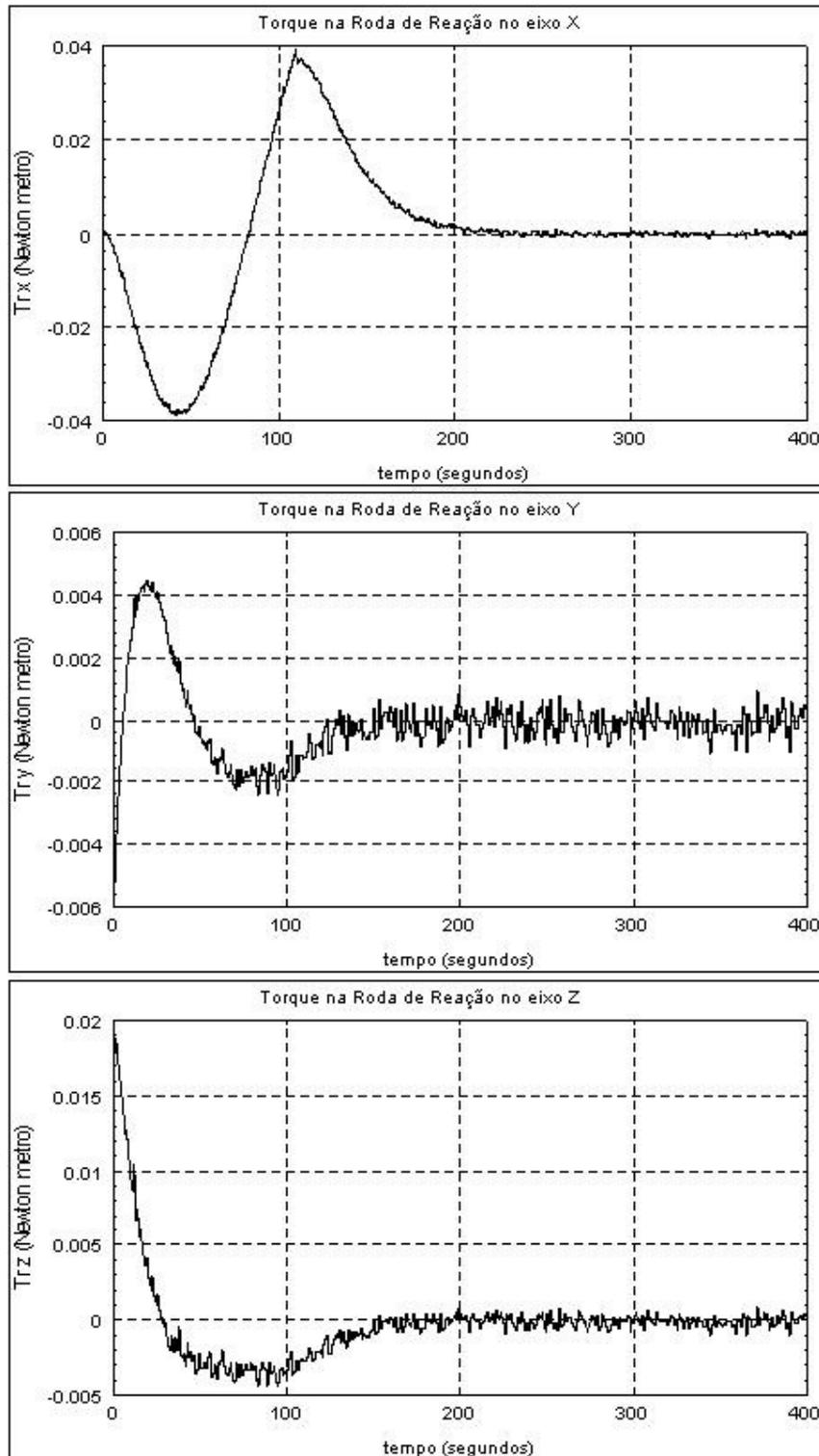


FIGURA 4.75 – SPC_1_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

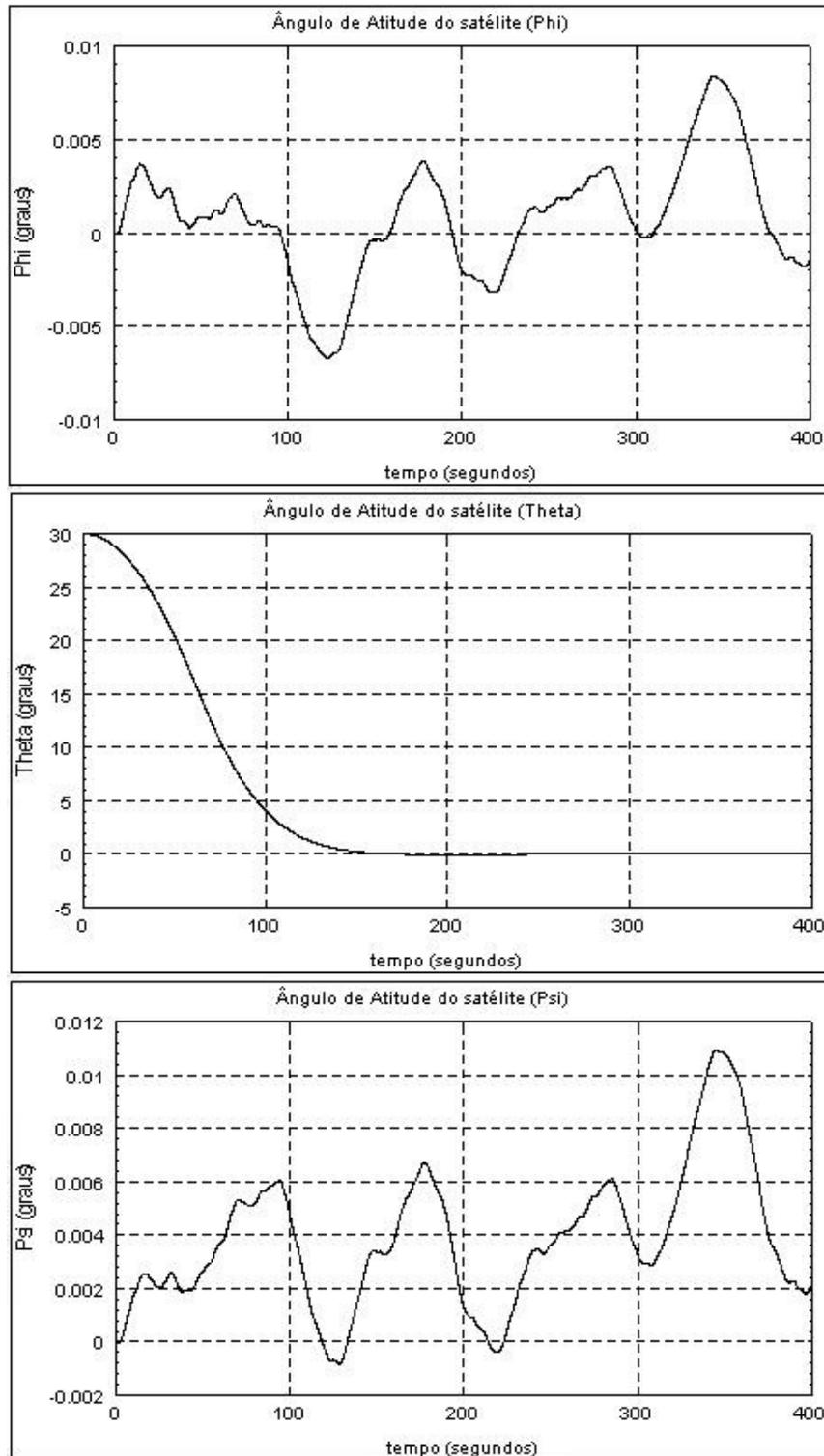


FIGURA 4.76 – SPC_2_LQR - Phi, Theta, Psi

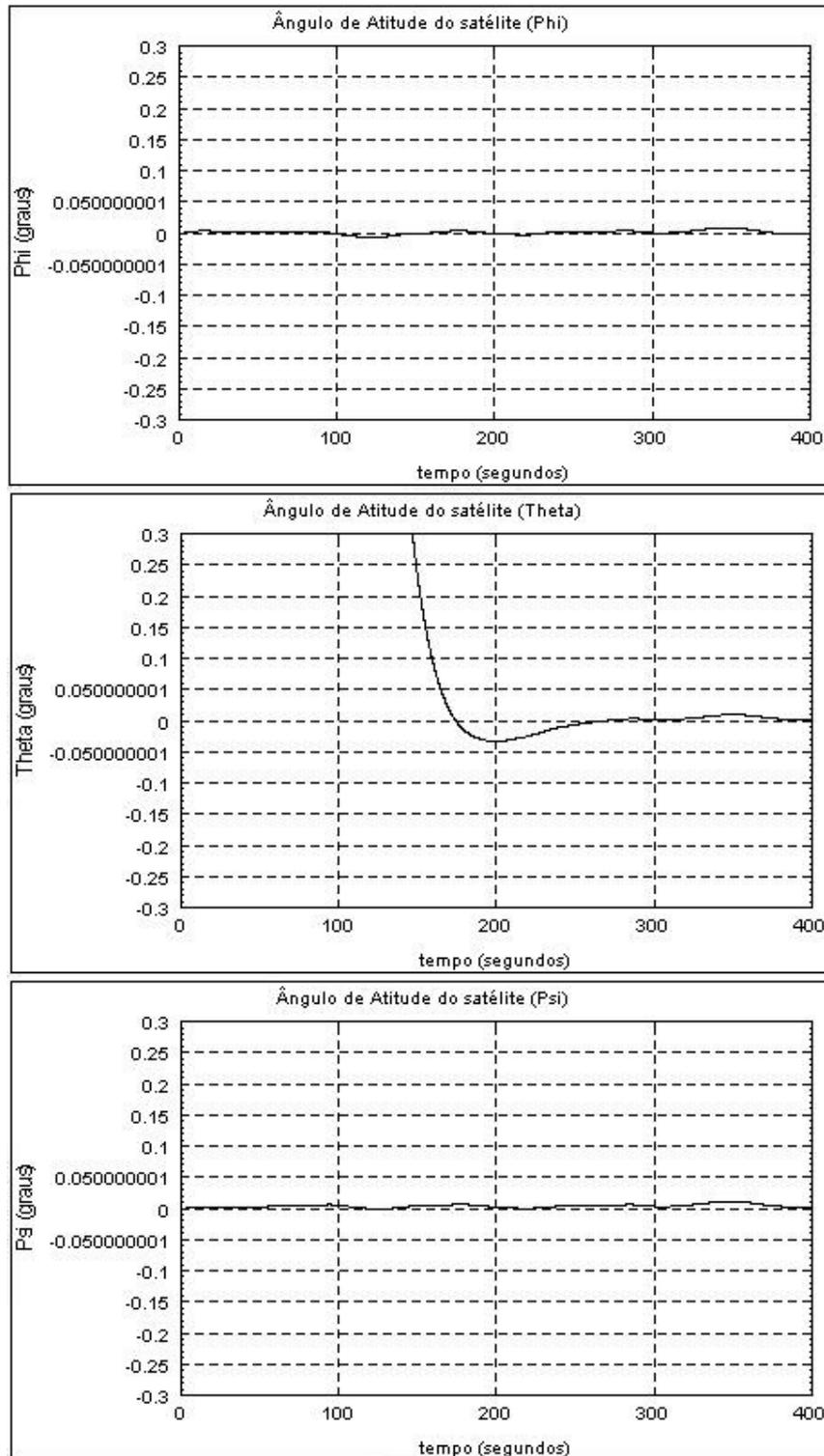


FIGURA 4.77 – SPC_2_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

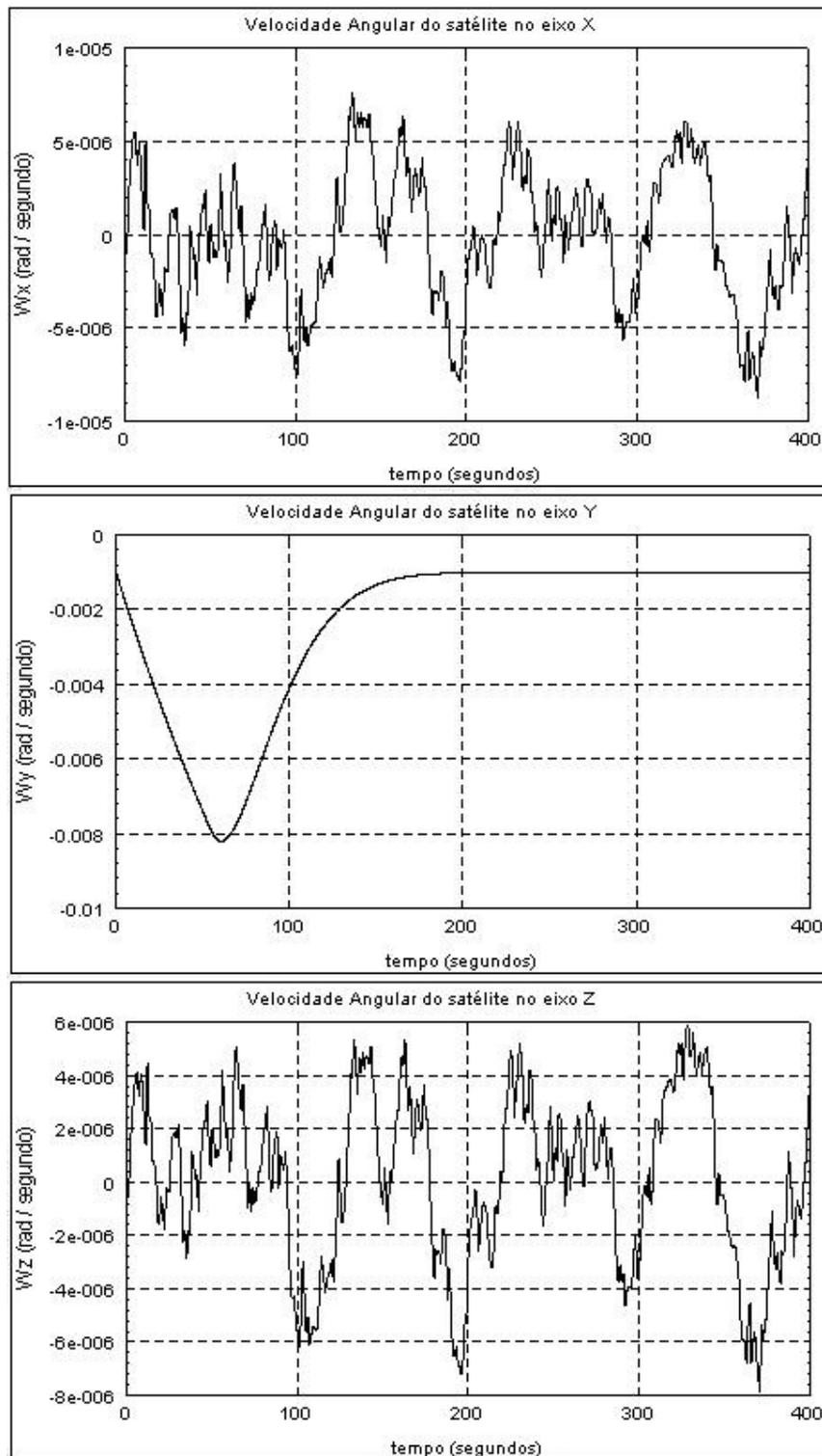


FIGURA 4.78 – SPC_2_LQR - W_x , W_y , W_z

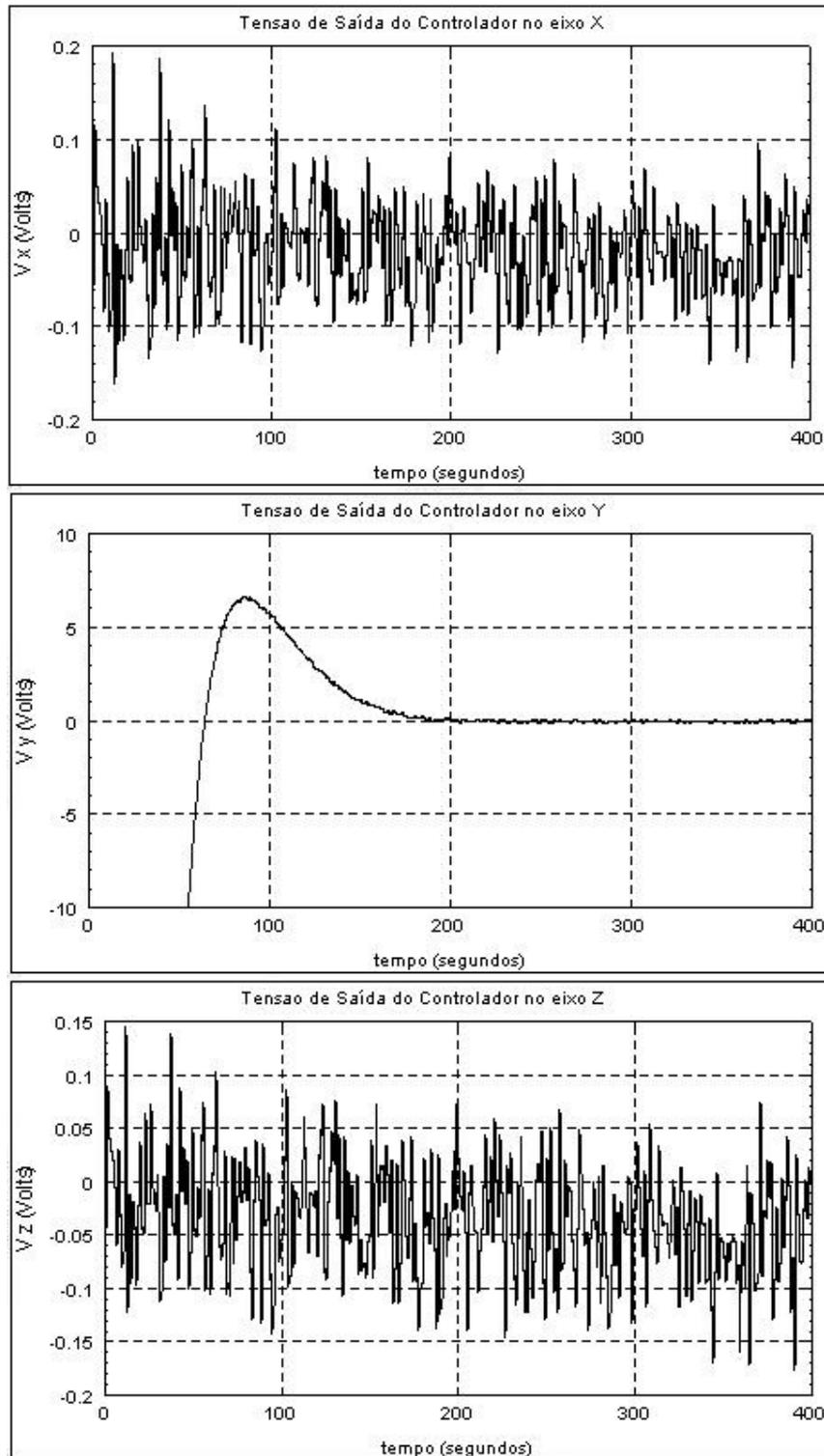


FIGURA 4.79 – SPC_2_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

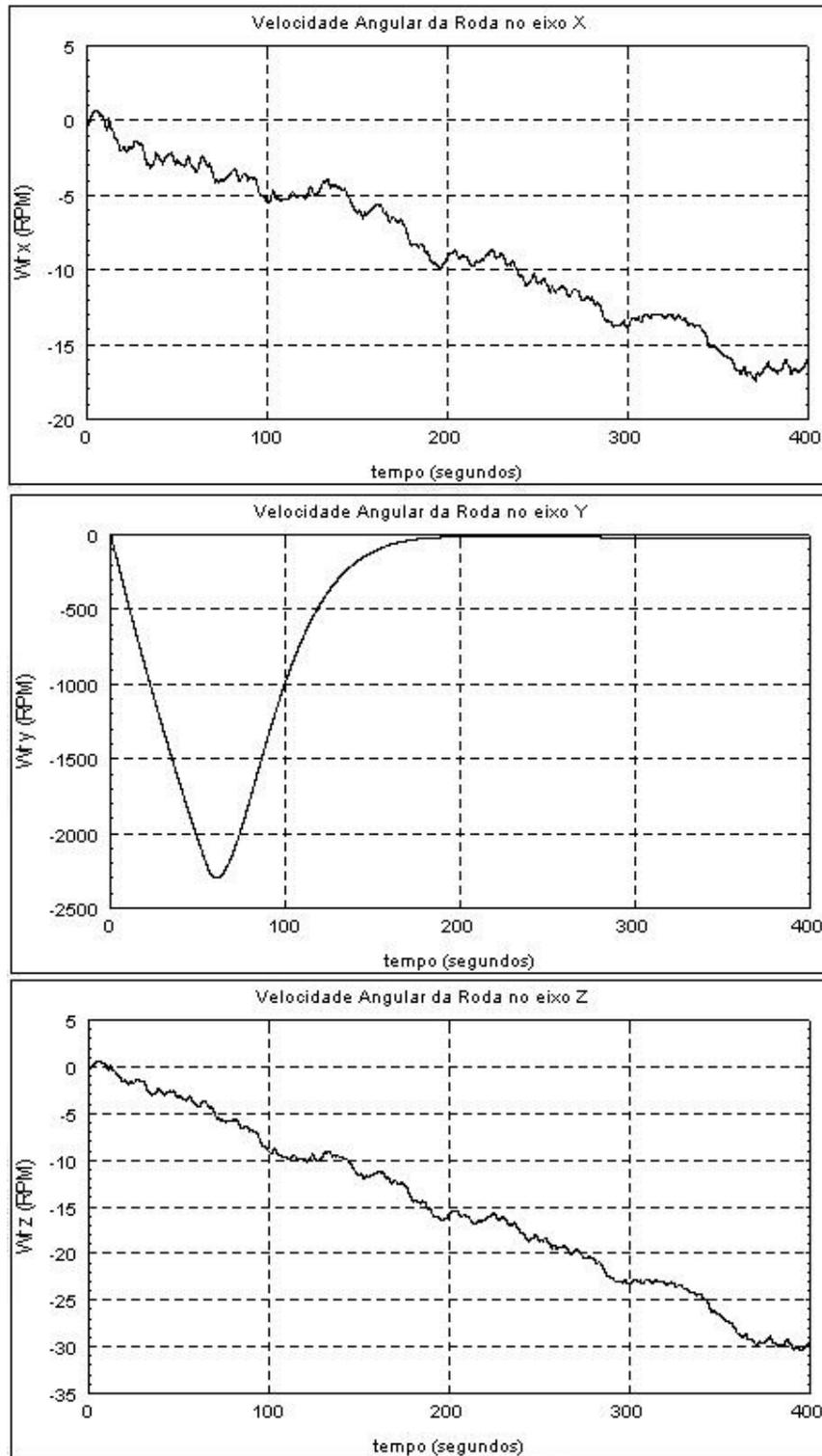


FIGURA 4.80 – SPC_2_LQR - Wrx, Wry, Wrz

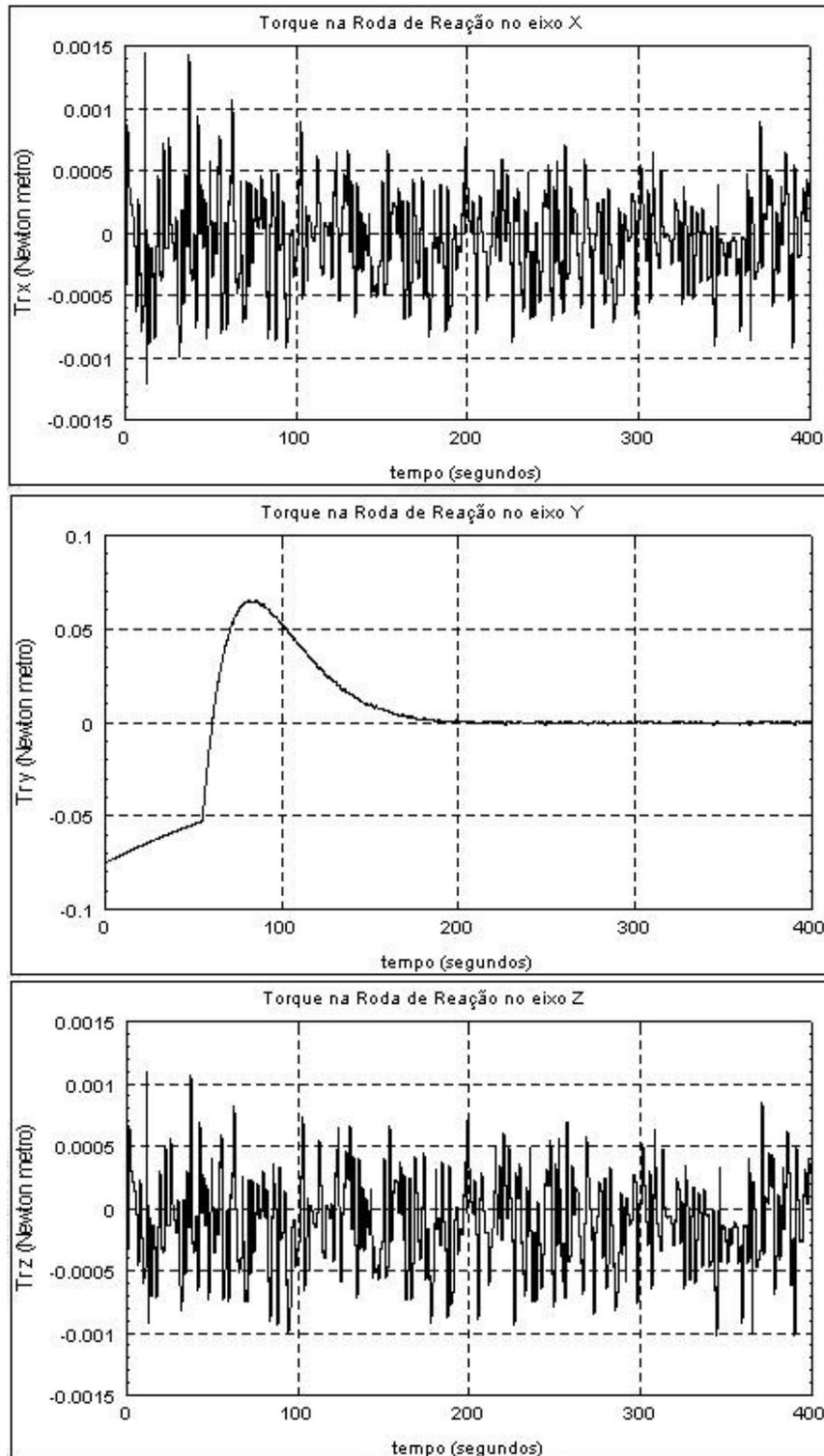


FIGURA 4.81 – SPC_2_LQR - Mrx, Mry, Mrz

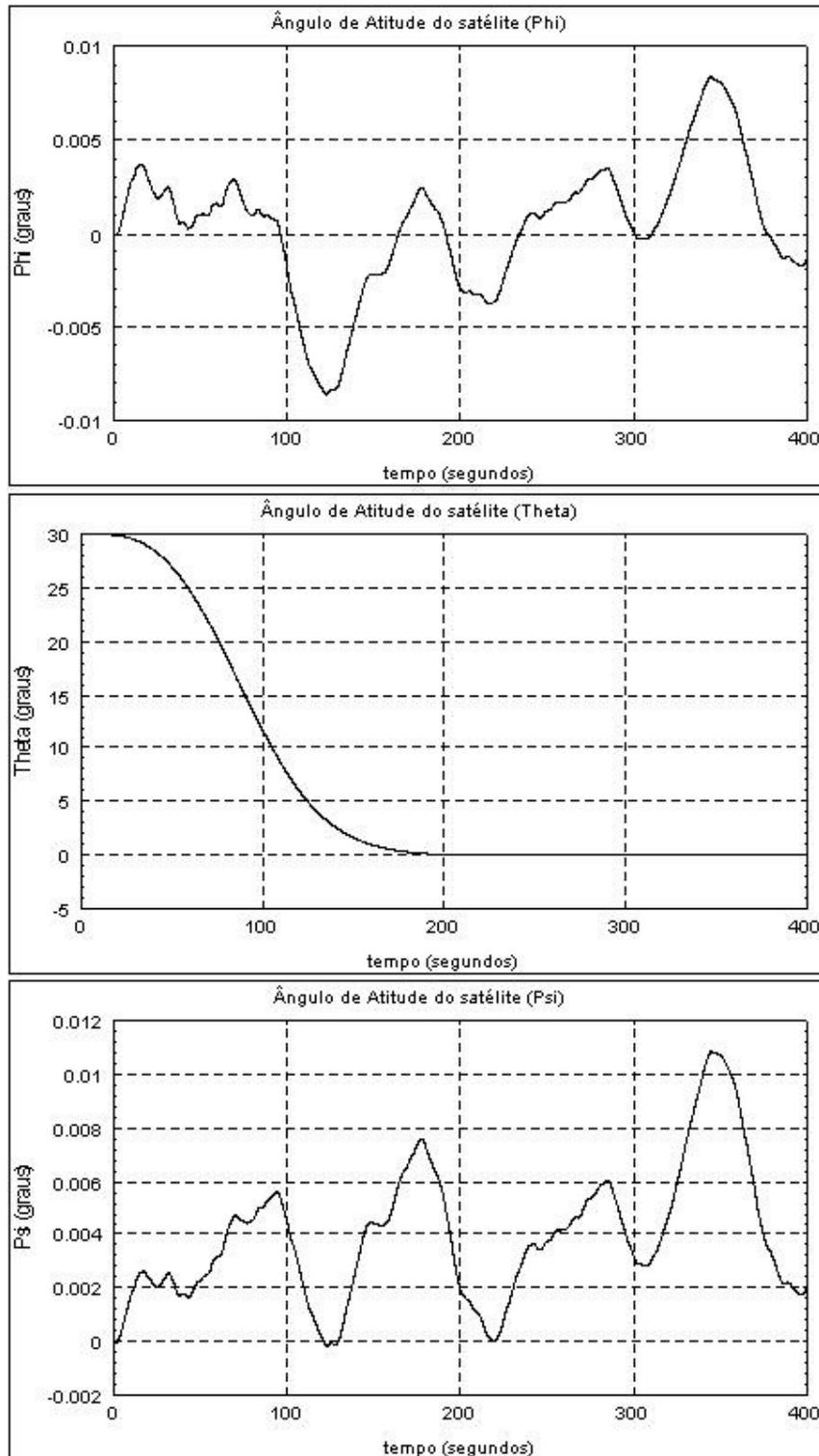


FIGURA 4.82 – SPC_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi

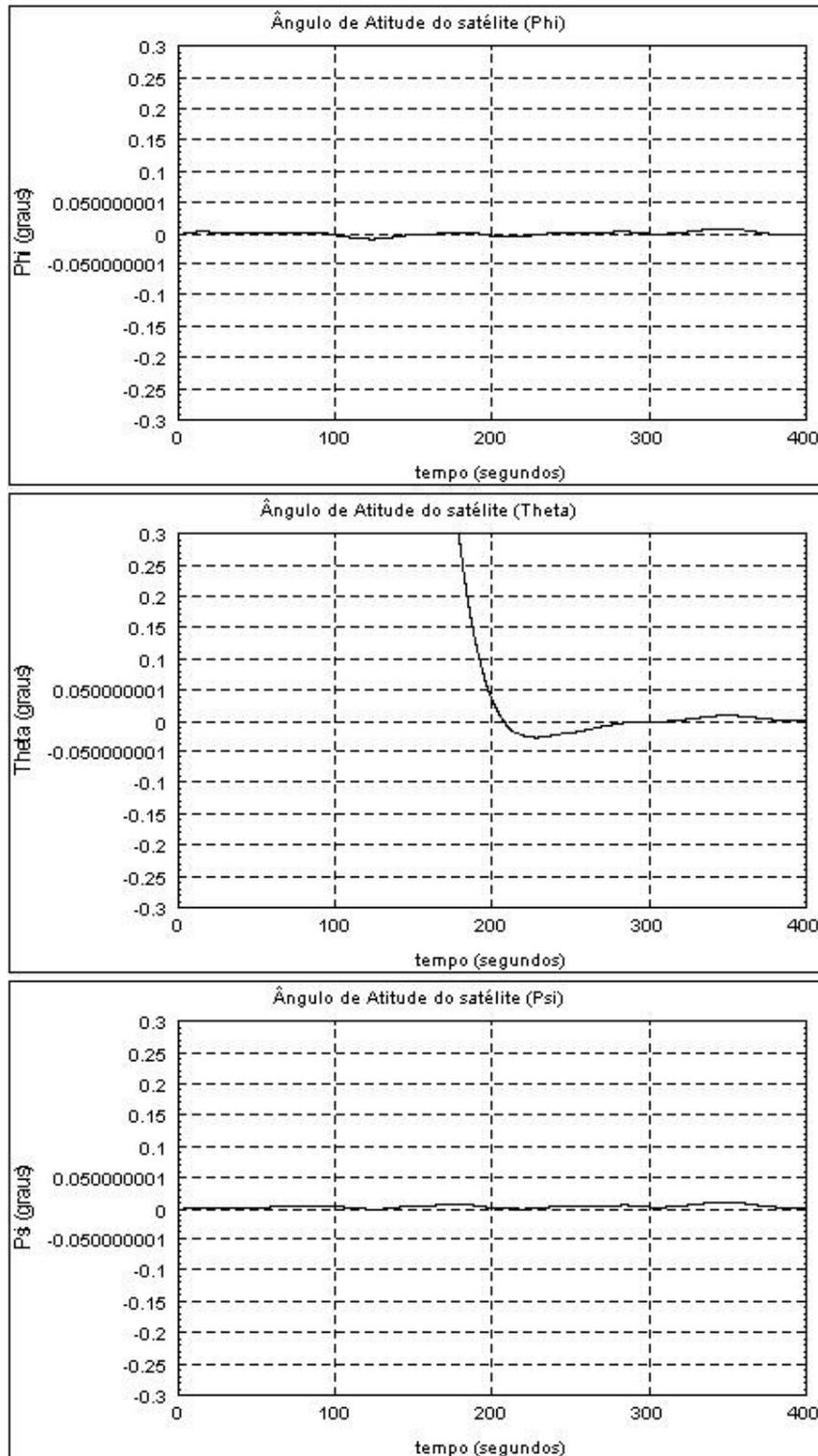


FIGURA 4.83 – SPC_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

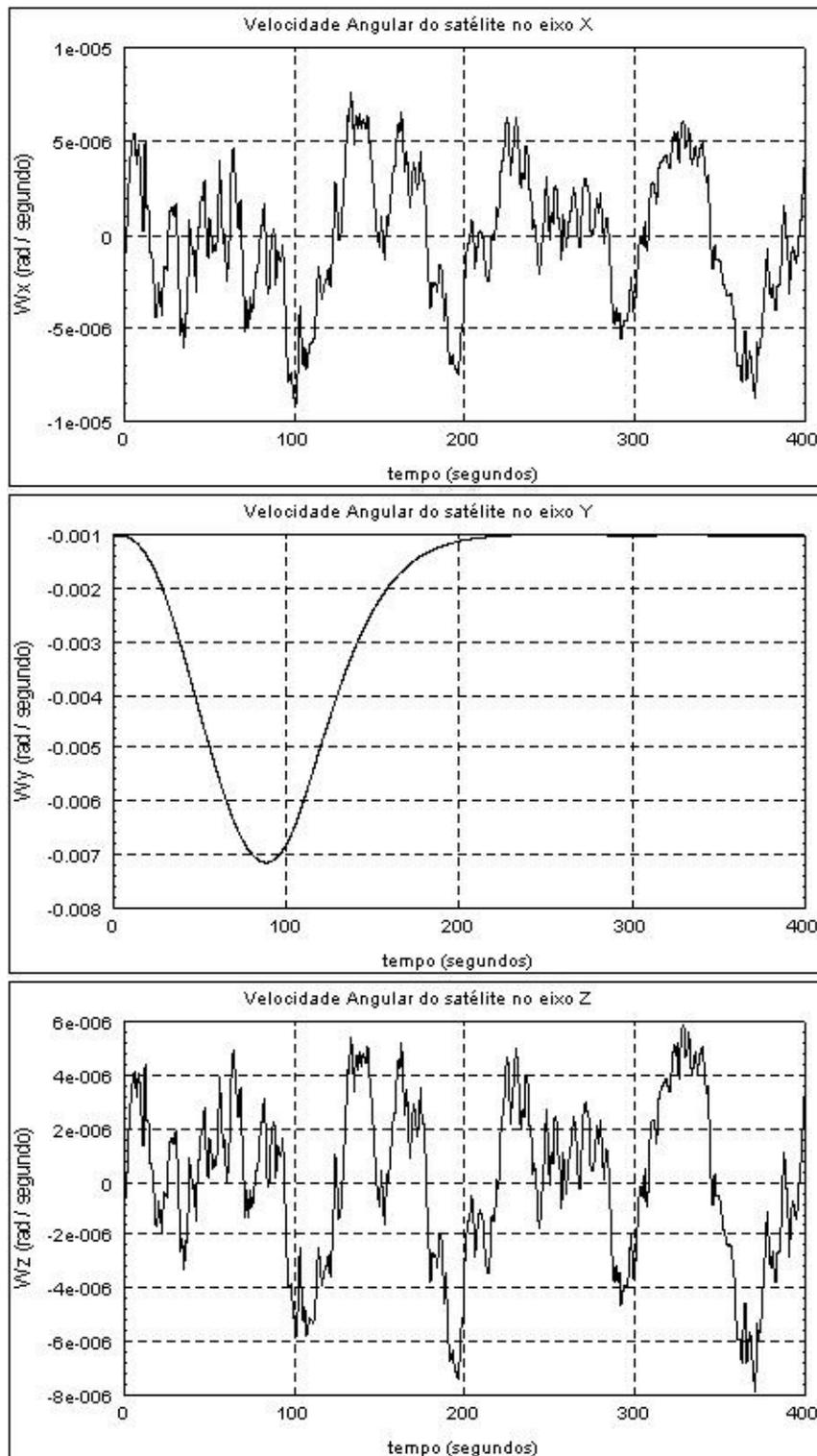


FIGURA 4.84 – SPC_2_Rastreador - W_x , W_y , W_z

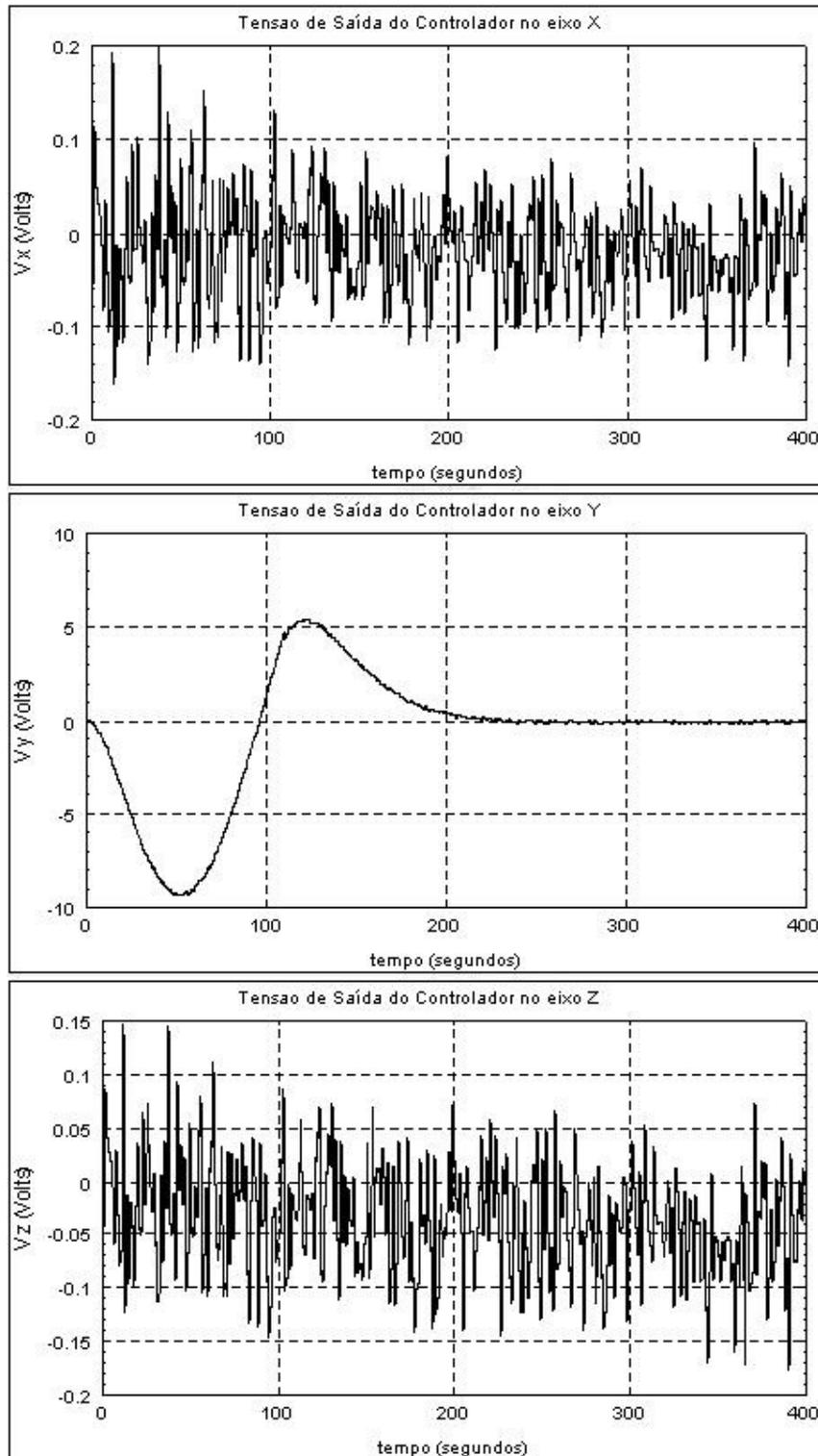


FIGURA 4.85 – SPC_2_Rastreador - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

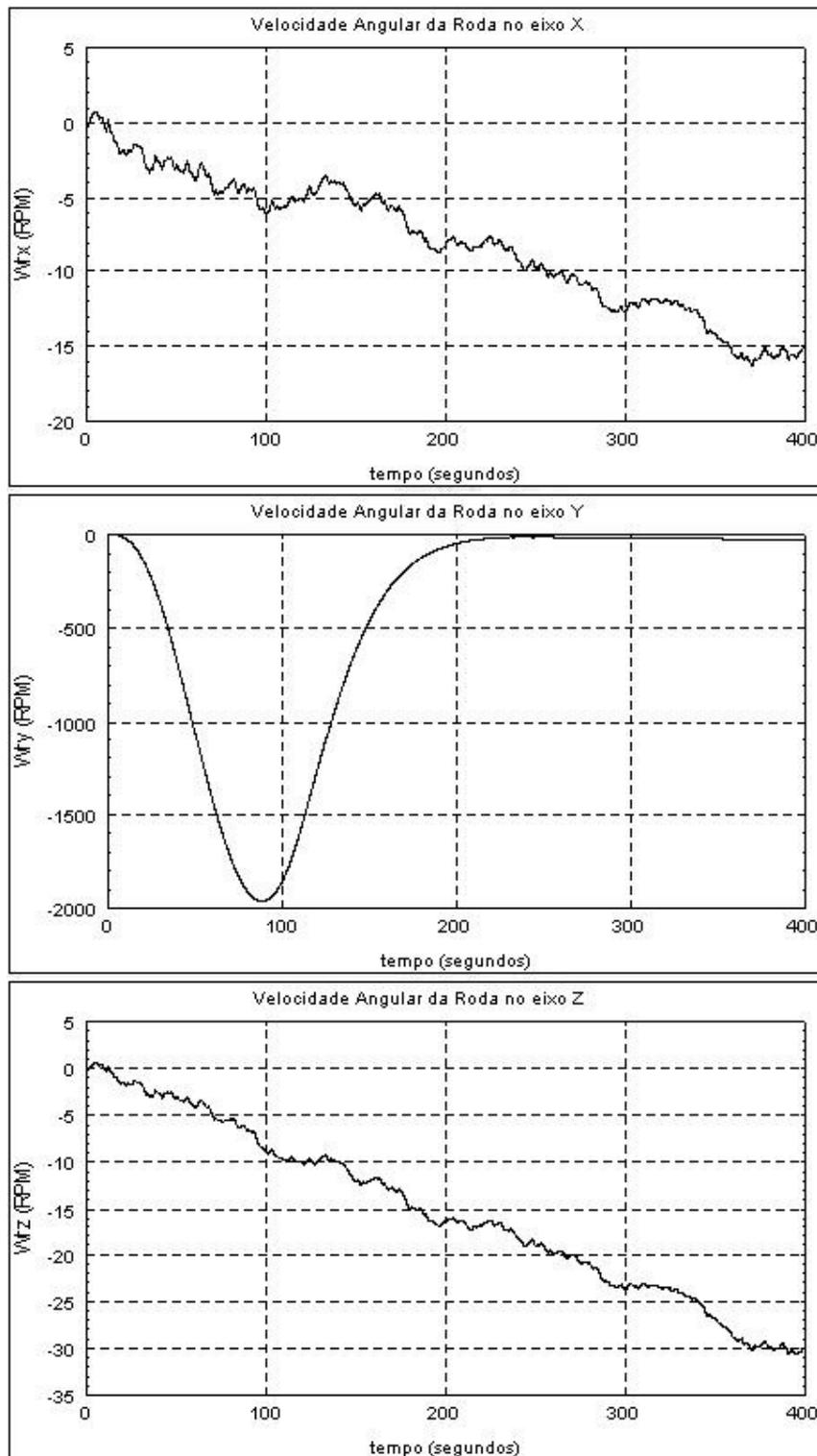


FIGURA 4.86 – SPC_2_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

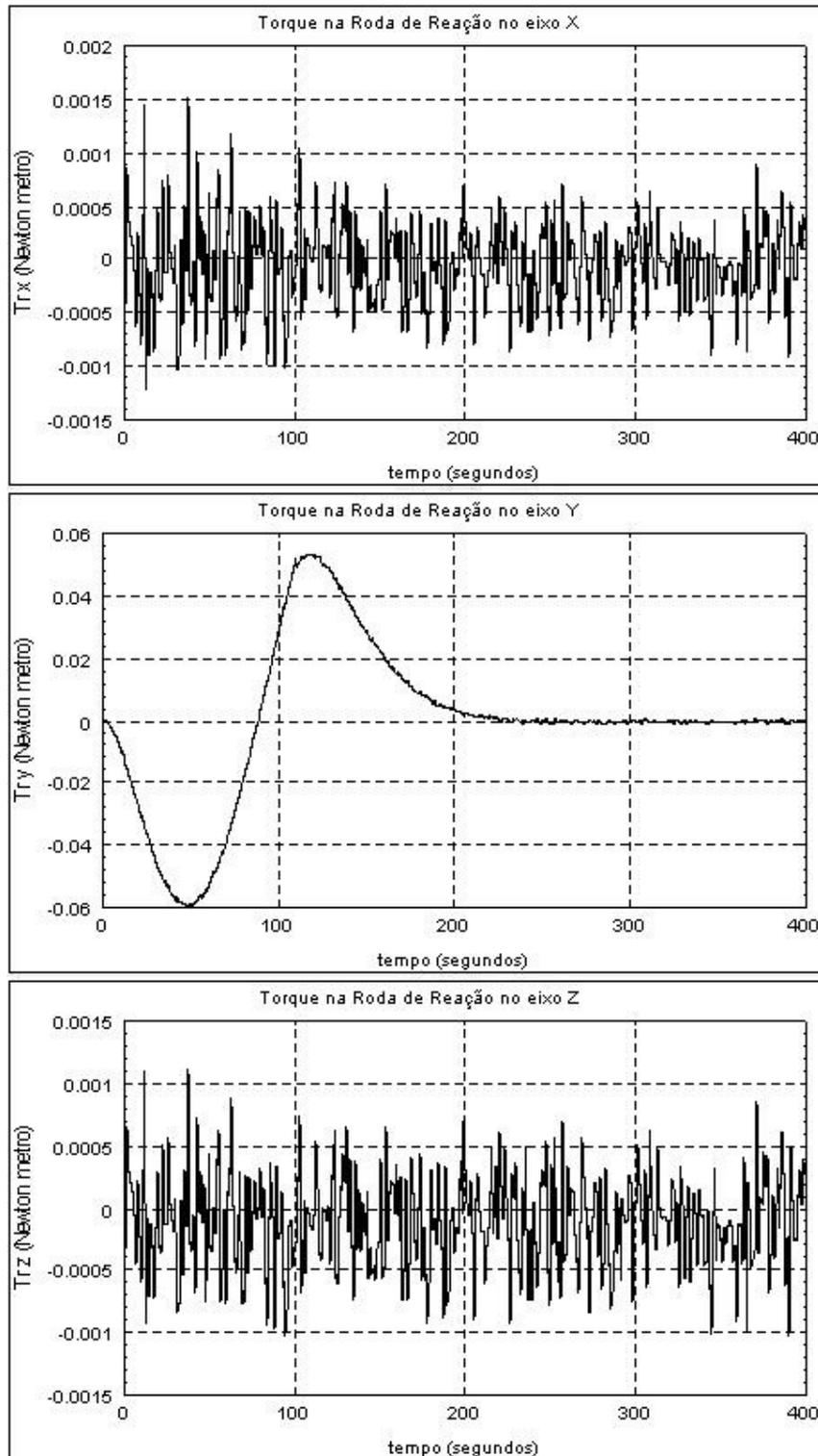


FIGURA 4.87 – SPC_2_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

4.2.2 Conjunto de Simulações II - Presença de falhas (uma roda falhada e atuação da roda “Skew”) em $t = [0]s$

As simulações realizadas nessa sessão irão considerar um roda falhada sendo substituída pela quarta roda posicionada simetricamente àquelas três alinhadas com os eixos principais de inércia do satélite. Desta forma o momento angular e o torque da roda “skew” acrescentam as seguintes parcelas ao momento angular e torque dos demais eixos respectivamente:

$$h_{R_s} = \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \cdot I_R \quad (4.2.2.a)$$

$$\dot{h}_{R_s} = \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} \cdot I_R \quad (4.2.2.b)$$

Portanto:

$$h_{R_x_t} = \omega_{R_x} \cdot I_R + \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \cdot I_R = I_R \left(\omega_{R_x} + \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \right)$$

$$h_{R_y_t} = \omega_{R_y} \cdot I_R + \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \cdot I_R = I_R \left(\omega_{R_y} + \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \right) \quad (4.2.2.c)$$

$$h_{R_z_t} = \omega_{R_z} \cdot I_R + \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \cdot I_R = I_R \left(\omega_{R_z} + \frac{1}{\sqrt{3}} \omega_{R_s} \right)$$

e

$$\dot{h}_{R_x_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{R_x} + I_R \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} = I_R \left(\dot{\omega}_{R_x} + \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} \right)$$

$$\dot{h}_{R_y_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{R_y} + I_R \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} = I_R \left(\dot{\omega}_{R_y} + \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} \right) \quad (4.2.2.d)$$

$$\dot{h}_{R_z_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{R_z} + I_R \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} = I_R \left(\dot{\omega}_{R_z} + \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{R_s} \right)$$

Isso de certa forma afeta a estrutura das matrizes A e B e, como consequência, a resposta das plantas controlada através do LQR, Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo e do controlador MIMO por alocação de pólos (PP).

Além disso, aplicar $V_{R_{x_s}}$, $V_{R_{y_s}}$ ou V_{R_s} (dependendo da roda considerada falhada) à roda no eixo “skew” vai produzir um torque 42% menor daquele que seria aplicado diretamente ao eixo a ser controlado na ausência de falhas, além de induzir uma perturbação de mesma magnitude nos demais eixos. Esse fato deve gerar uma resposta mais lenta dos controladores PD e PID.

As seguintes condições serão simuladas:

TABELA 4.8 – Condições de simulação – presença de falhas $t = 0[s]$

		Condições Iniciais			Controlador	Figuras
	Condição	$\phi(t_0)$	$\theta(t_0)$	$\psi(t_0)$		
Roda Modificada (4.2.2.1)	BCK_1	0° (ON)	30° (OFF)	0° (ON)	PD	4.102 até 4.107
					PID	4.108 até 4.113
					LQR	4.114 até 4.119
					Alocação de Pólos	4.120 até 4.125
					Rastreador	4.126 até 4.131
	BCK_2	30° (OFF)	0° (ON)	0° (ON)	PD	4.133 até 4.138
					PID	4.139 até 4.144
					LQR	4.145 até 4.150
					Alocação de Pólos	4.151 até 4.156
					Rastreador	4.157 até 4.162
Roda Equivalente (4.2.2.2)	BCK_1	0° (ON)	30° (OFF)	0° (ON)	LQR	4.163 até 4.168
					Rastreador	4.169 até 4.174
	BCK_2	30° (OFF)	0° (ON)	0° (ON)	LQR	4.175 até 4.180
					Rastreador	4.181 até 4.186

4.2.2.1 Roda Modificada

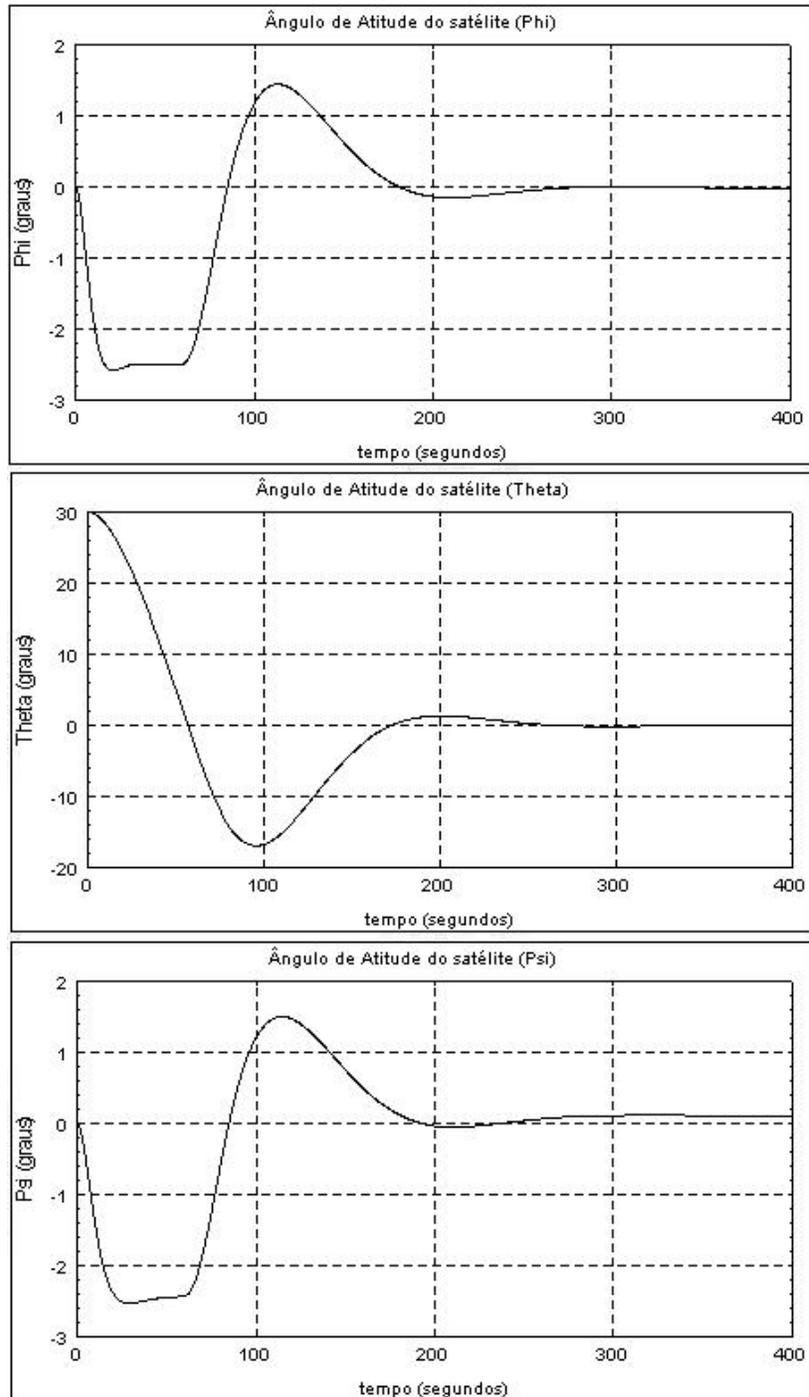


FIGURA 4.88 – BCK_1-1_PD - Phi, Theta, Psi

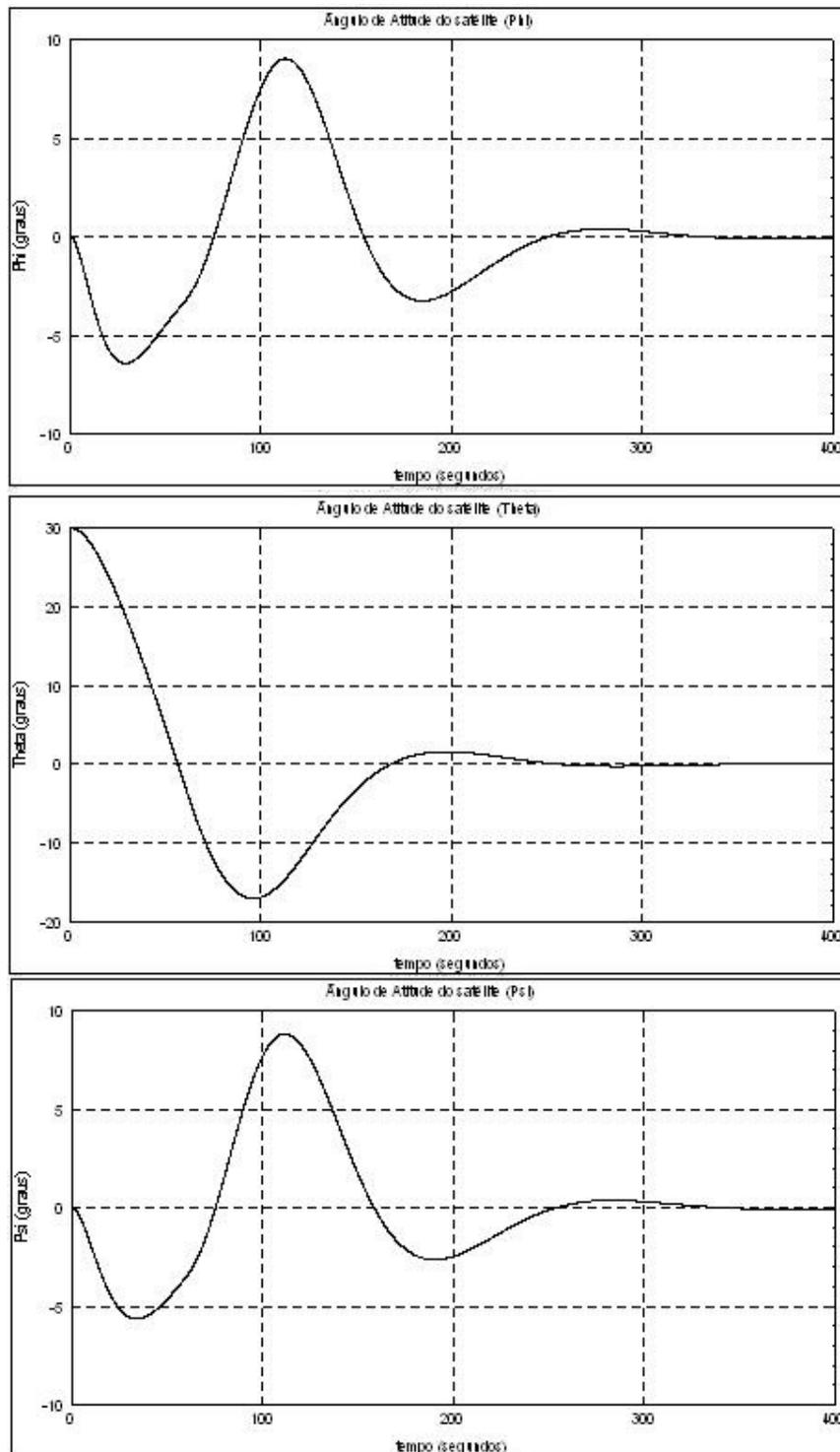


FIGURA 4.89 – BCK_1-1_PID - Phi, Theta, Psi

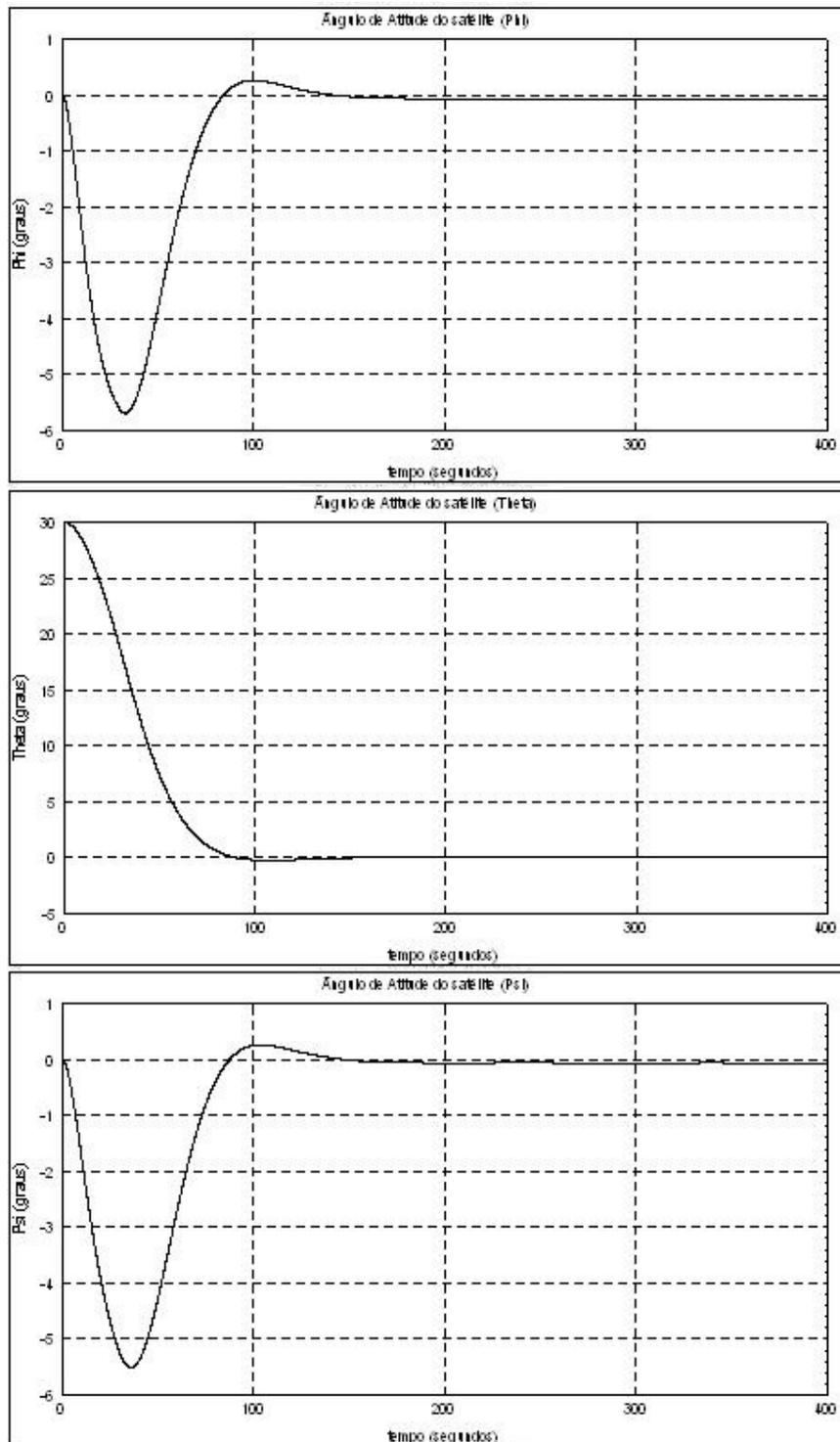


FIGURA 4.90 – BCK_1-1_LQR - Phi, Theta, Psi

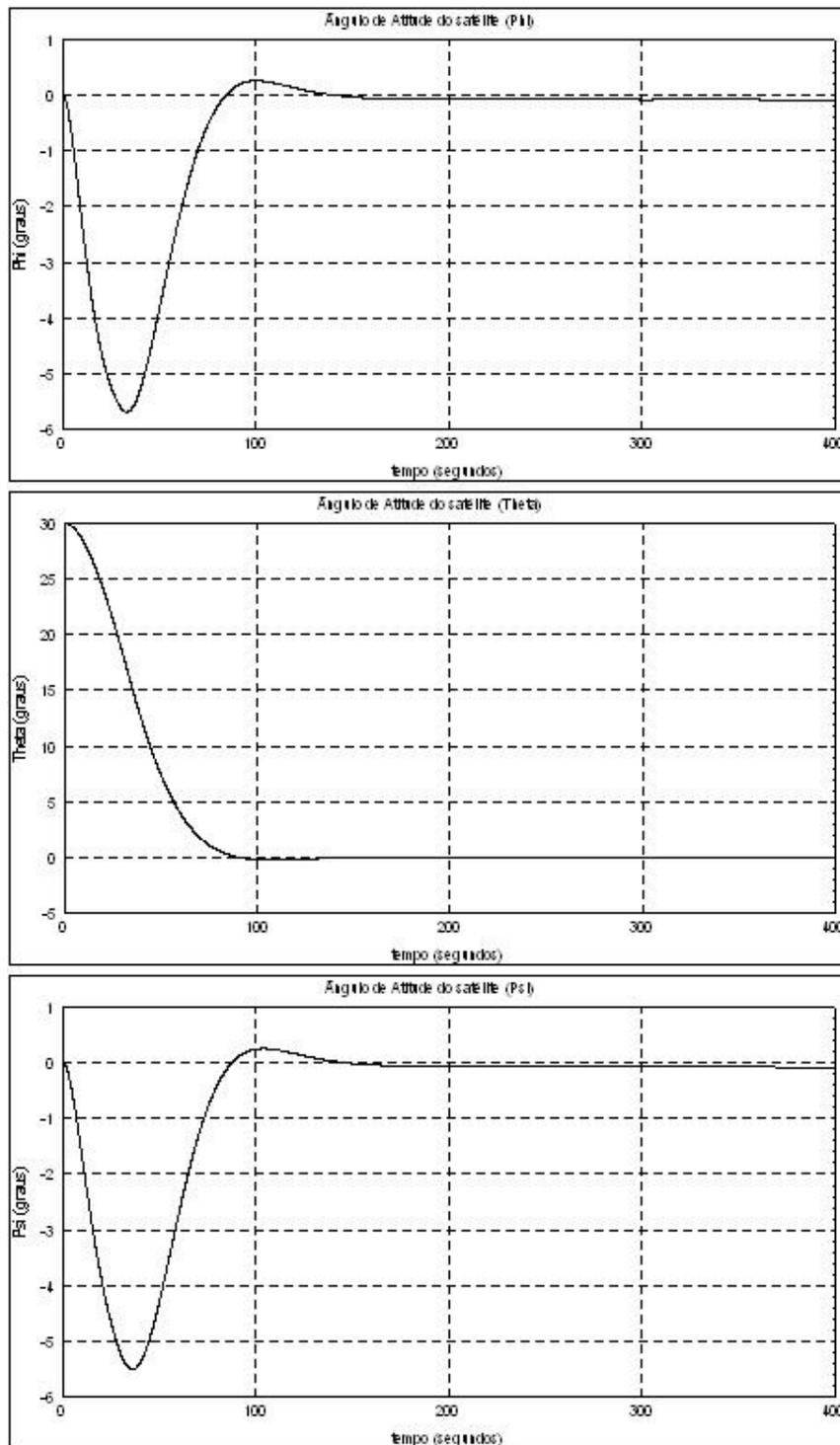


FIGURA 4.91 – BCK_1-1_PP - Phi, Theta, Psi

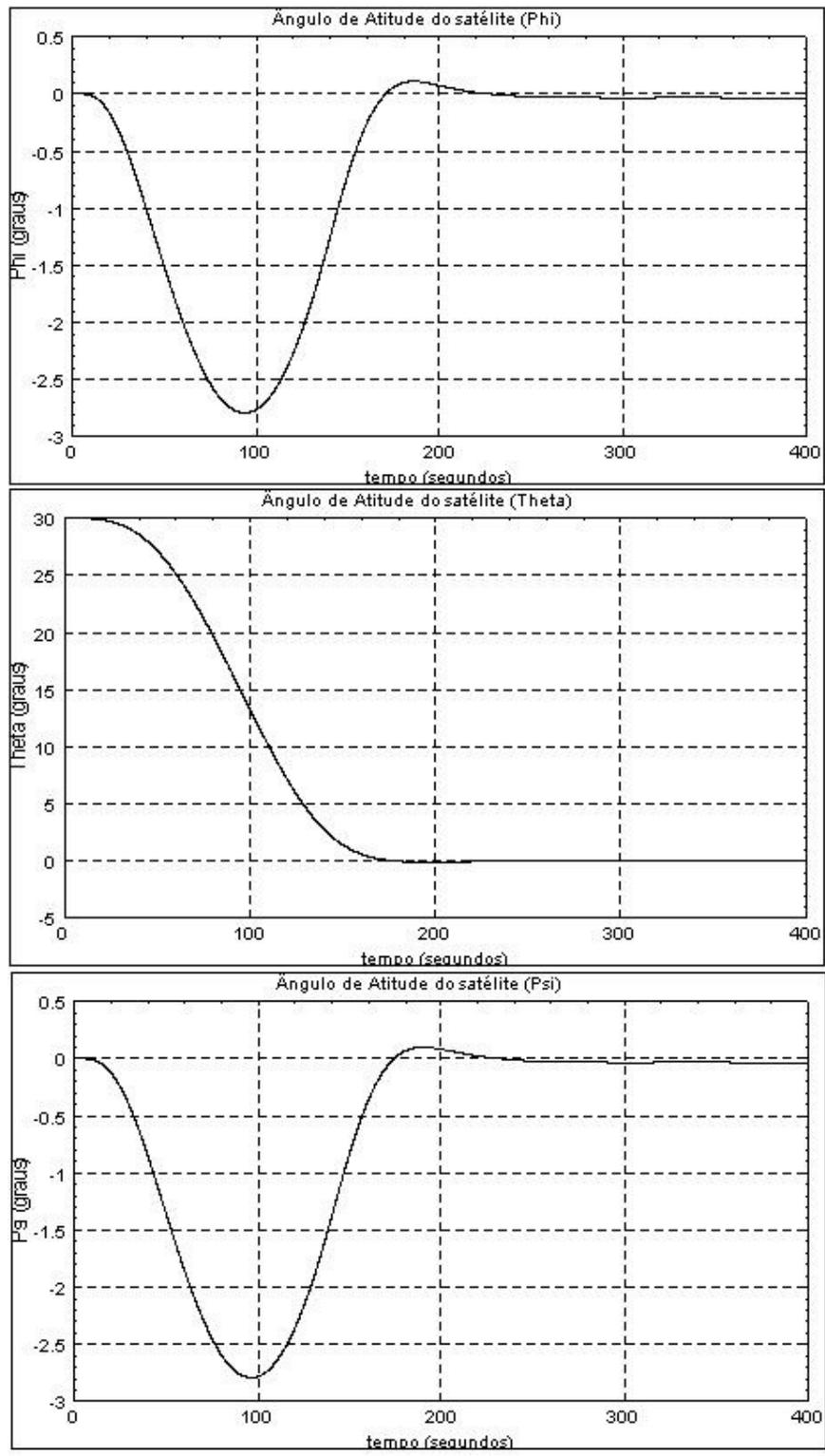


FIGURA 4.92 – BCK_1-1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

Como previsto, a introdução da quarta roda e o aumento do acoplamento afeta consideravelmente a resposta do sistema.

Além dos efeitos em regime transitório (maior tempo de resposta e maior sobre-elevação) mostrados acima, há consequência também no regime estacionário.

A modificação da estrutura das matrizes A e B é tão significativa que desestabilizou o sistema quando controlado pelo LQR, R-LQR e controlador MIMO PP, como mostrado abaixo:

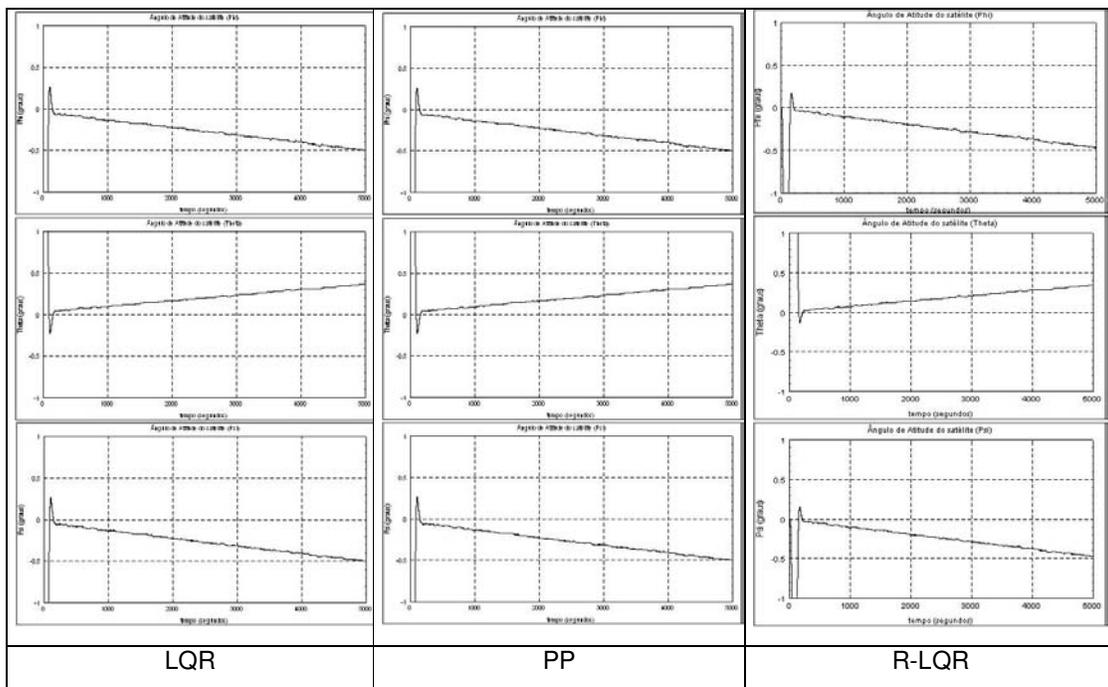


FIGURA 4.93 – BCK_1-1 - Regime Estacionário

A solução para esse problema pode ser atingida de duas maneiras:

- Cálculo de 3 matrizes K (uma para cada configuração de falha do satélite: roda “x” (“roll”) falhada, roda “y” (“pitch”)falhada e roda “z” (“yaw”) falhada) à partir das novas matrizes A e B .

- Modificação da lógica de comutação no controlador para manter a estrutura original das matrizes A e B .

A escolha foi de prosseguir com a segunda opção.

A lógica de comutação será modificada em duas etapas. A primeira corrige a instabilidade do eixo falhado e a segunda a instabilidade dos demais eixos. O exemplo ilustrado abaixo considera a roda no eixo “y” (“pitch”) falhada, no entanto é aplicável aos demais eixos.

A tensão de saída do controlador aplicaria à roda em “y” (“pitch”) o seguinte torque:

$$\dot{h}_{Ry_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Ry} \quad (4.2.2.e)$$

A mesma tensão aplicada à roda “skew” vai produzir no eixo “y” (“pitch”) o seguinte torque:

$$\dot{h}_{Ry_t} = I_R \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\omega}_{Rs} \quad (4.2.2.f)$$

Primeiramente, um ganho $\sqrt{3}$ aplicado à tensão V_{Ry_s} na saída do controlador irá produzir uma velocidade angular $\sqrt{3} \cdot \omega_{Rs}$ na roda “skew”, e conseqüentemente um torque $\sqrt{3}$ vezes maior, restaurando o torque original e a estrutura das matrizes A e B para roda falhada :

$$\dot{h}_{Ry_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Ry} = \dot{h}_{Ry} \quad (4.2.2.g)$$

E ainda:

$$\dot{h}_{Rx_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rx} + I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs} = I_R (\dot{\omega}_{Rx} + \dot{\omega}_{Rs}) \quad (4.2.2.h)$$

$$\dot{h}_{Rz_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rz} + I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs} = I_R (\dot{\omega}_{Rz} + \dot{\omega}_{Rs}) \quad (4.2.2.i)$$

Essa mesma ação deve produzir também uma resposta mais rápida dos controladores PD e PID, bem como aumento dos efeitos dos torques induzidos nos eixos “x” (“roll”) e “z” (“yaw”).

Abaixo a lógica de comutação da tensão incorporando a primeira etapa da modificação:

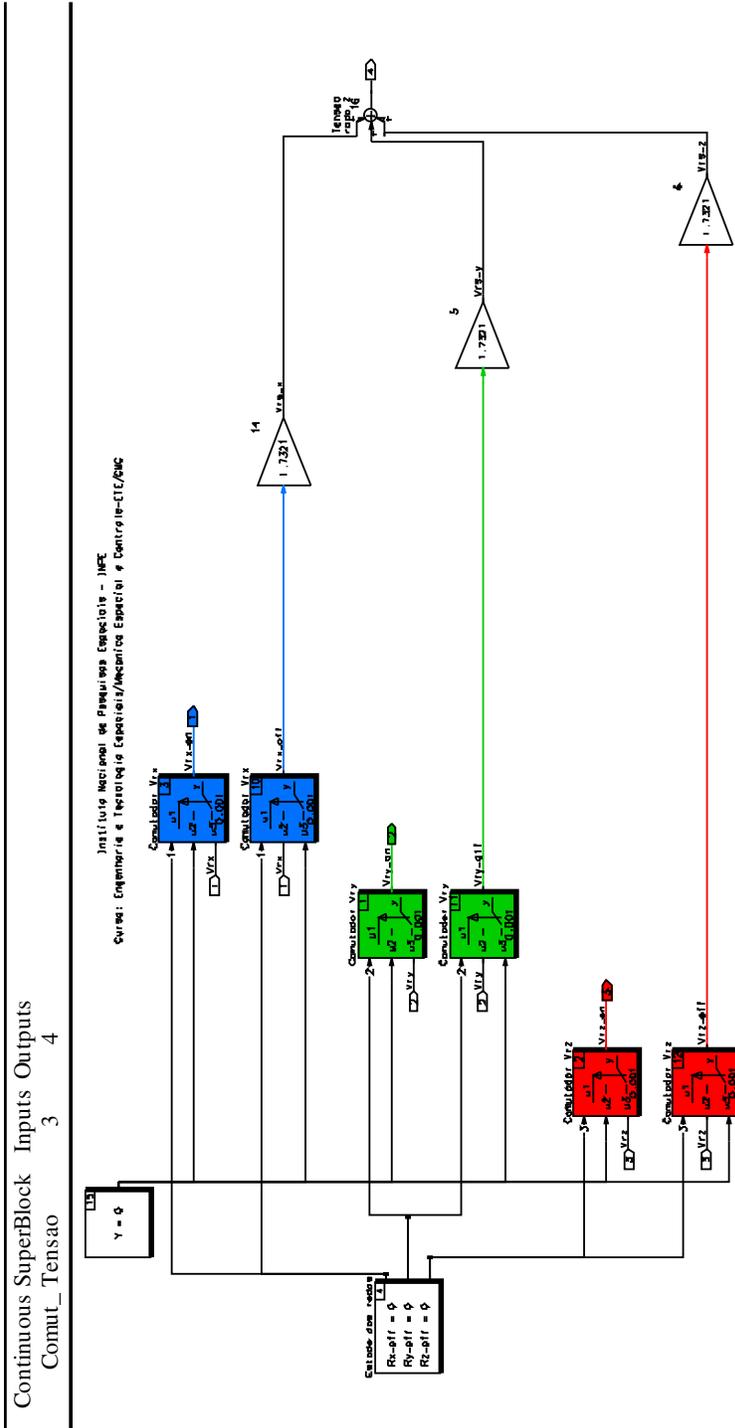


FIGURA 4.94 – Logica de Comutação de Tensão (Etapa 1)

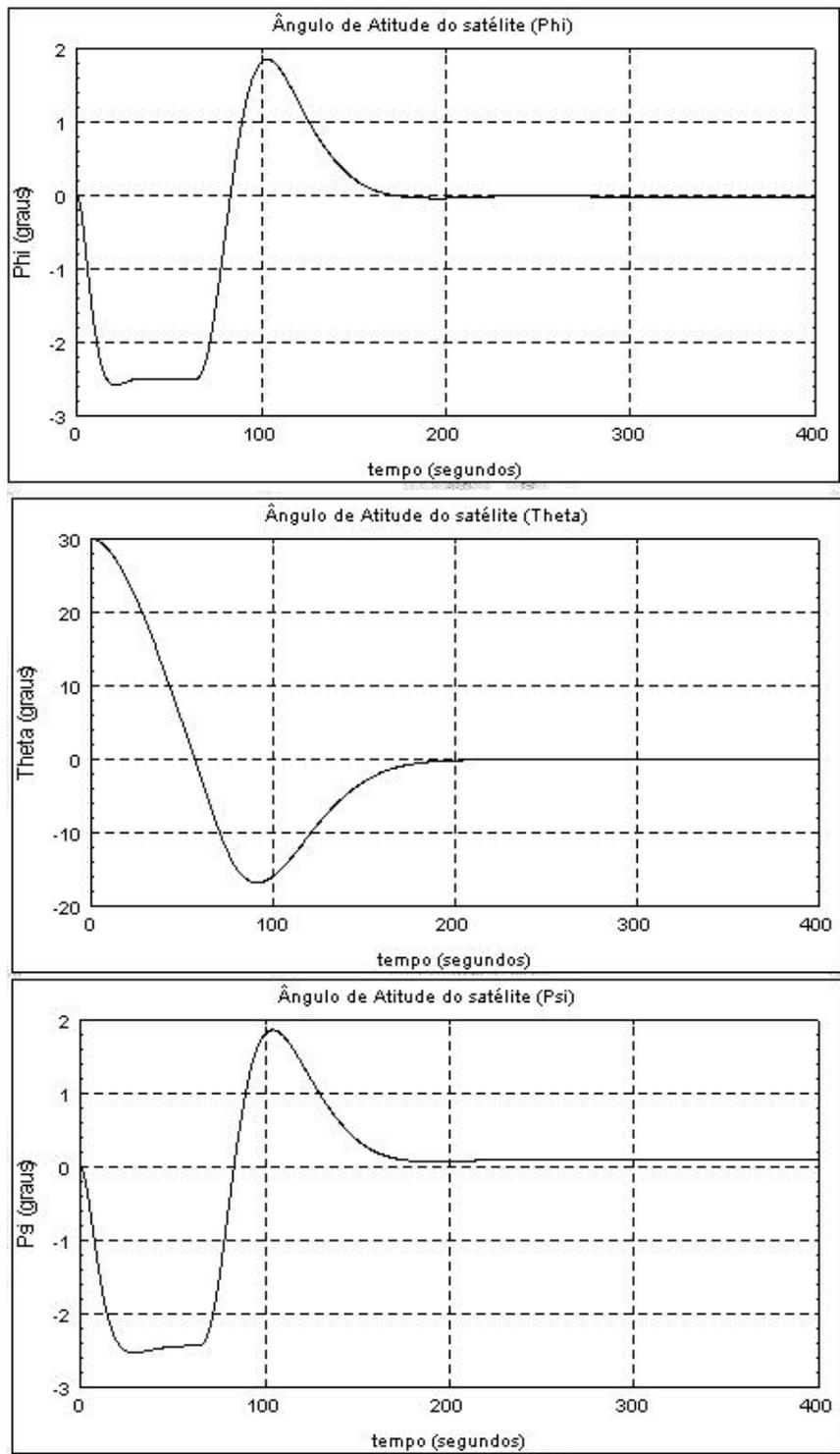


FIGURA 4.95 – BCK_1-2_PD - Phi, Theta, Psi

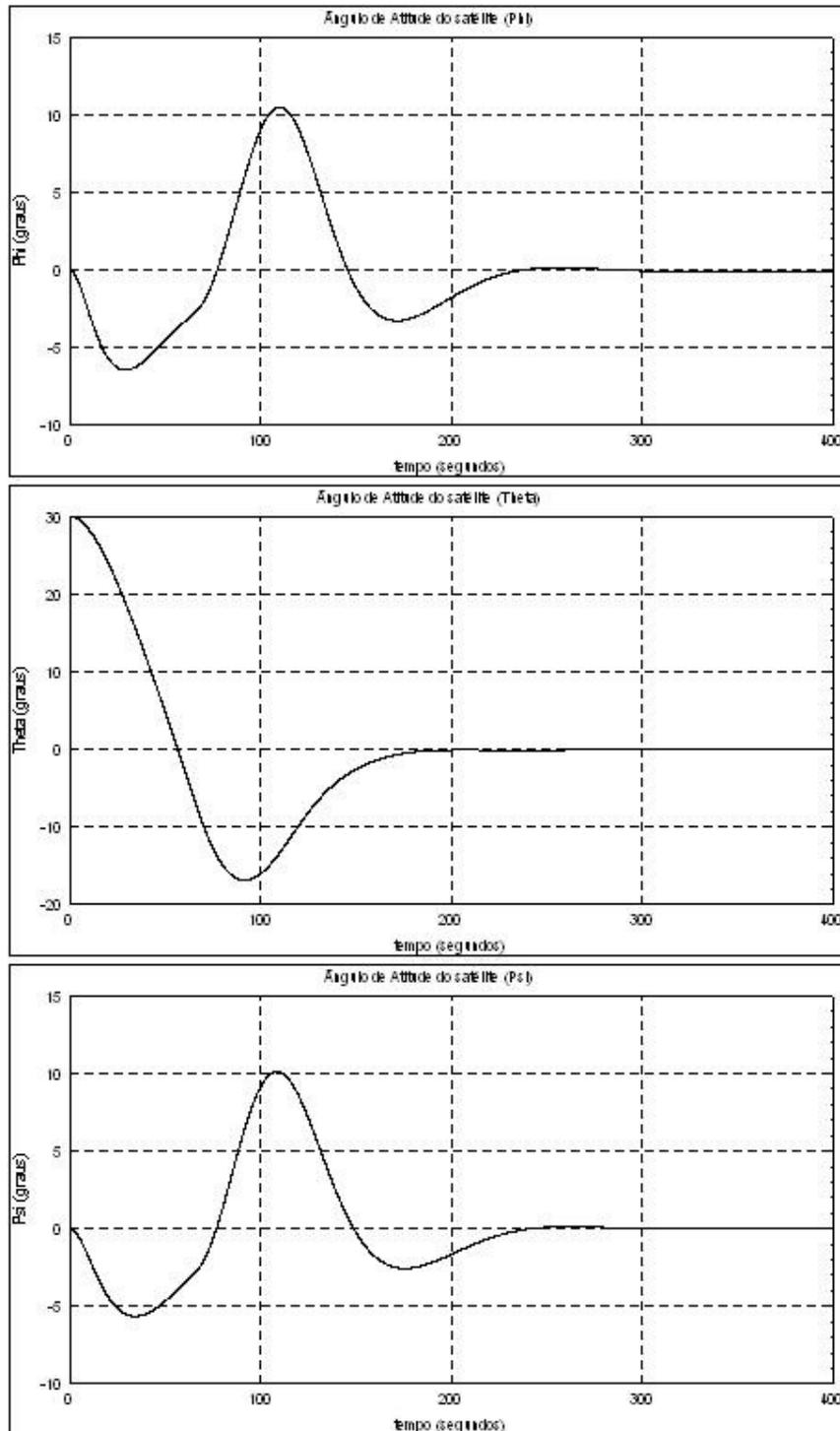


FIGURA 4.96 – BCK_1-2_PID - Phi, Theta, Psi

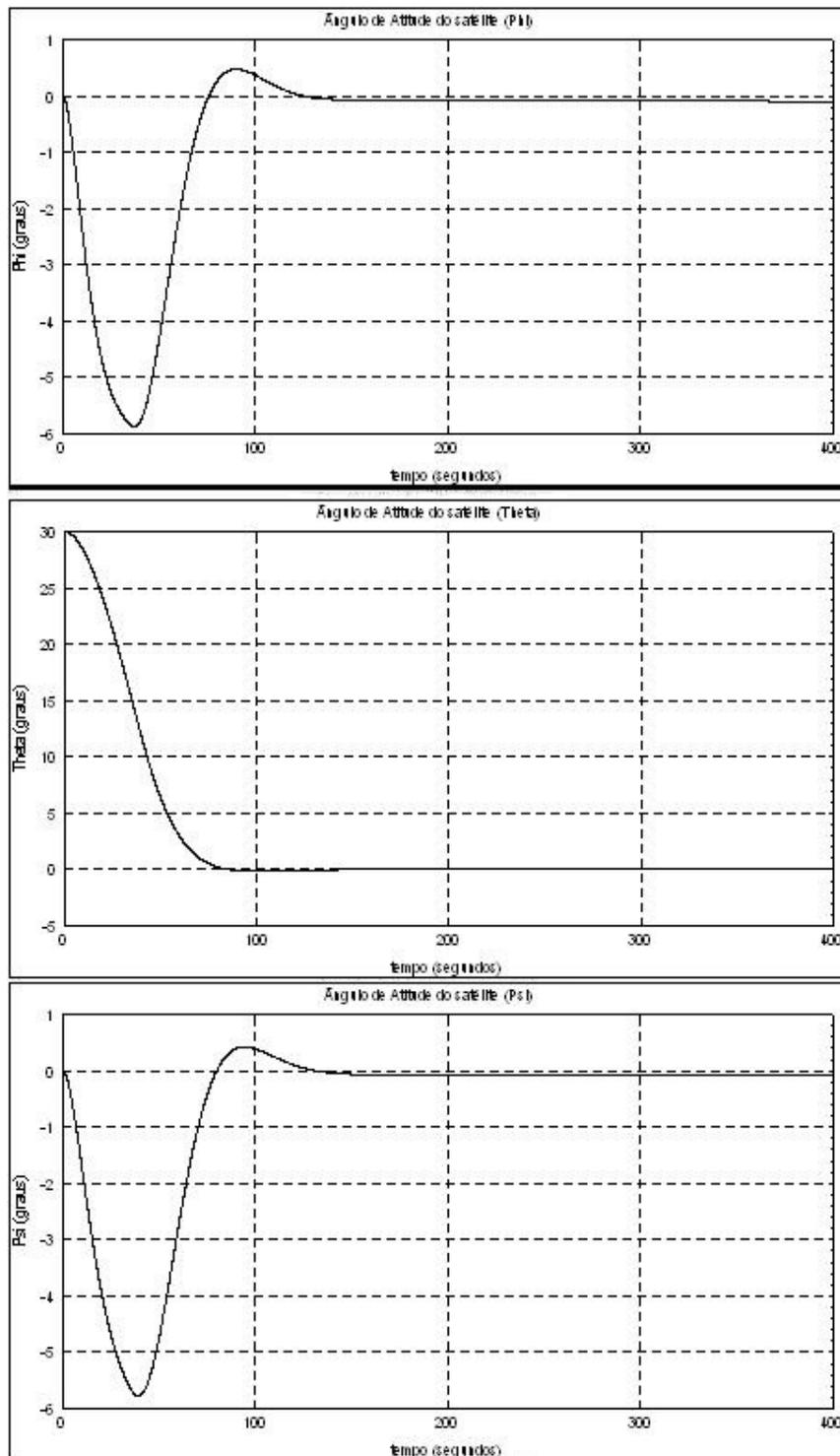


FIGURA 4.97 – BCK_1-2_LQR - Phi, Theta, Psi

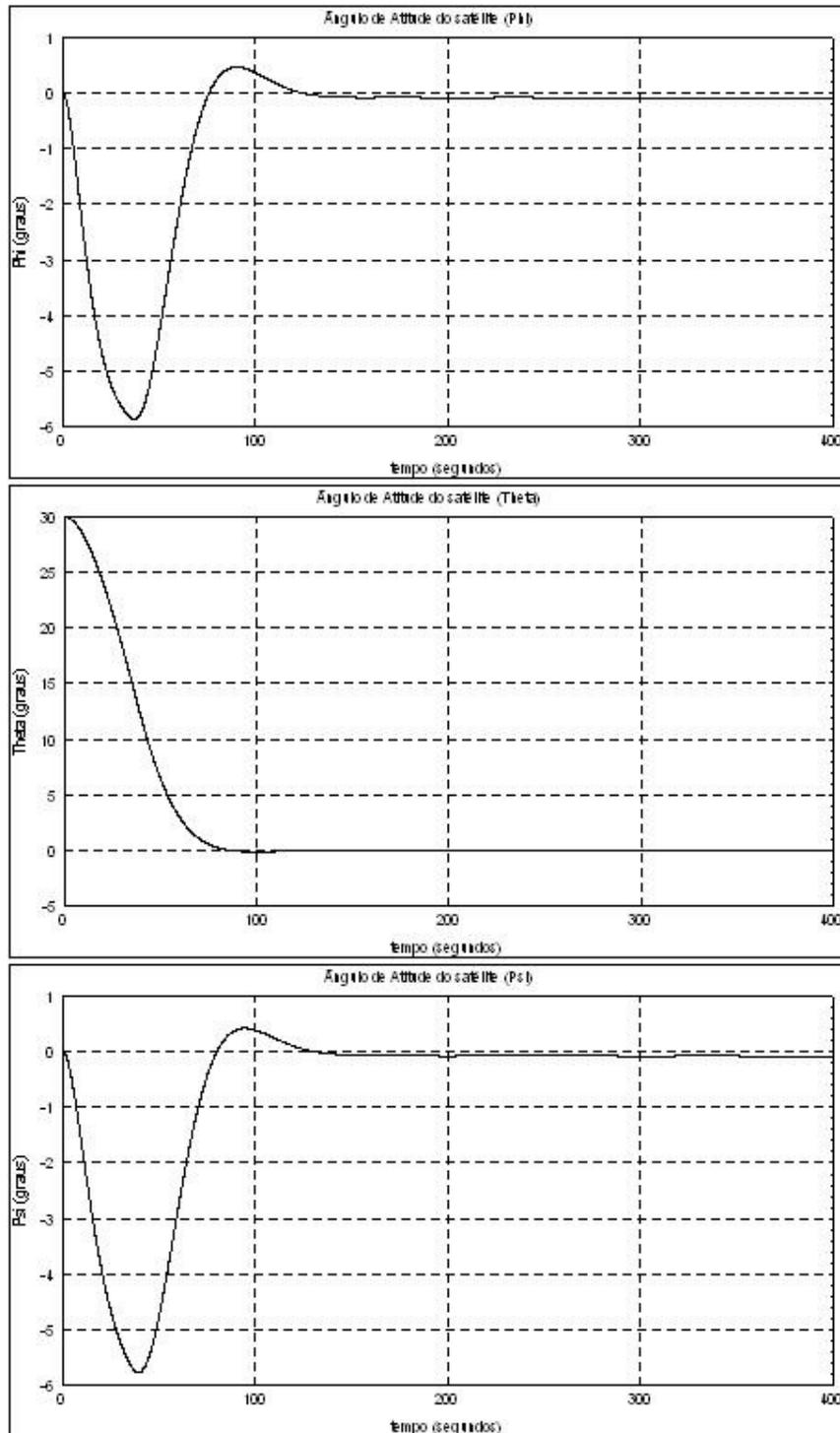


FIGURA 4.98 – BCK_1-2_PP - Phi, Theta, Psi

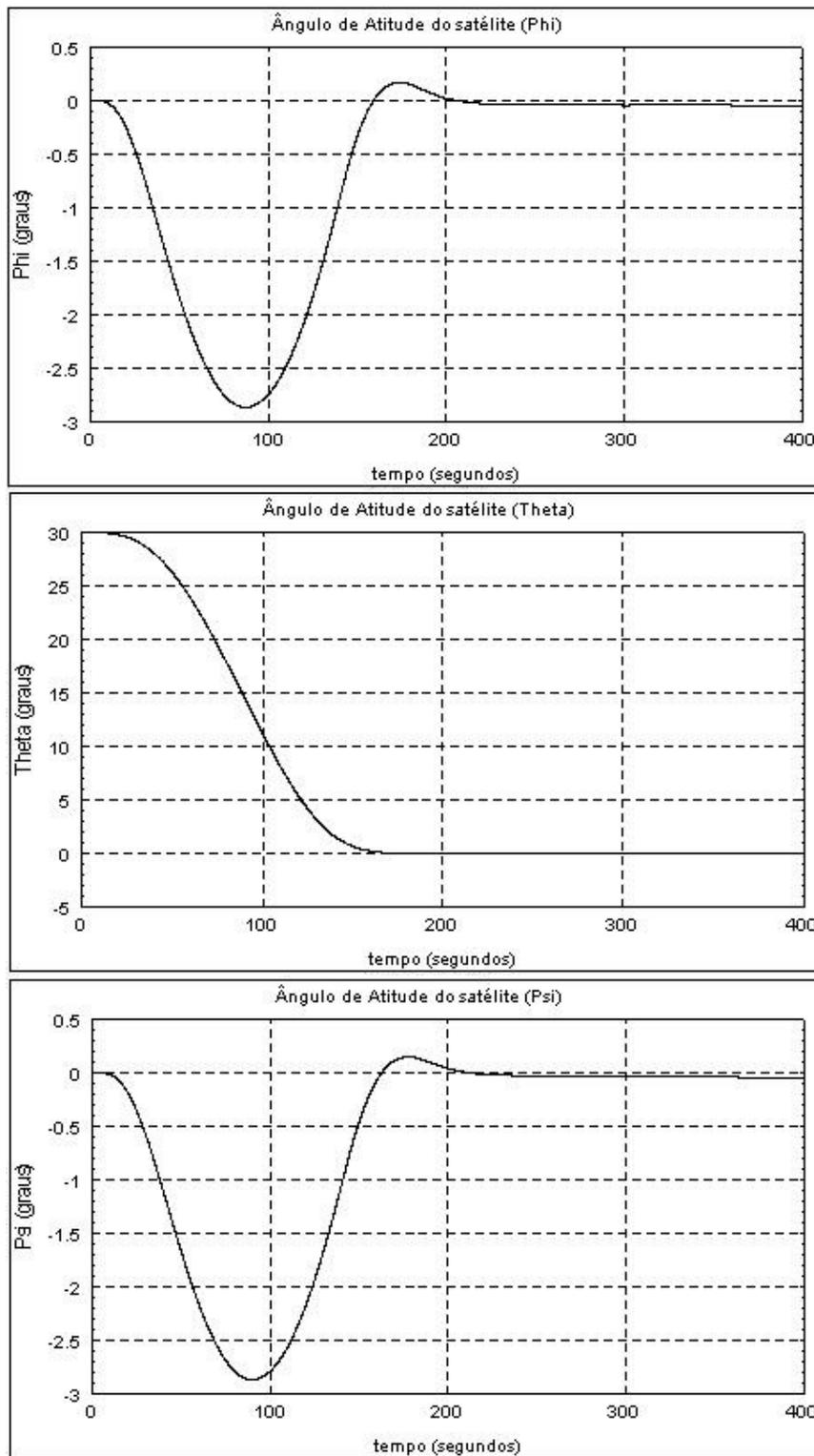


FIGURA 4.99 – BCK_1-2_Rastreador - Phi, Theta, Psi

De fato, a instabilidade do eixo de “y” (“pitch”) foi corrigida:

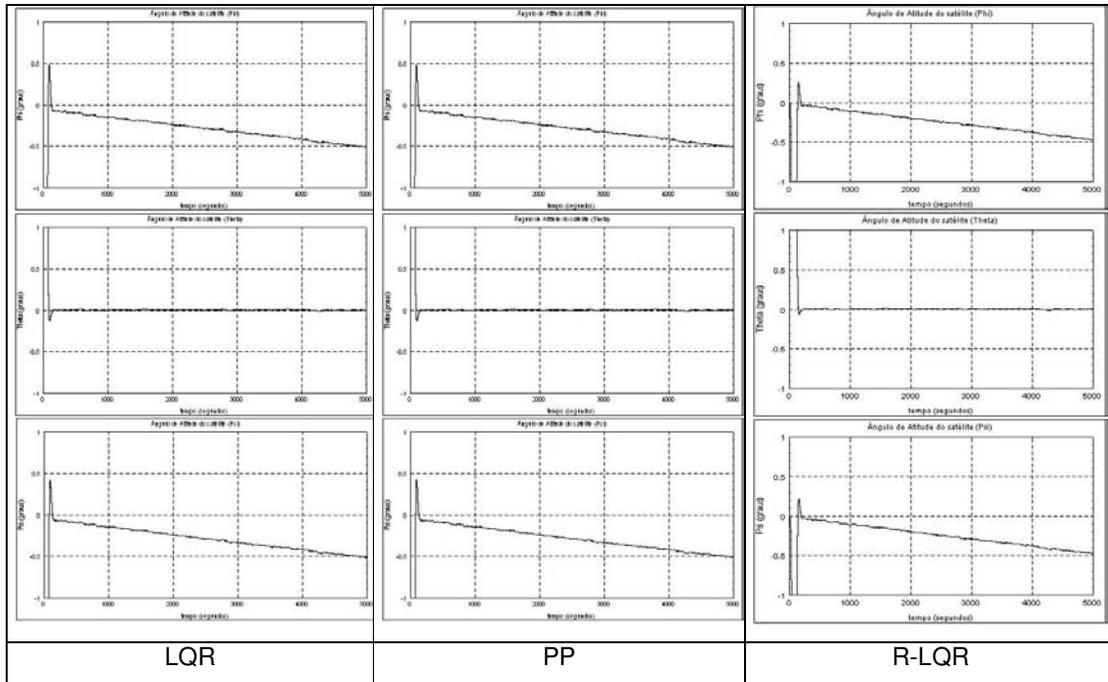


FIGURA 4.100 – BCK_1-2 - Regime Estacionário

Além disso, as respostas foram ligeiramente mais rápidas e os efeitos induzidos nos eixos “x” (“roll”) e “y” (“yaw”) ligeiramente acentuados.

A segunda etapa vai consistir em, sabendo-se que a roda “skew” vai induzir um torque:

$$\dot{h}_{Rs} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs} \quad (4.2.2.j)$$

gerado por uma tensão:

$$\sqrt{3} \cdot V_{Ry_s} \quad (4.2.2.k)$$

adicionar a parcela:

$$-V_{Ry_s} \quad (4.2.2.l)$$

à V_{Rx_s} e V_{Rz_s} .

Desta forma:

$$\dot{h}_{Rx_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rx} + (I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs})_{induzido} - (I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs})_{compensado} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rx} \quad (4.2.2.m)$$

$$\dot{h}_{Ry_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Ry} \quad (4.2.2.n)$$

$$\dot{h}_{Rz_t} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rz} + (I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs})_{induzido} - (I_R \cdot \dot{\omega}_{Rs})_{compensado} = I_R \cdot \dot{\omega}_{Rz} \quad (4.2.2.o)$$

restaurando a estrutura original das matrizes A e B .

O diagrama em blocos final da lógica de compensação será:

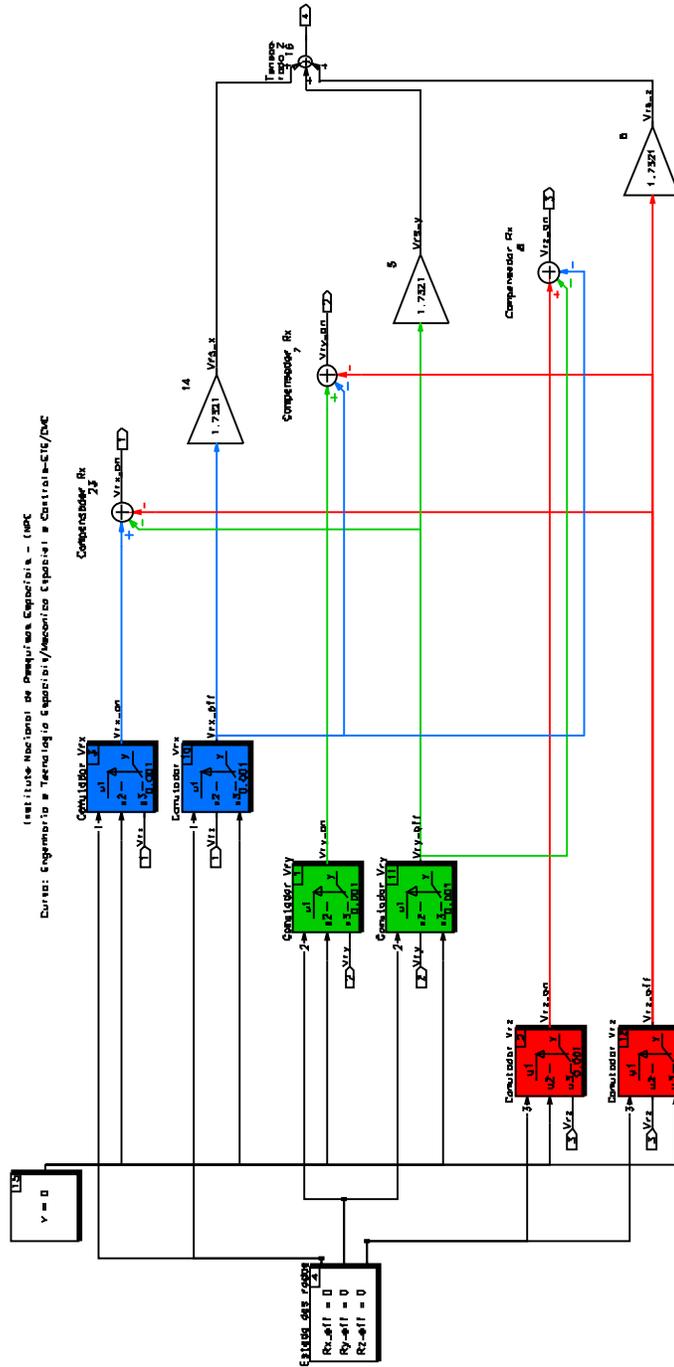


FIGURA 4.101 – Logica de Comutação de Tensão (Final)

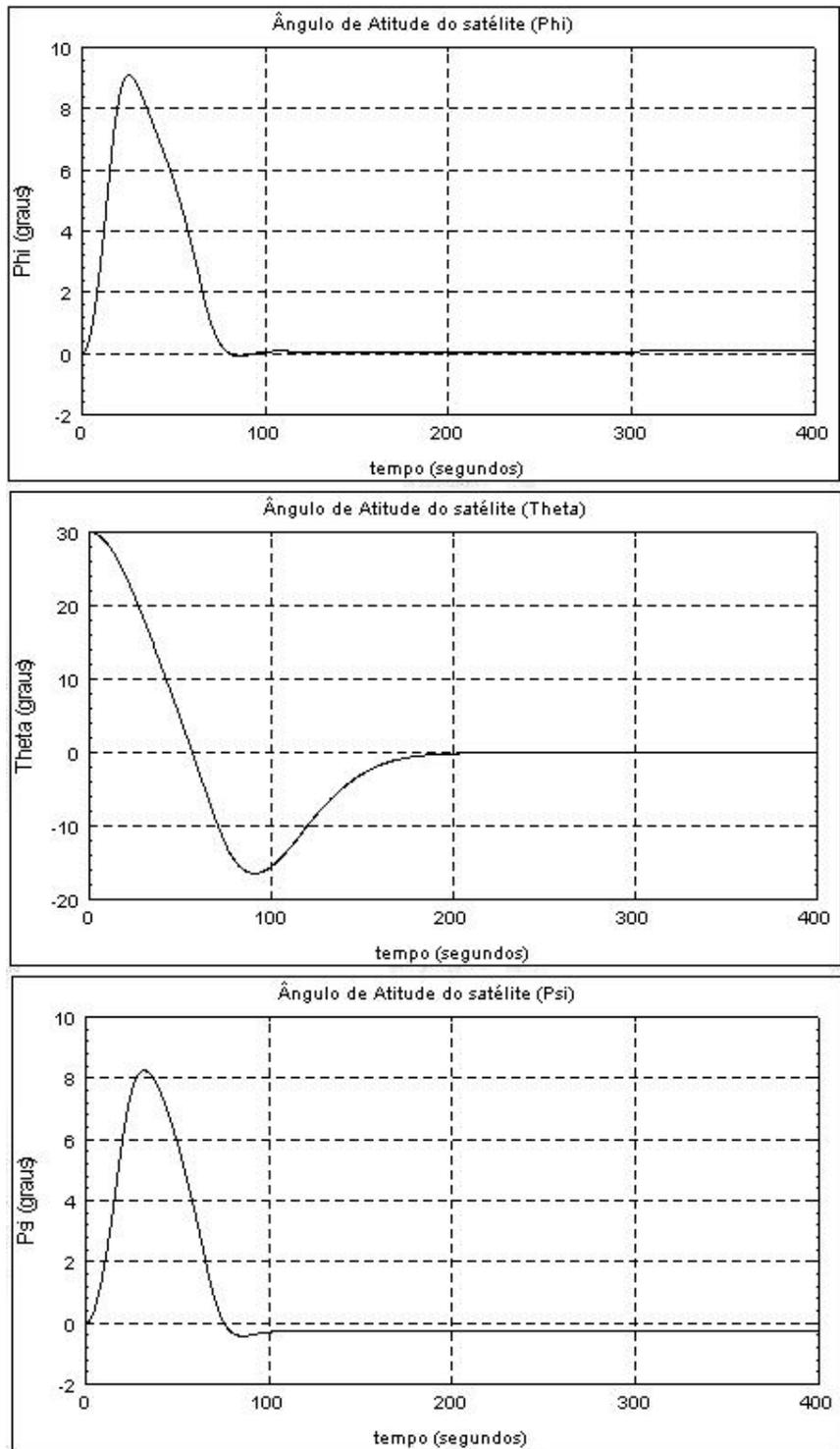


FIGURA 4.102 – BCK_1-3_PD - Phi, Theta, Psi

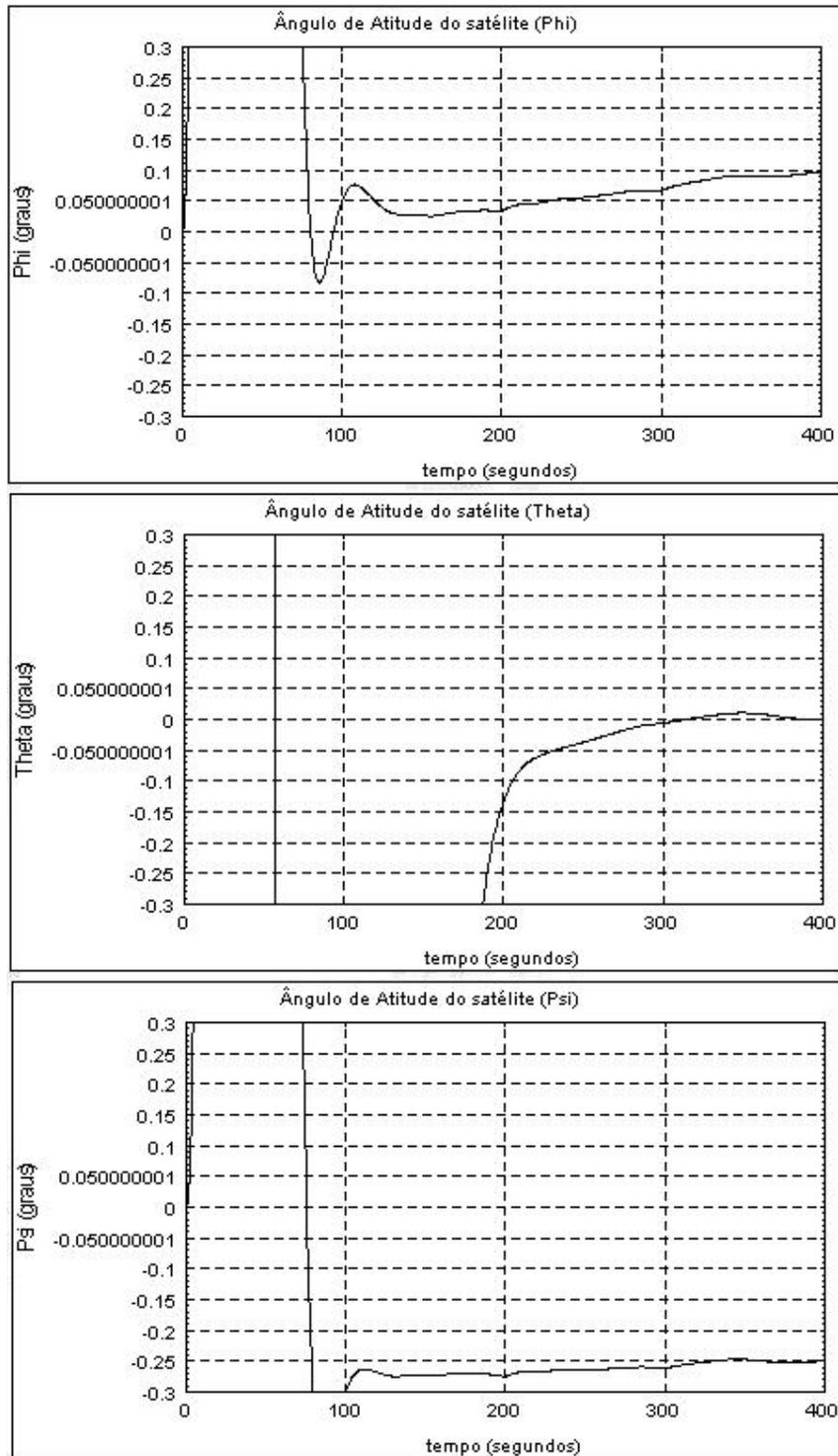


FIGURA 4.103 – BCK_1-3_PD - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

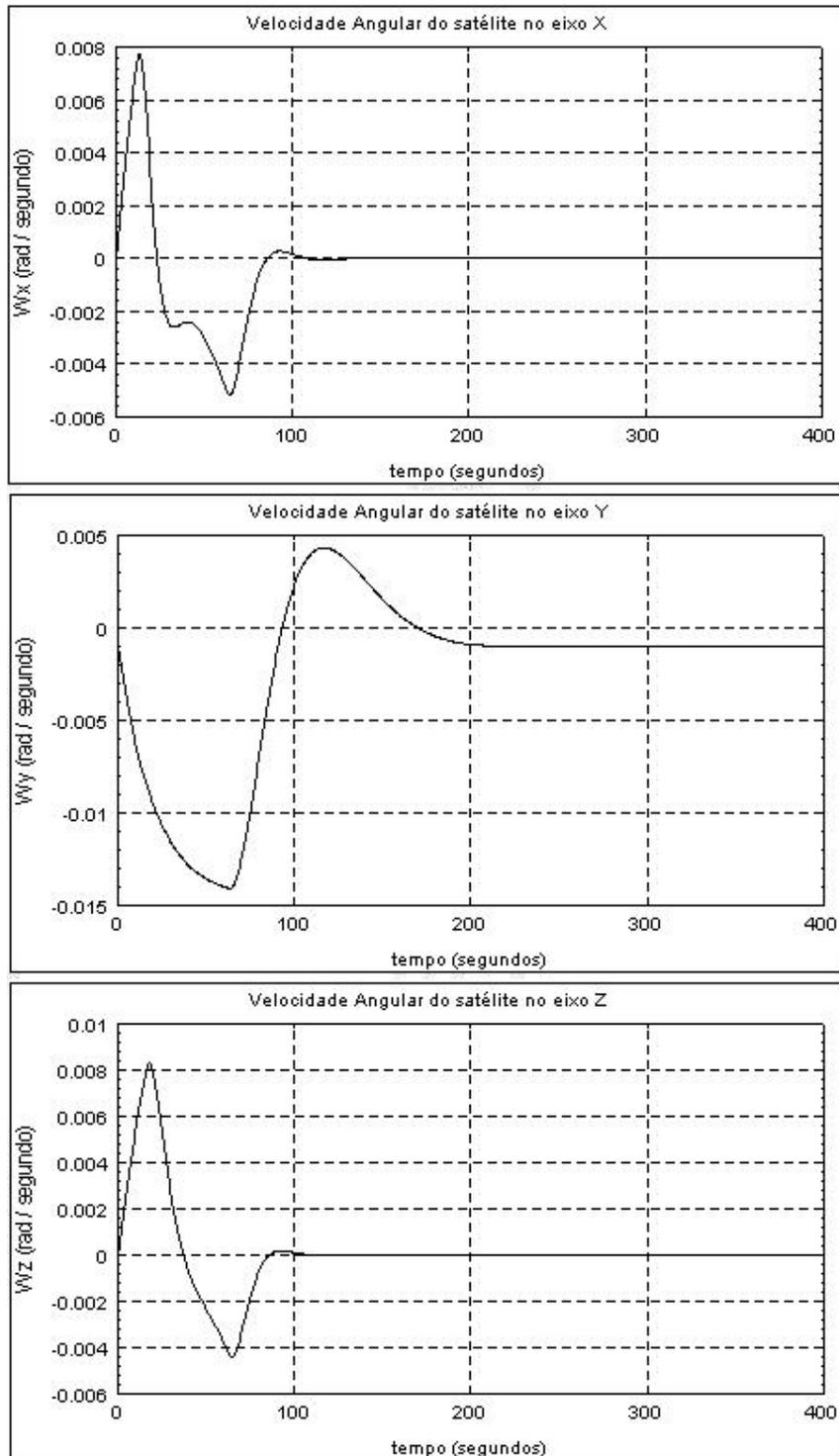


FIGURA 4.104 – BCK_1-3_PD - Wsx, Wsy, Wsz

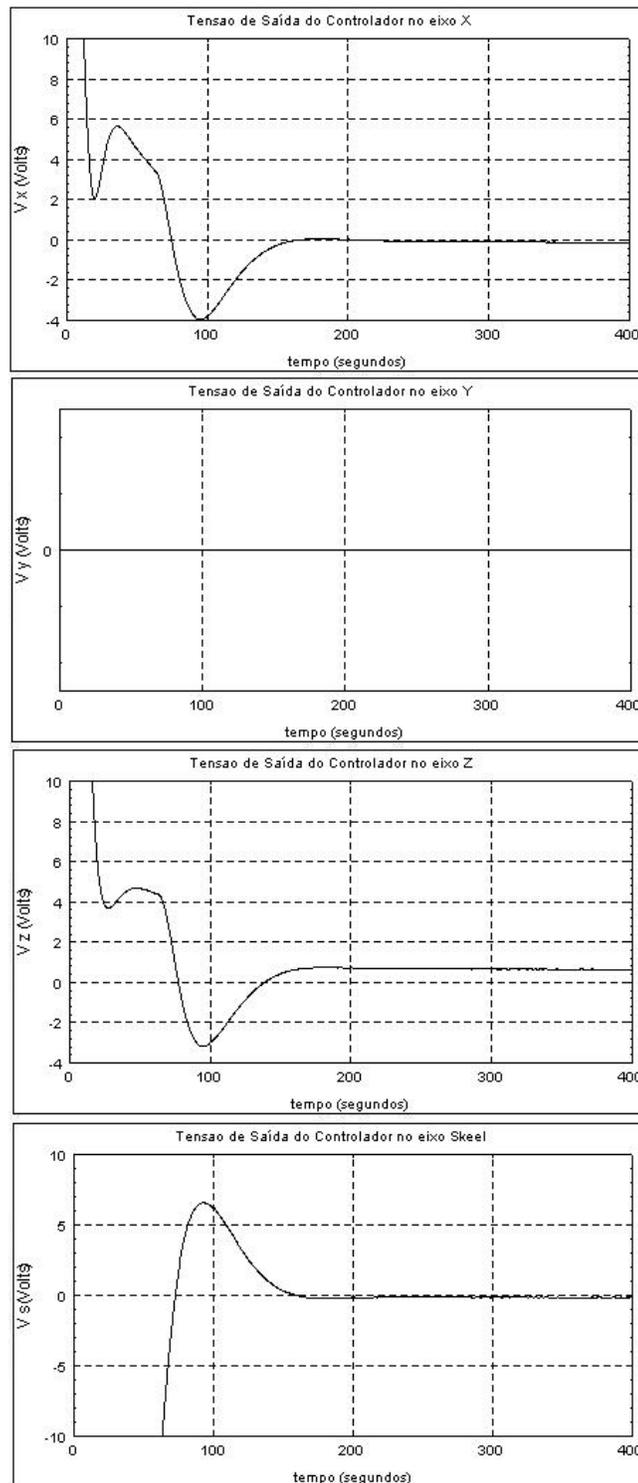


FIGURA 4.105 – BCK_1-3_PD - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

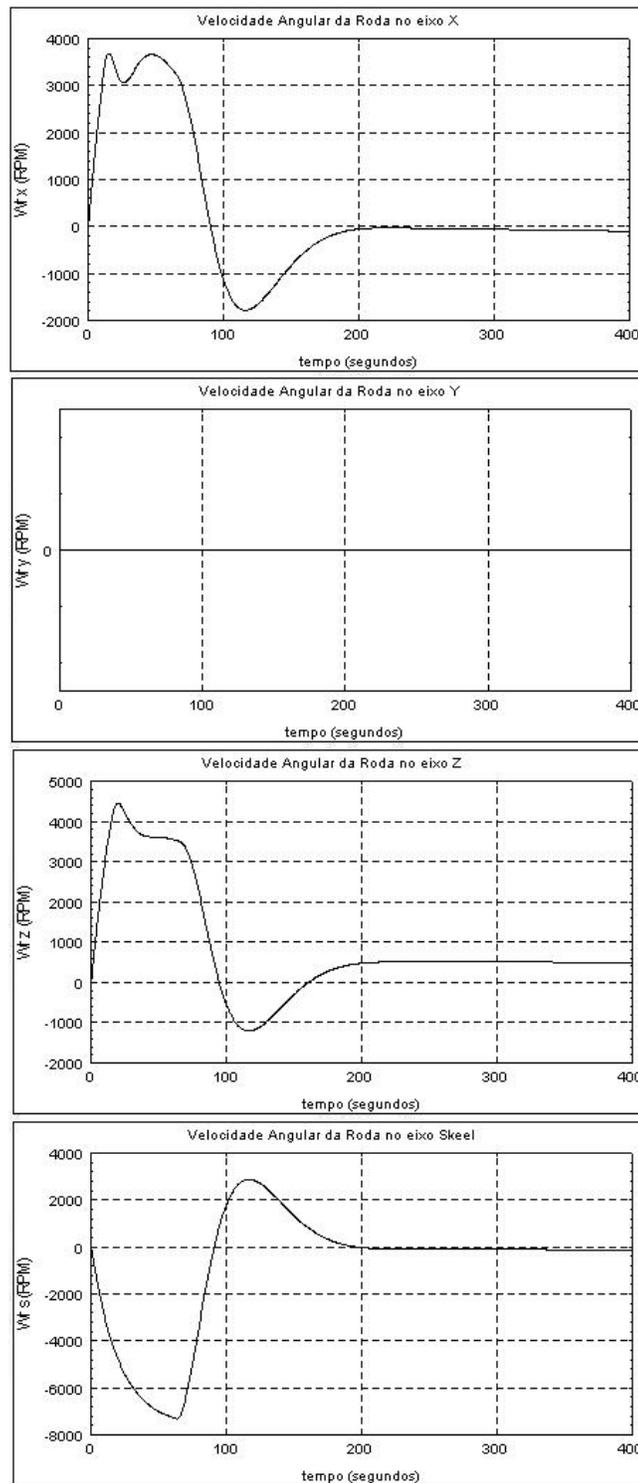


FIGURA 4.106 – BCK_1-3_PD - Wrx, Wry, Wrz

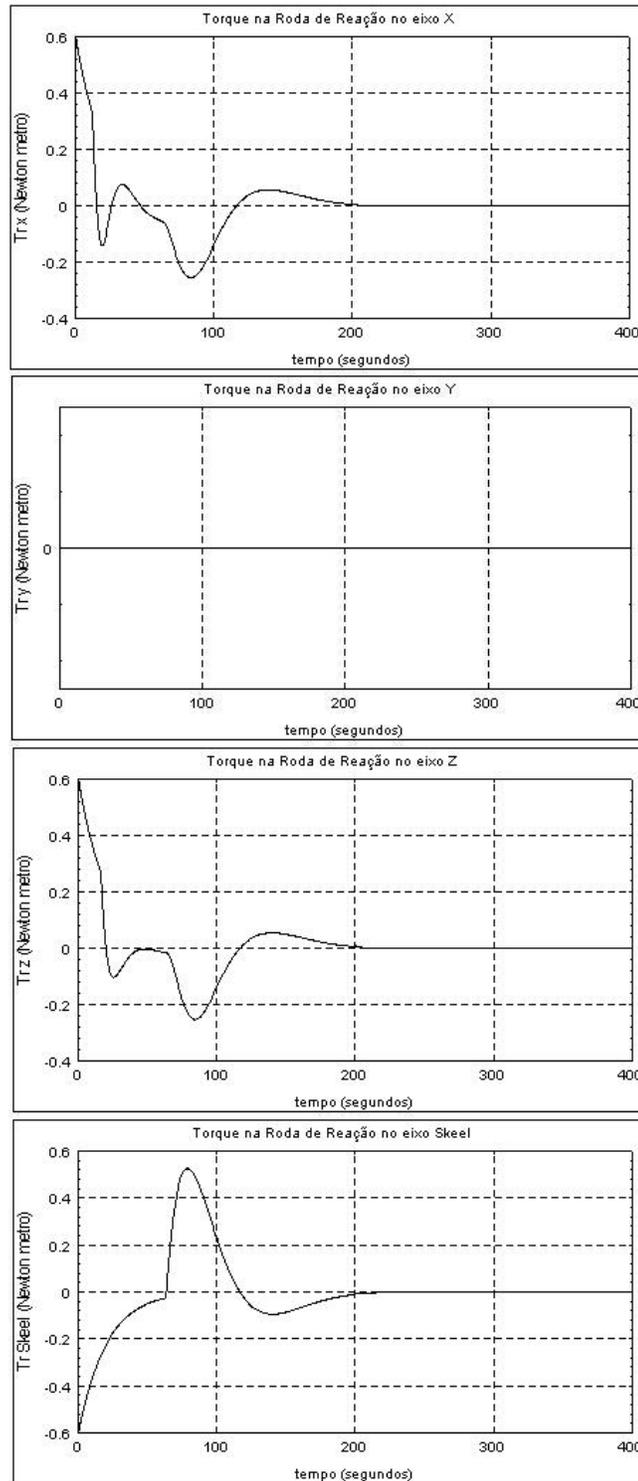


FIGURA 4.107 – BCK_1-3_PD - Mrx, Mry, Mrz

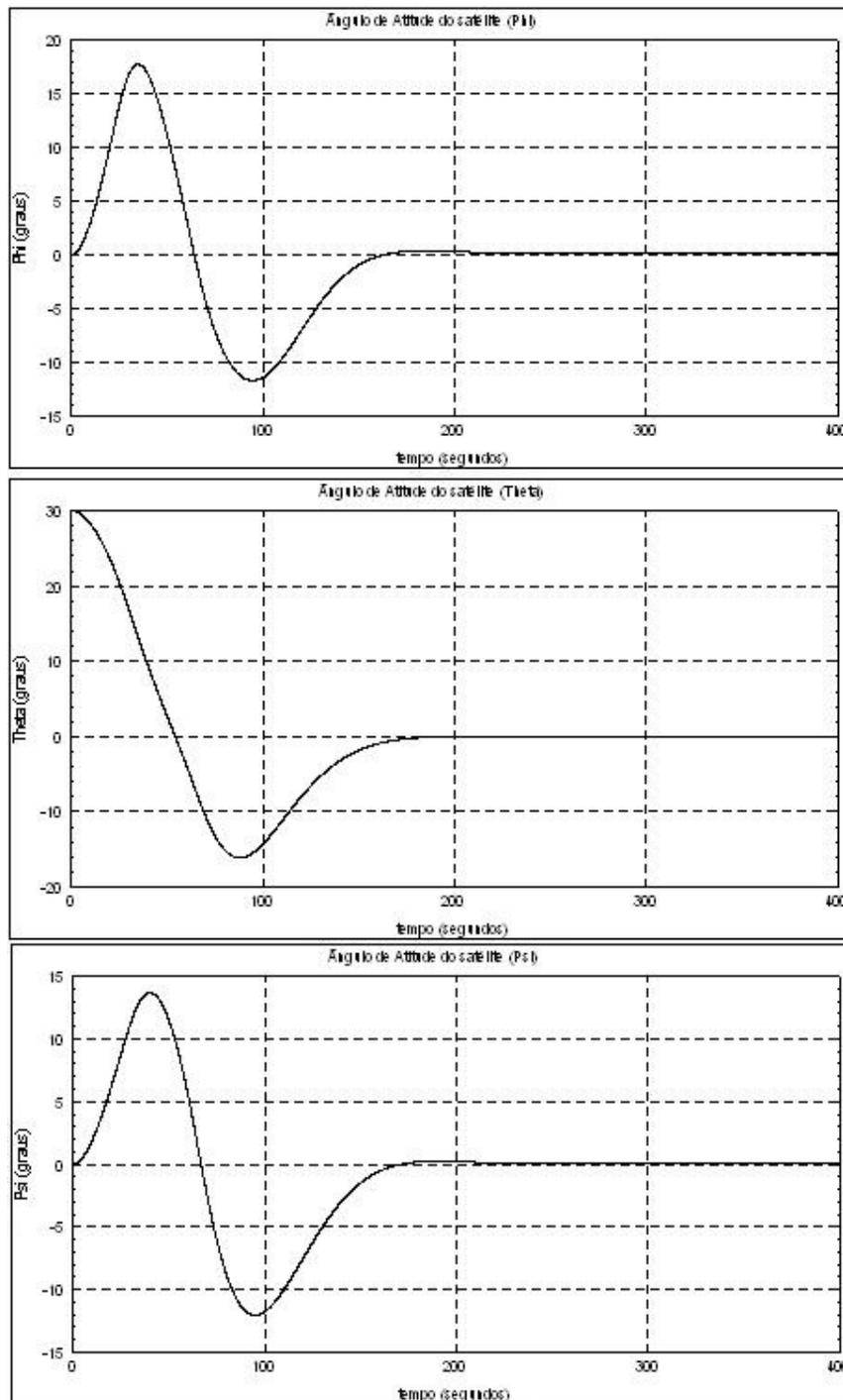


FIGURA 4.108 – BCK_1-3_PID - Phi, Theta, Psi

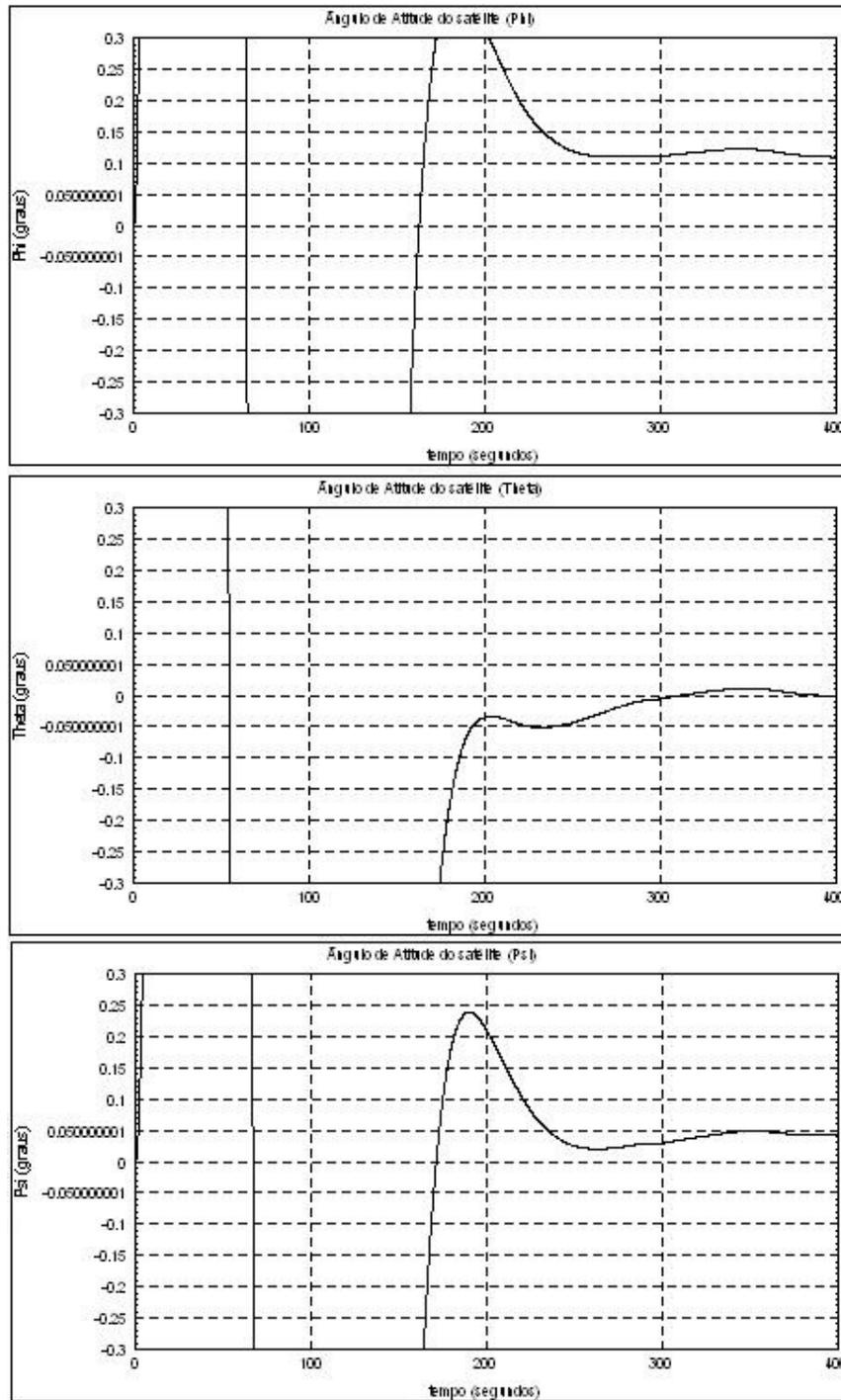


FIGURA 4.109 – BCK_1-3_PID - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

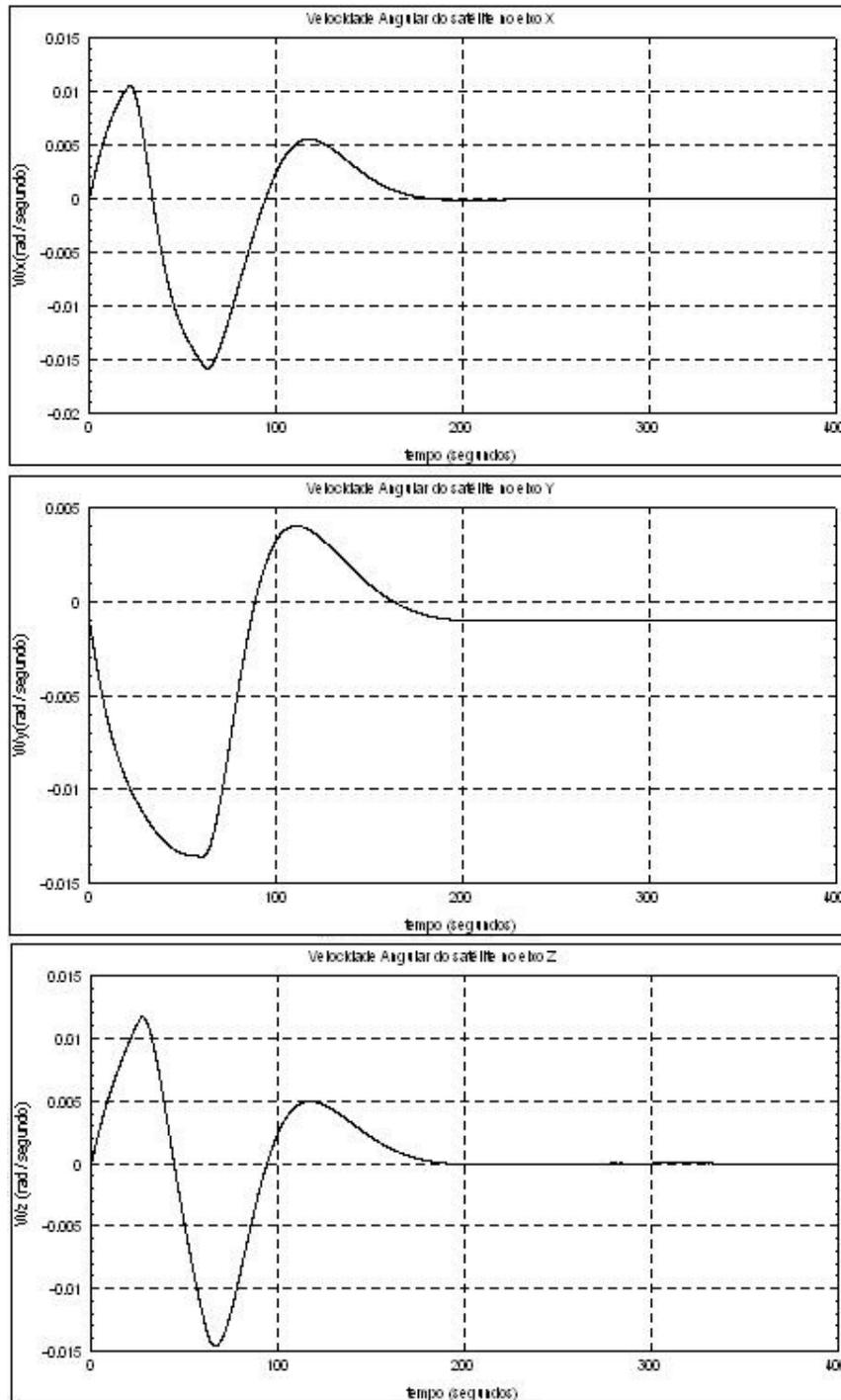


FIGURA 4.110 – BCK_1-3_PID - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

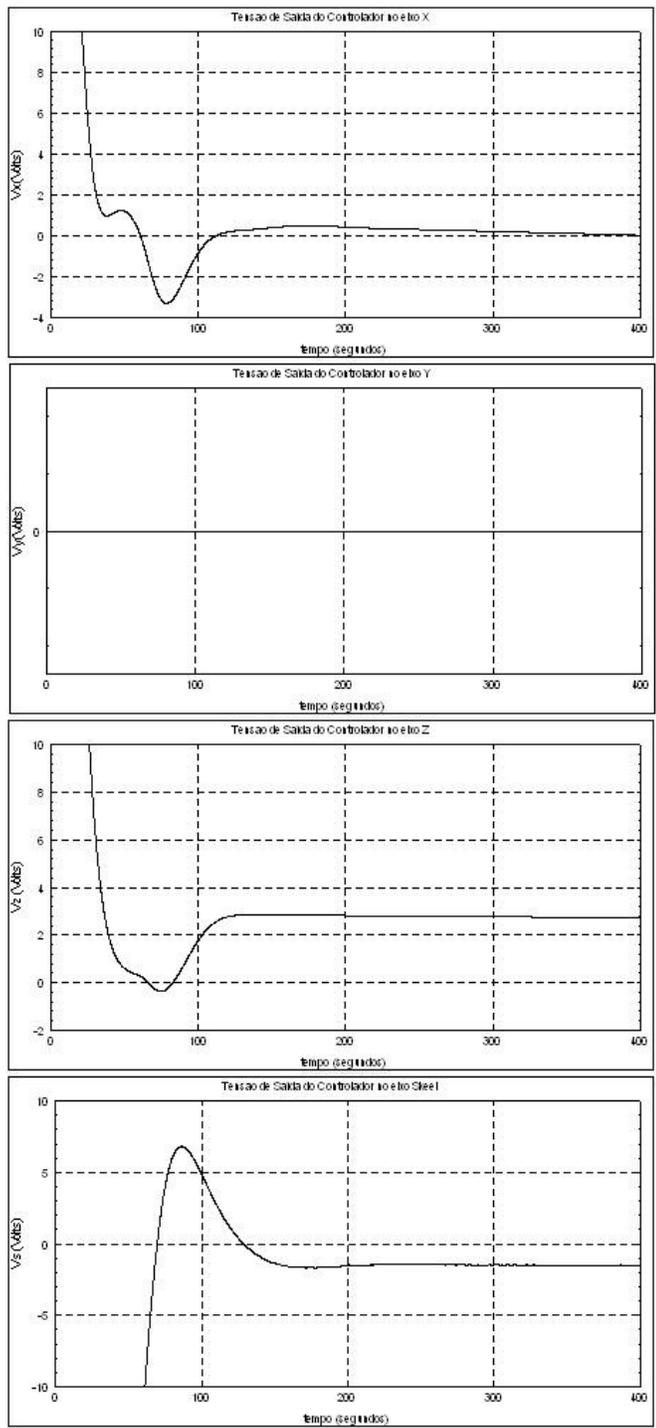


FIGURA 4.111 – BCK_1-3_PID - Vrx, Vry, Vrz

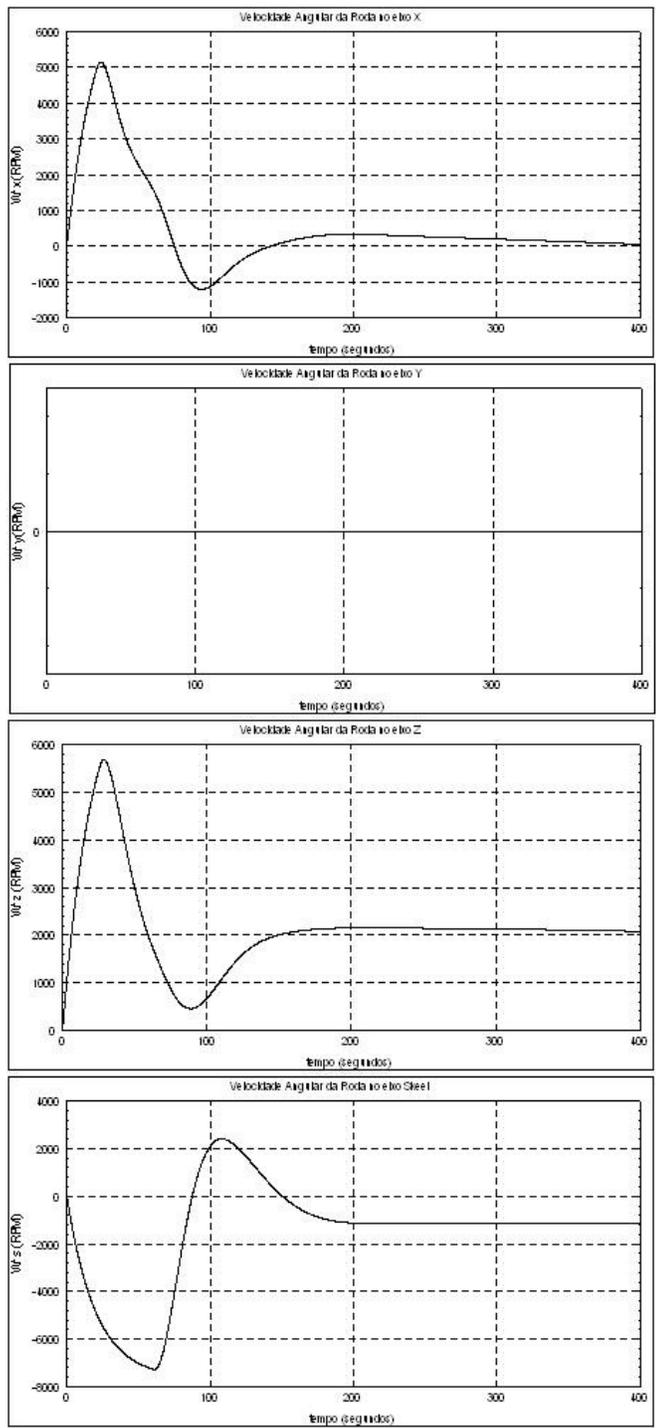


FIGURA 4.112 – BCK_1-3_PID - Wrx, Wry, Wrz

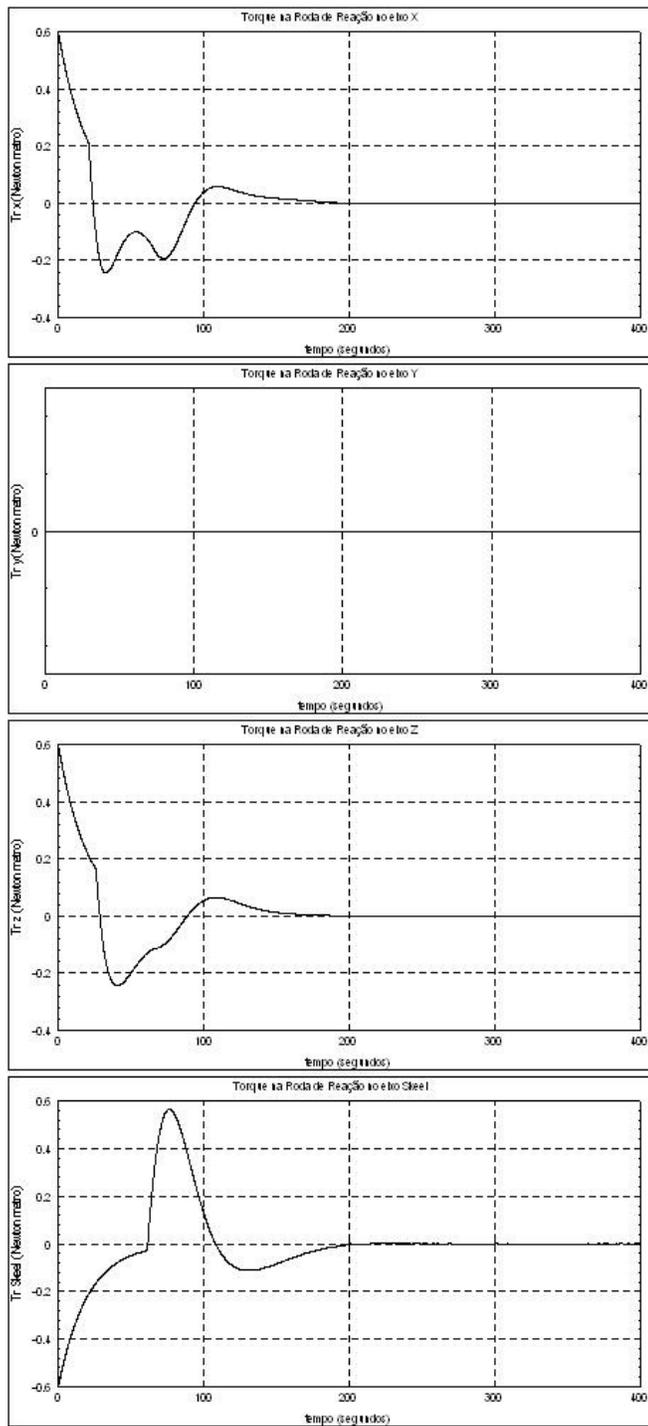


FIGURA 4.113 – BCK_1-3_PID - Mrx, Mry, Mrz

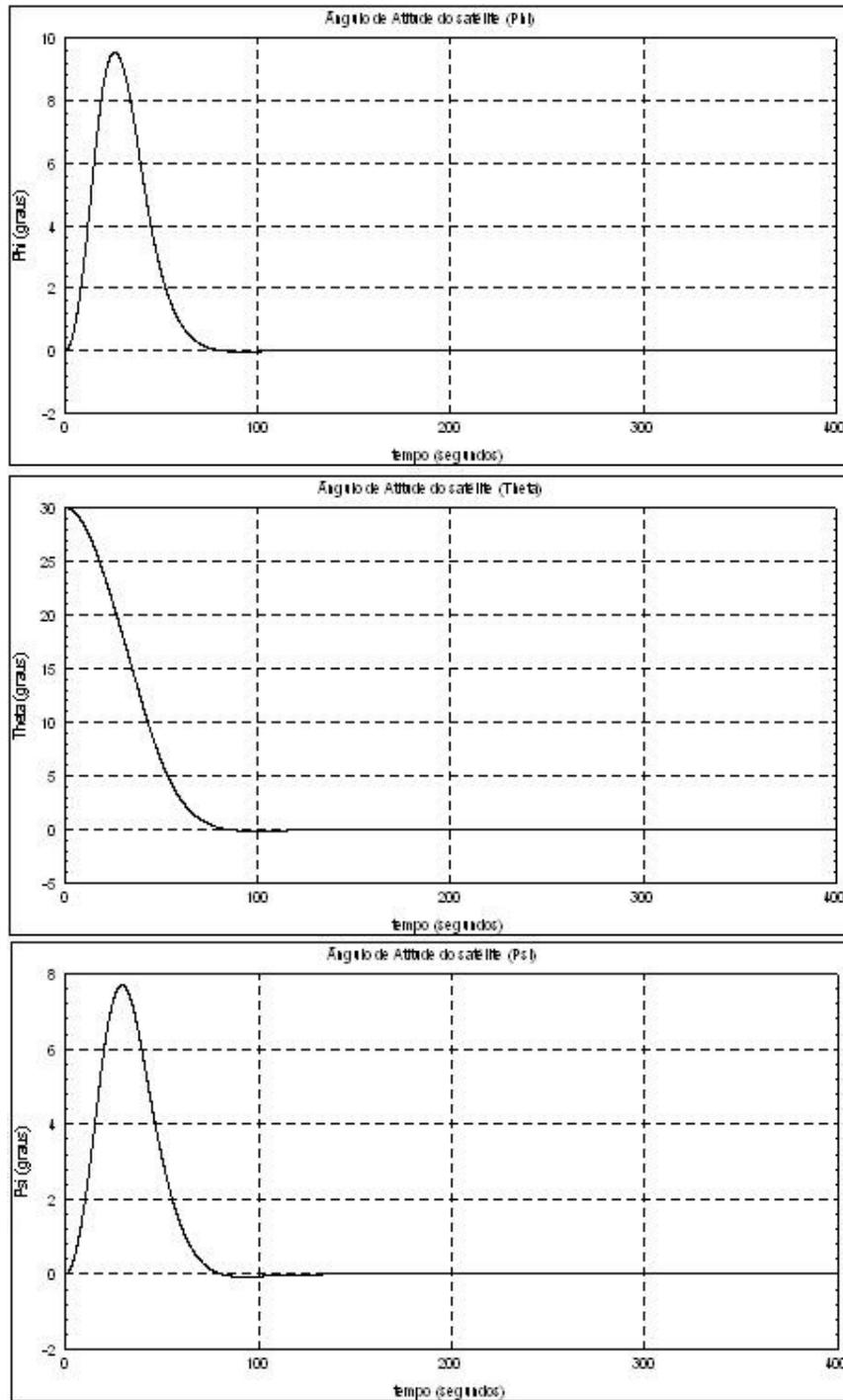


FIGURA 4.114 – BCK_1-3_LQR - Phi, Theta, Psi

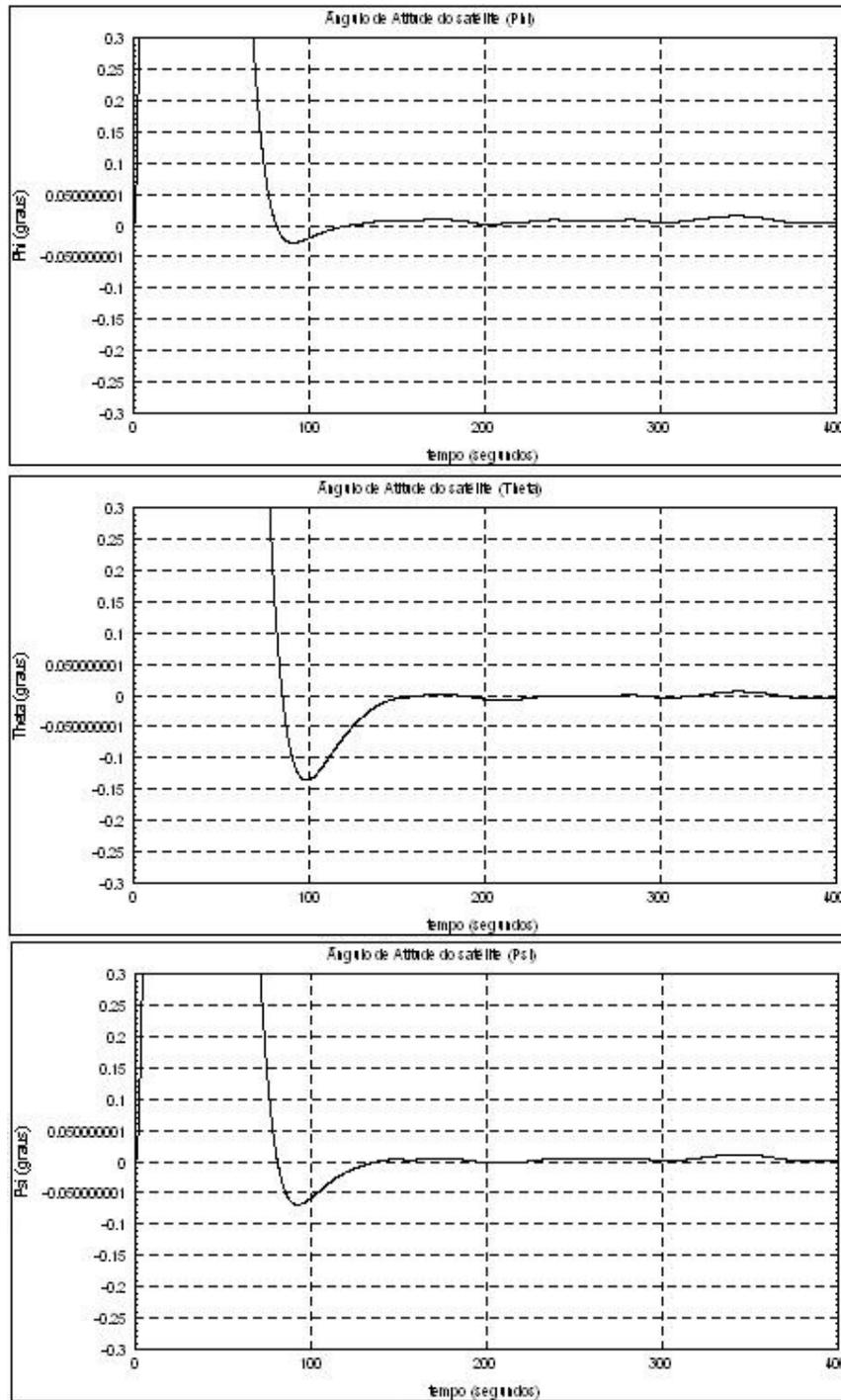


FIGURA 4.115 – BCK_1-3_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

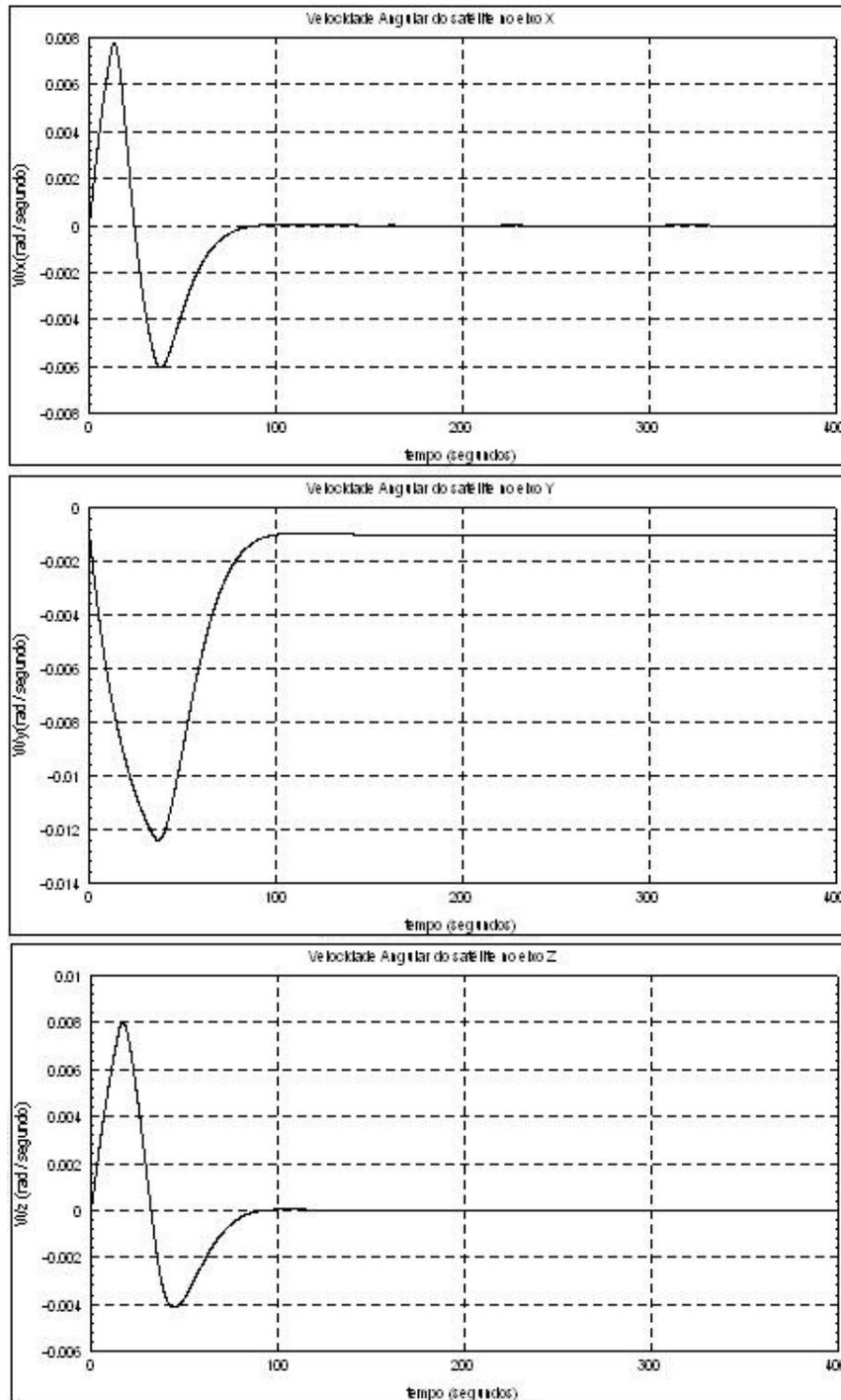


FIGURA 4.116 – BCK_1-3_LQR - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

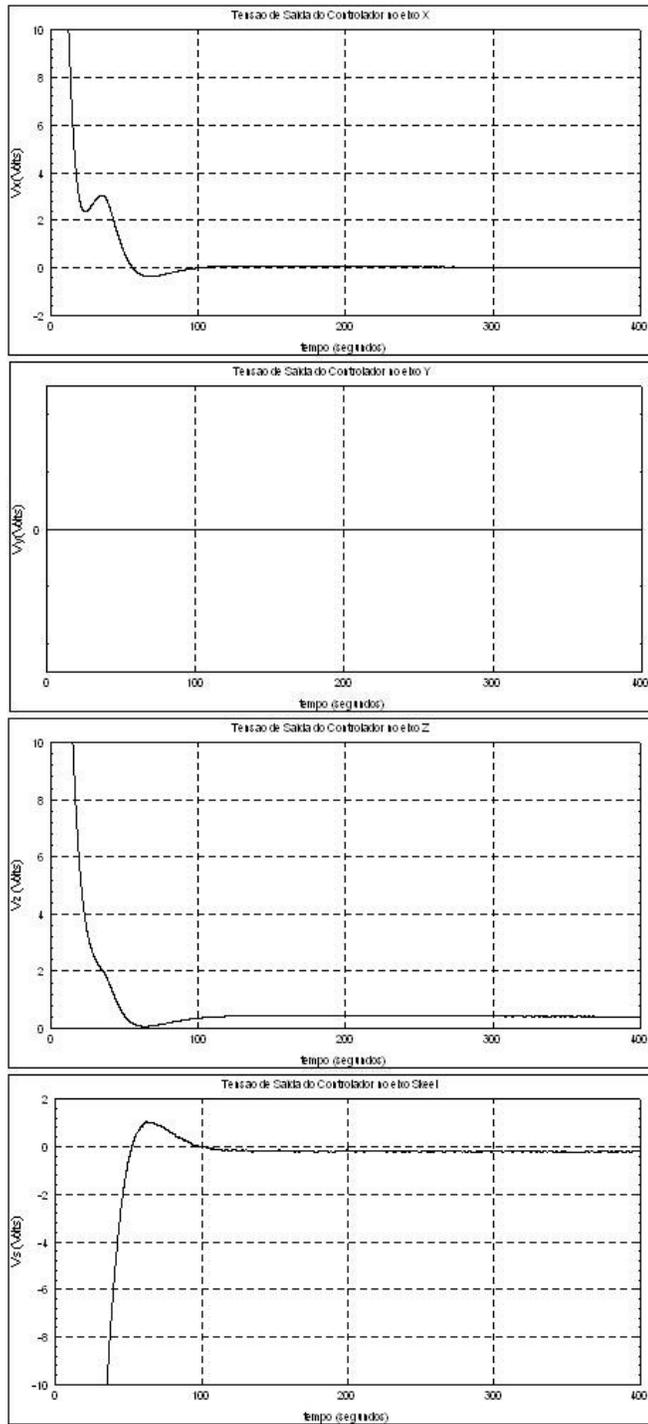


FIGURA 4.117 – BCK_1-3_LQR - V_x , V_y , V_z

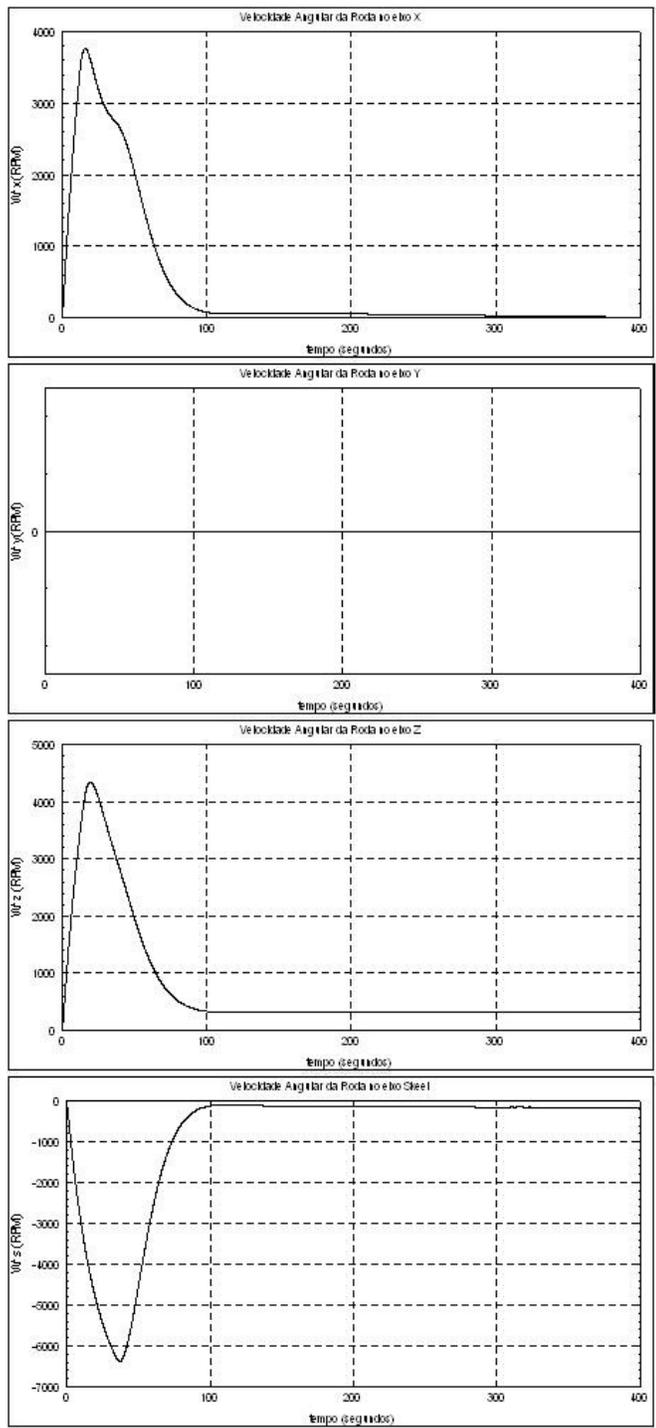


FIGURA 4.118 – BCK_1-3_LQR - Wrx, Wry, Wrz

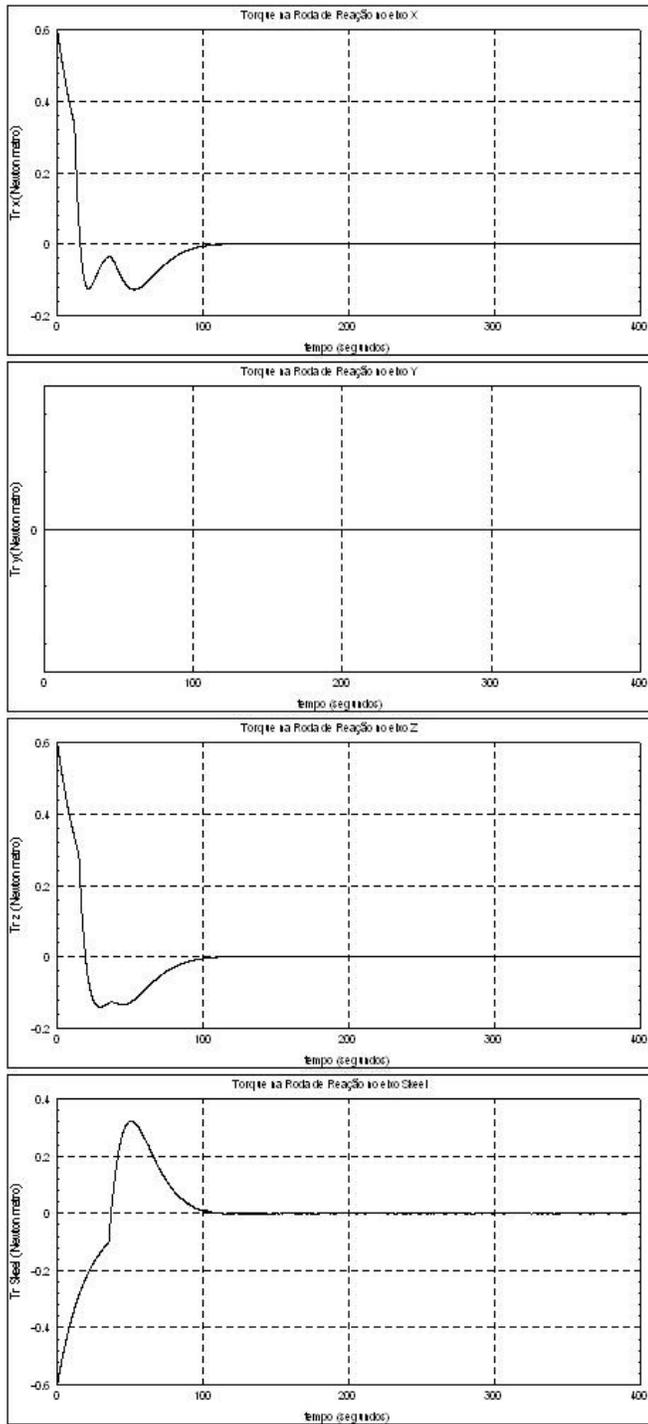


FIGURA 4.119 – BCK_1-3_LQR - Mrx, Mry, Mrz

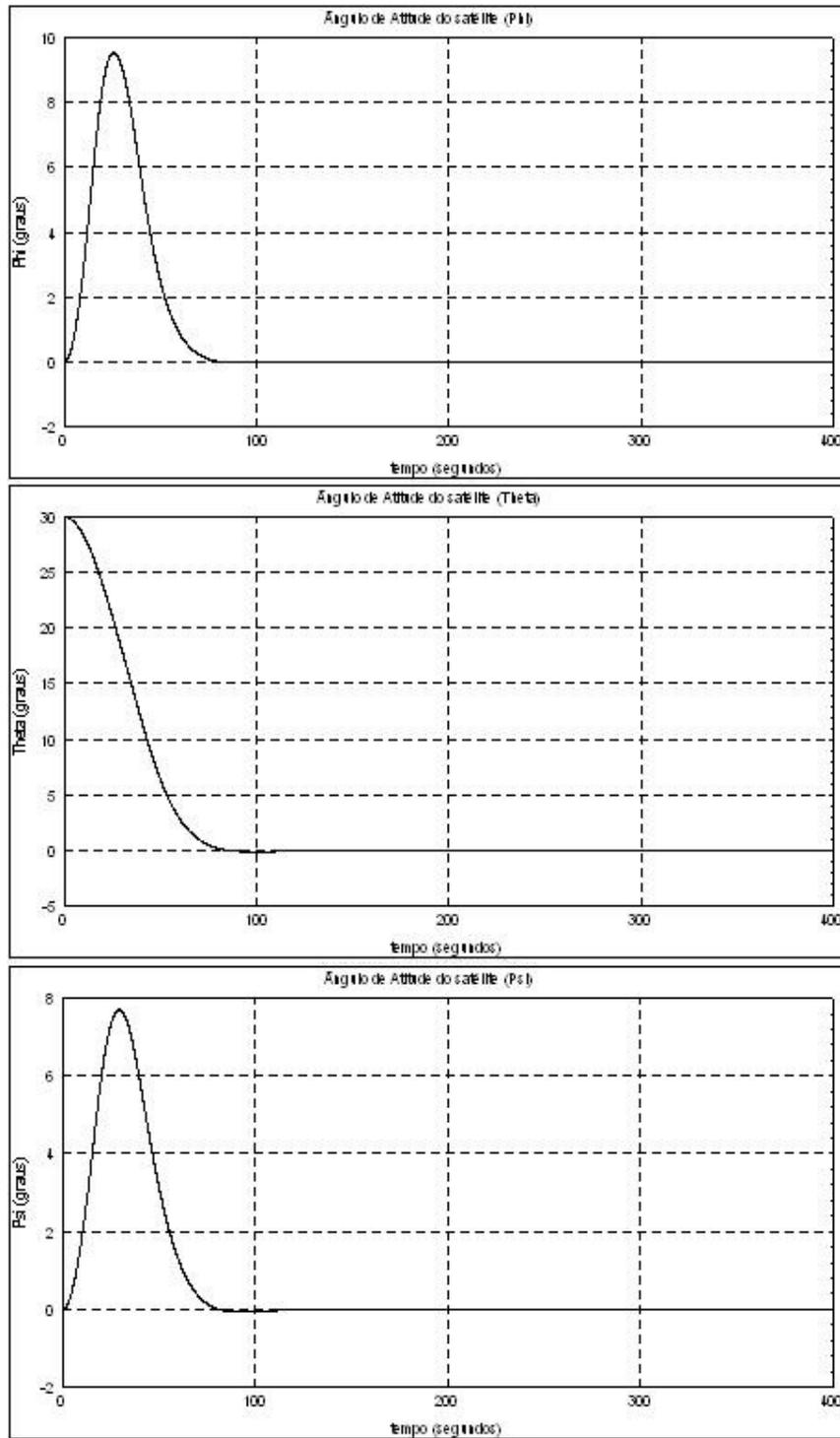


FIGURA 4.120 – BCK_1-3_PP - Phi, Theta, Psi

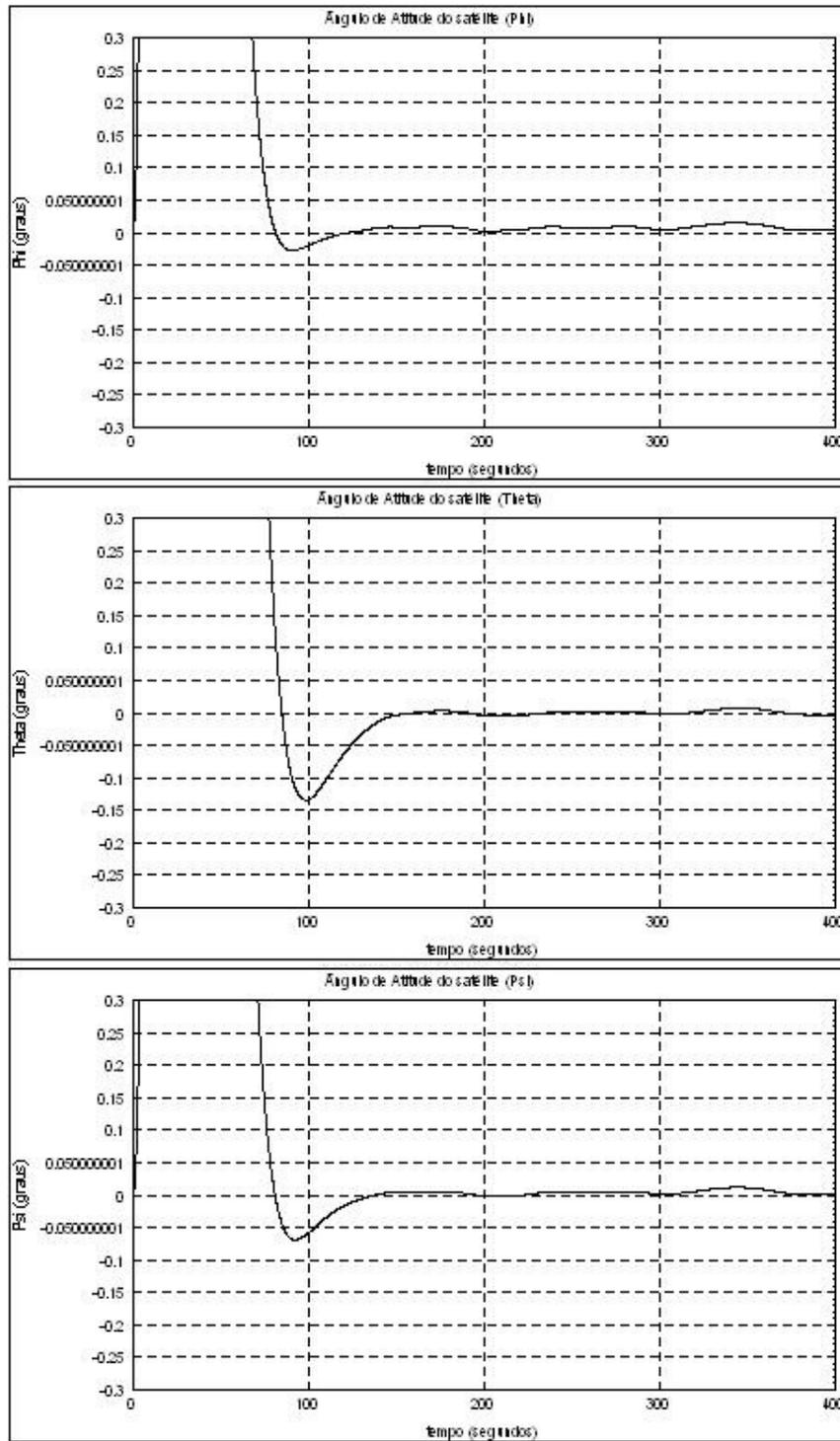


FIGURA 4.121 – BCK_1-3_PP - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

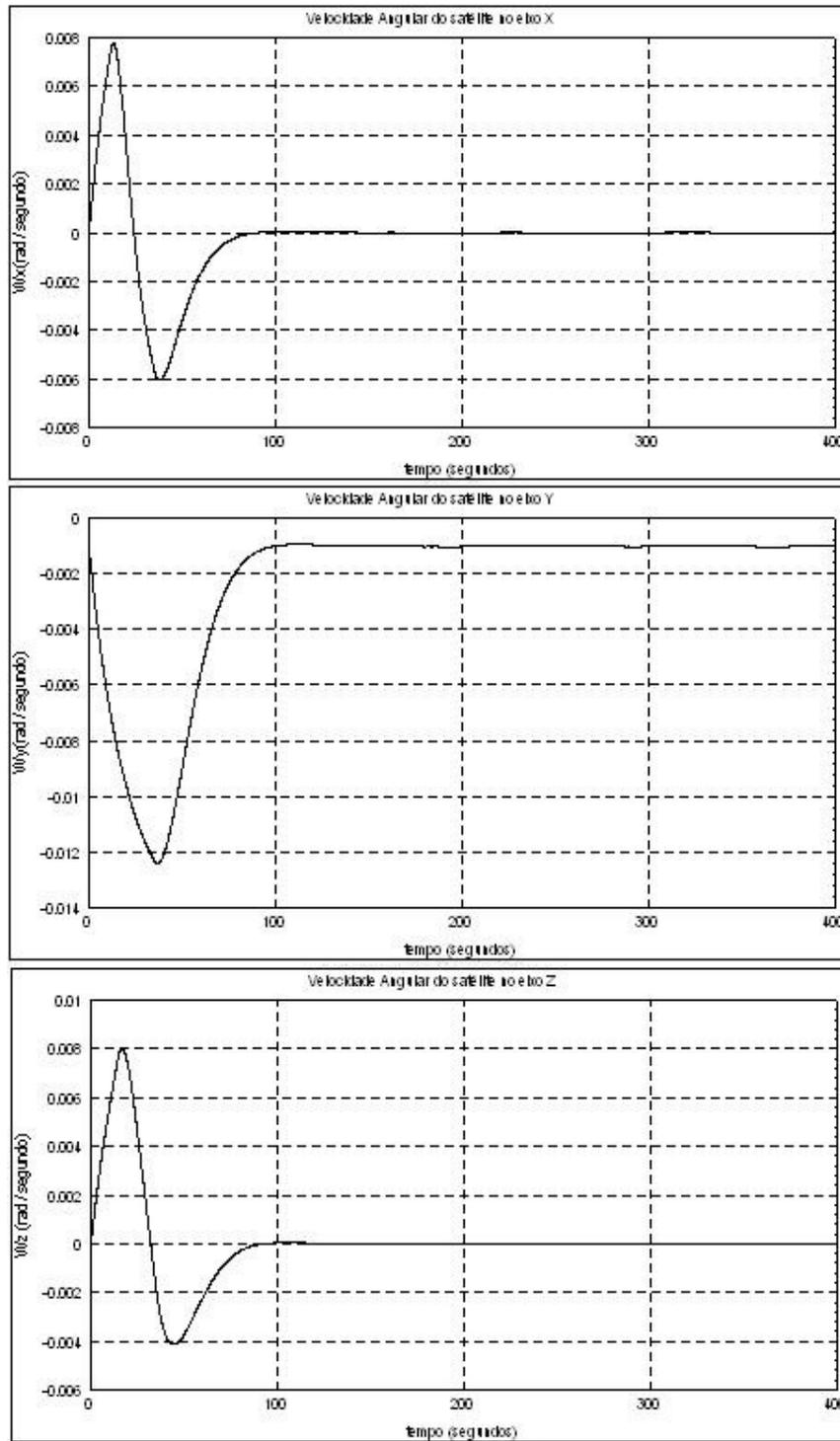


FIGURA 4.122 – BCK_1-3_PP - W_x , W_y , W_z

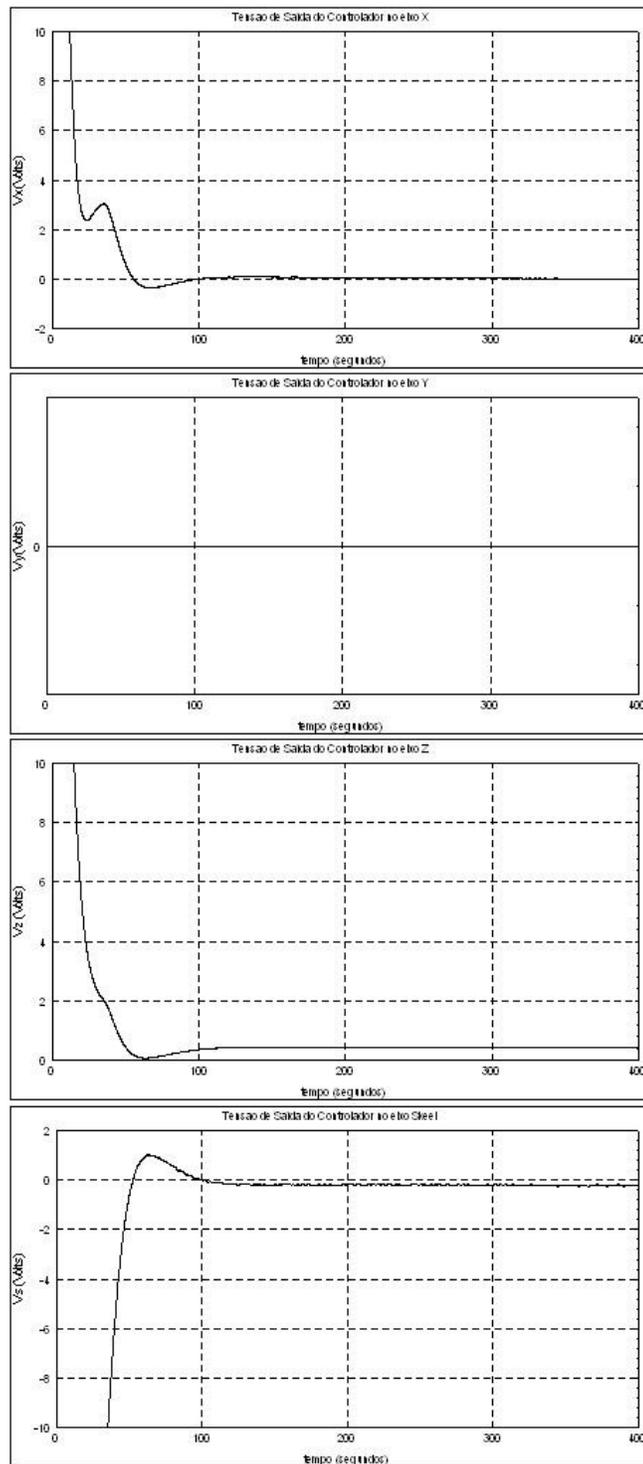


FIGURA 4.123 – BCK_1-3_PP - Vrx, Vry, Vrz

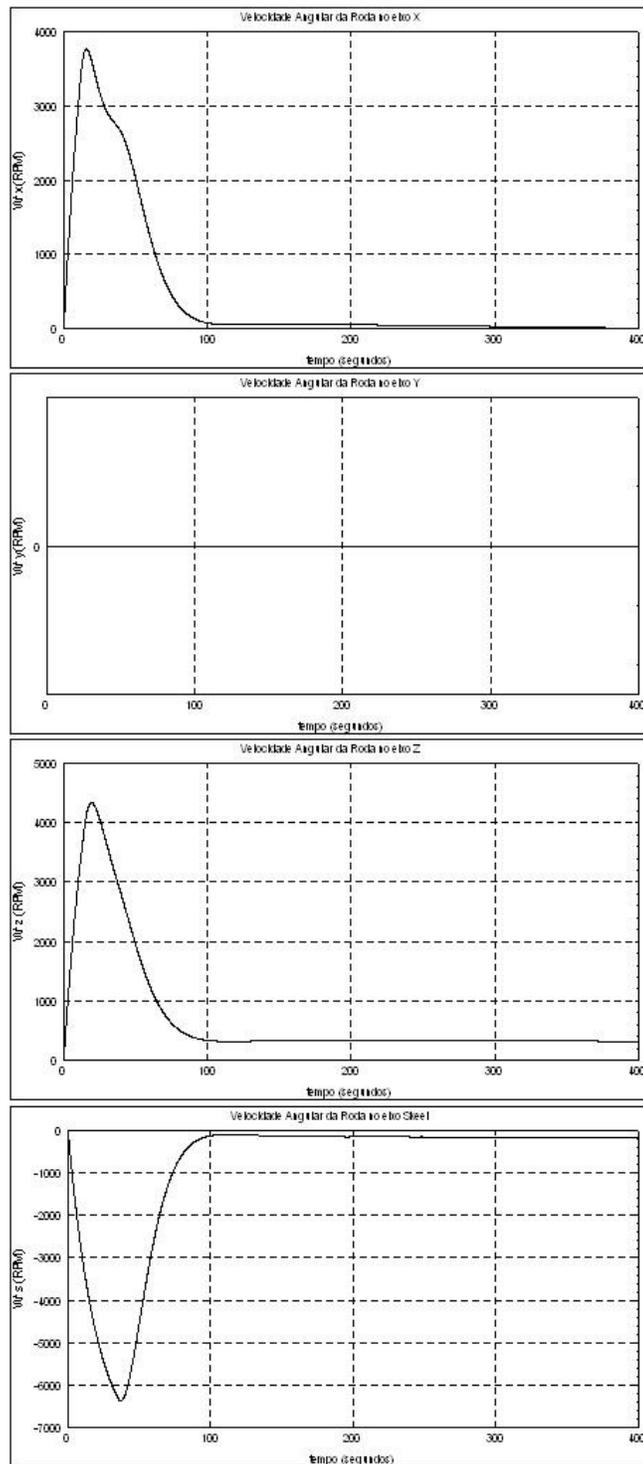


FIGURA 4.124 – BCK_1-3_PP - Wrx, Wry, Wrz

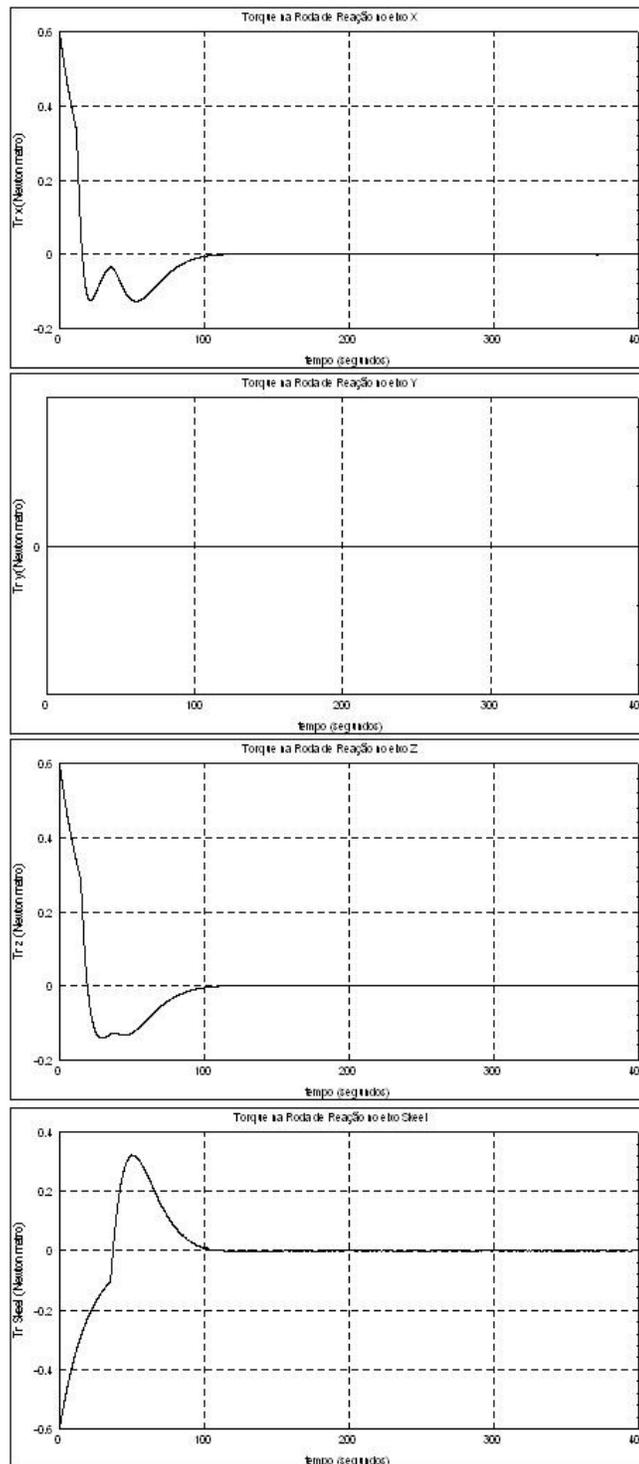


FIGURA 4.125 – BCK_1-3_PP - Mrx, Mry, Mrz

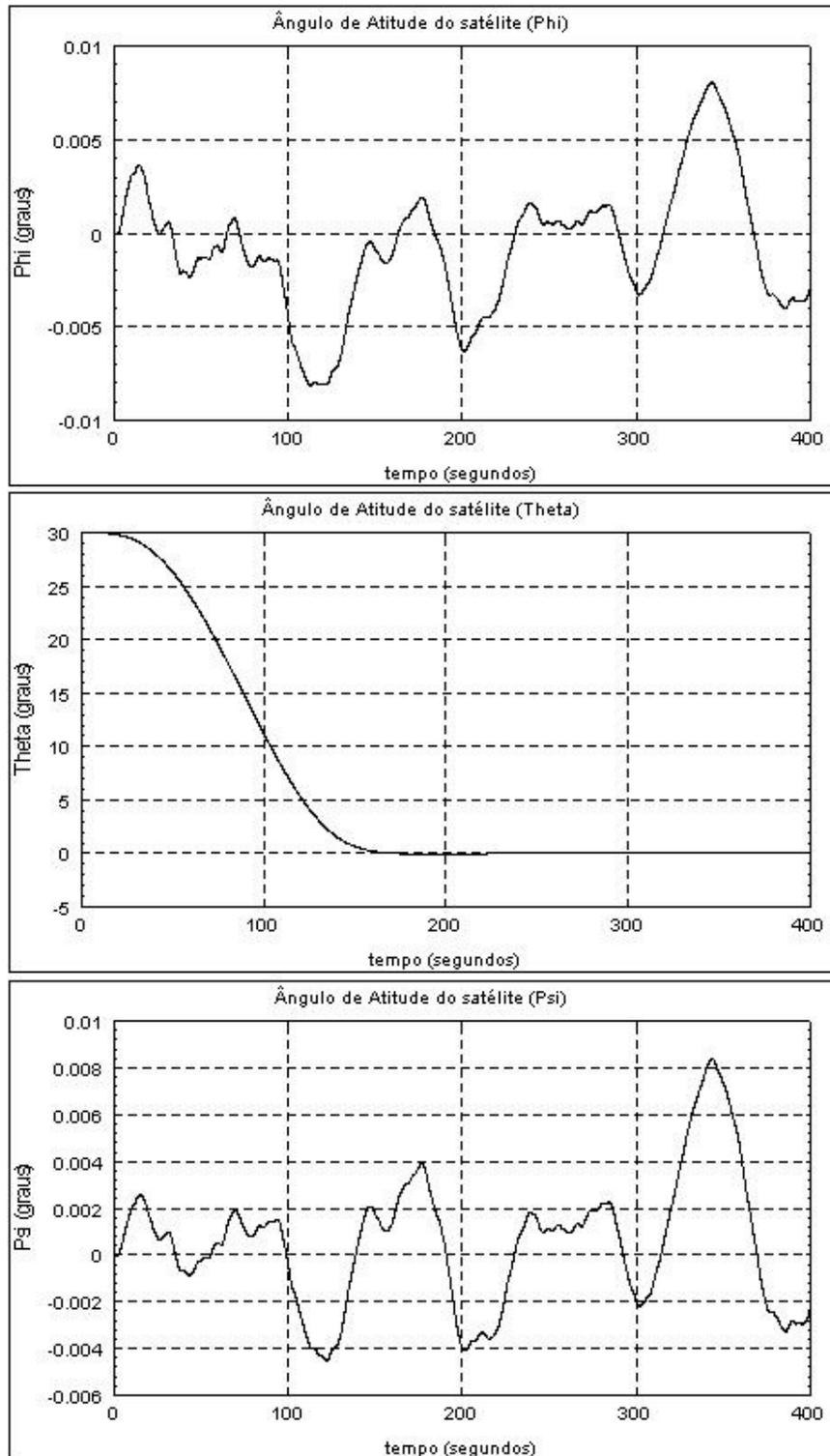


FIGURA 4.126 – BCK_1-3_Rastreador - Phi, Theta, Psi

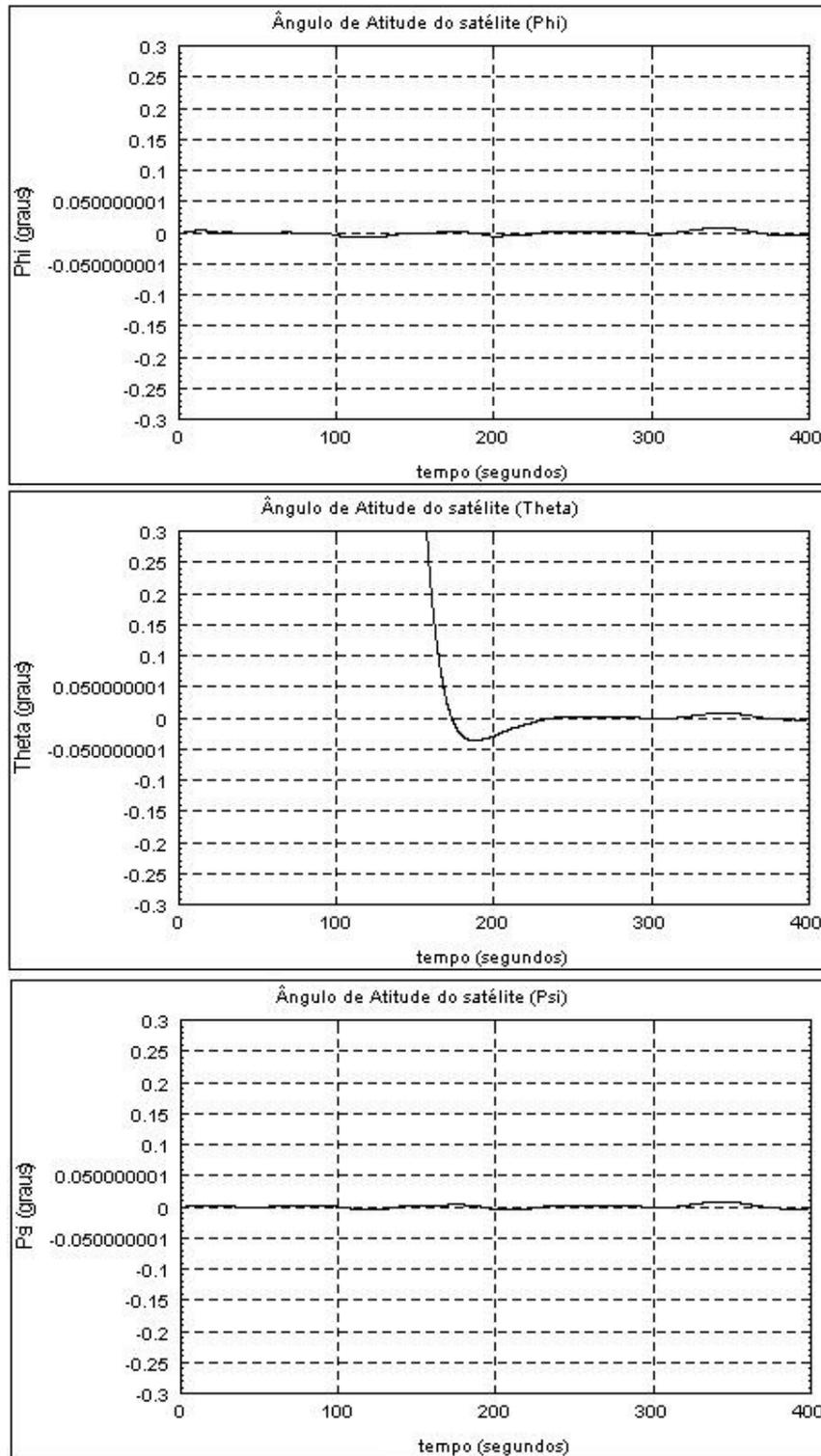


FIGURA 4.127 – BCK_1-3_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

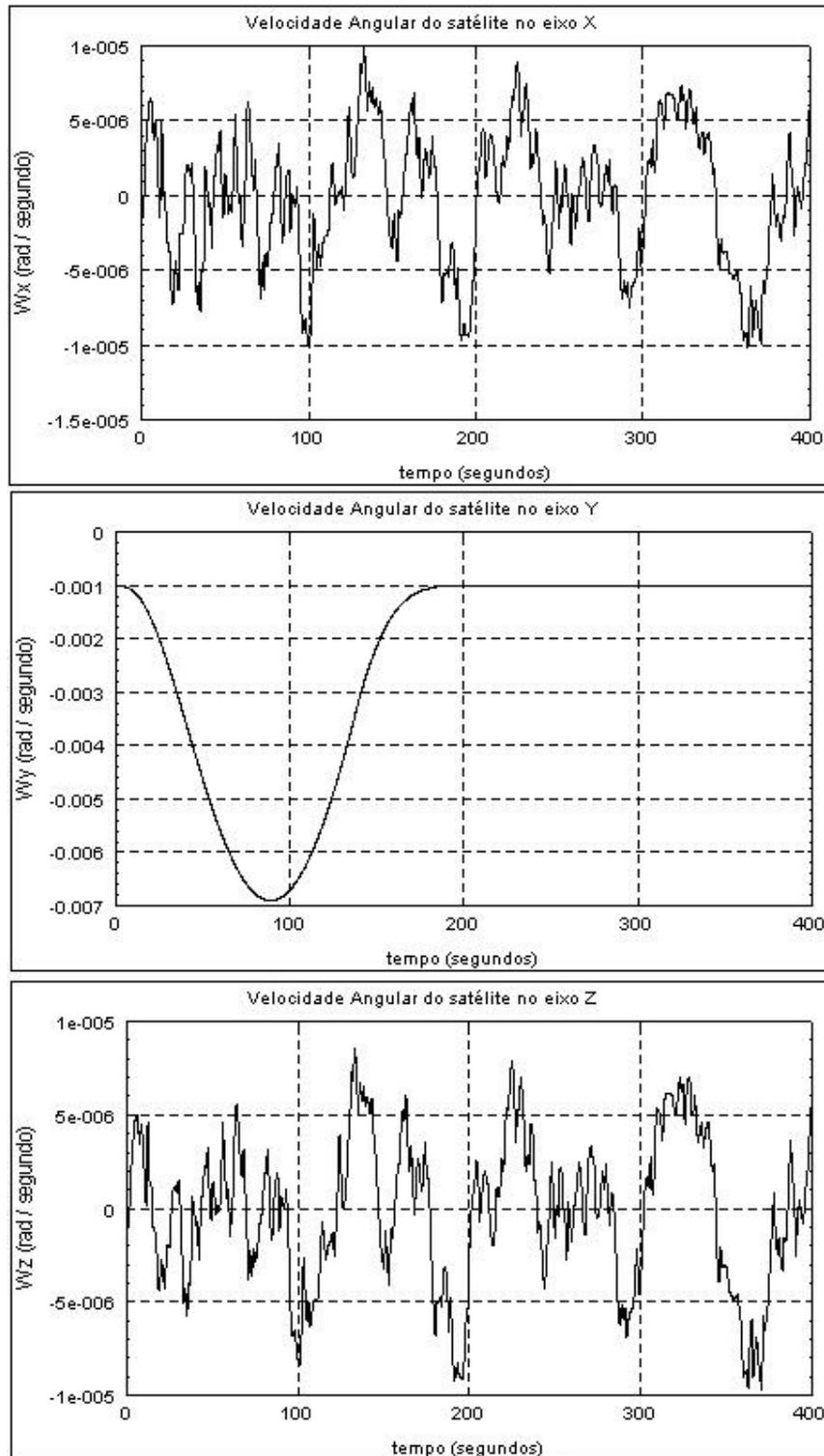


FIGURA 4.128 – BCK_1-3_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

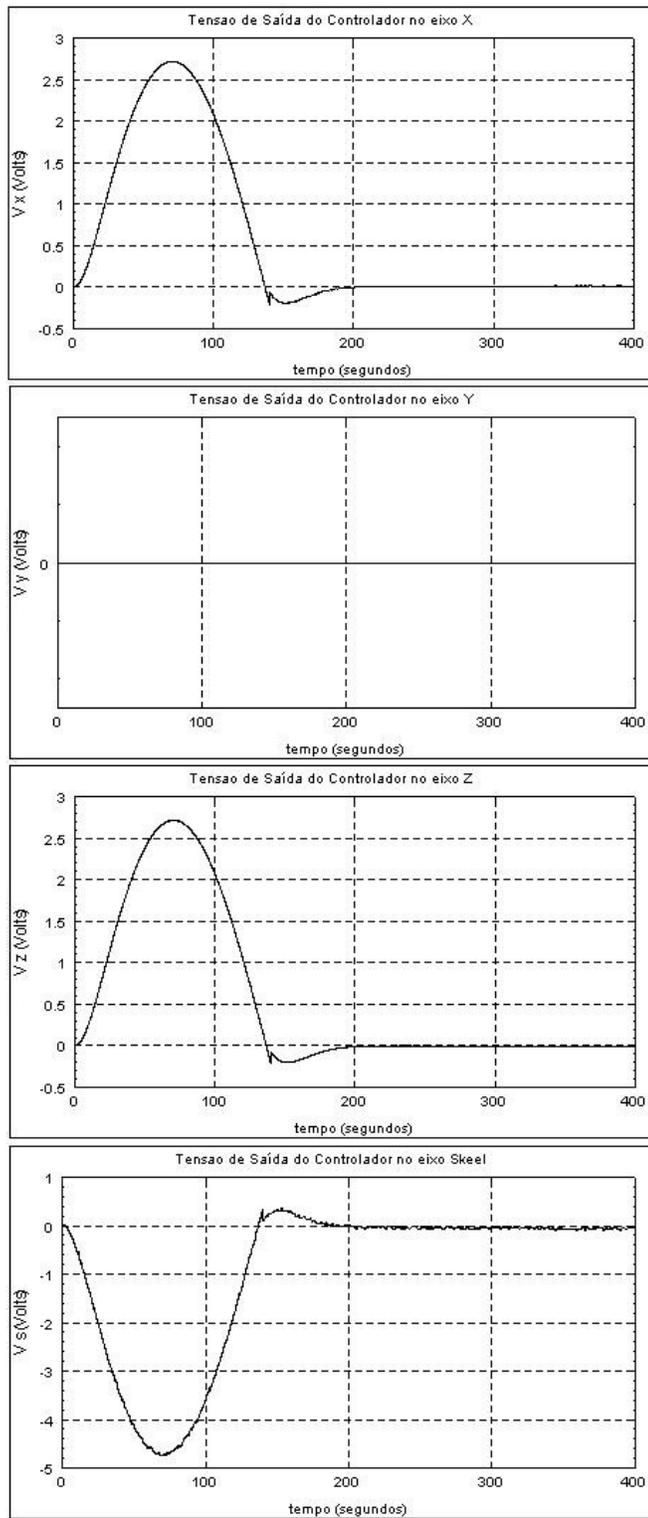


FIGURA 4.129 – BCK_1-3_Rastreador - Vr_x, Vr_y, Vr_z

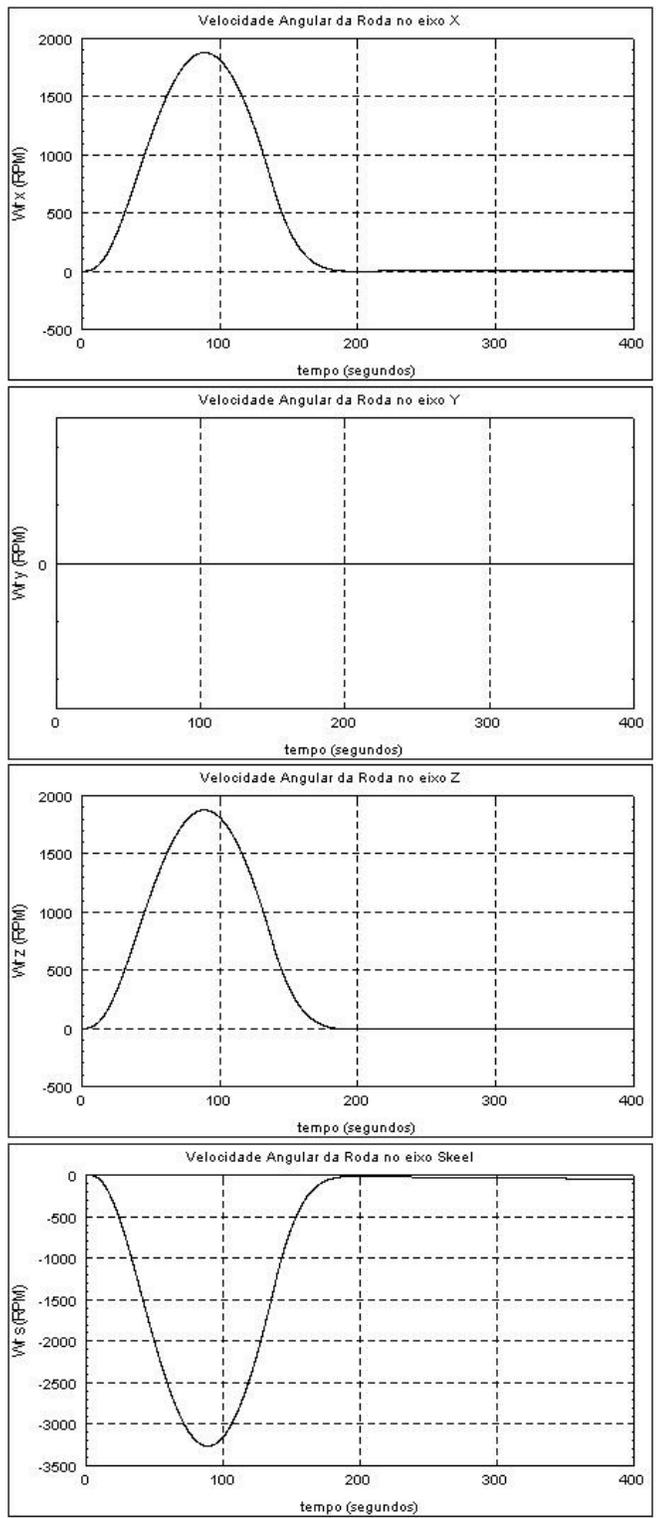


FIGURA 4.130 – BCK_1-3_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

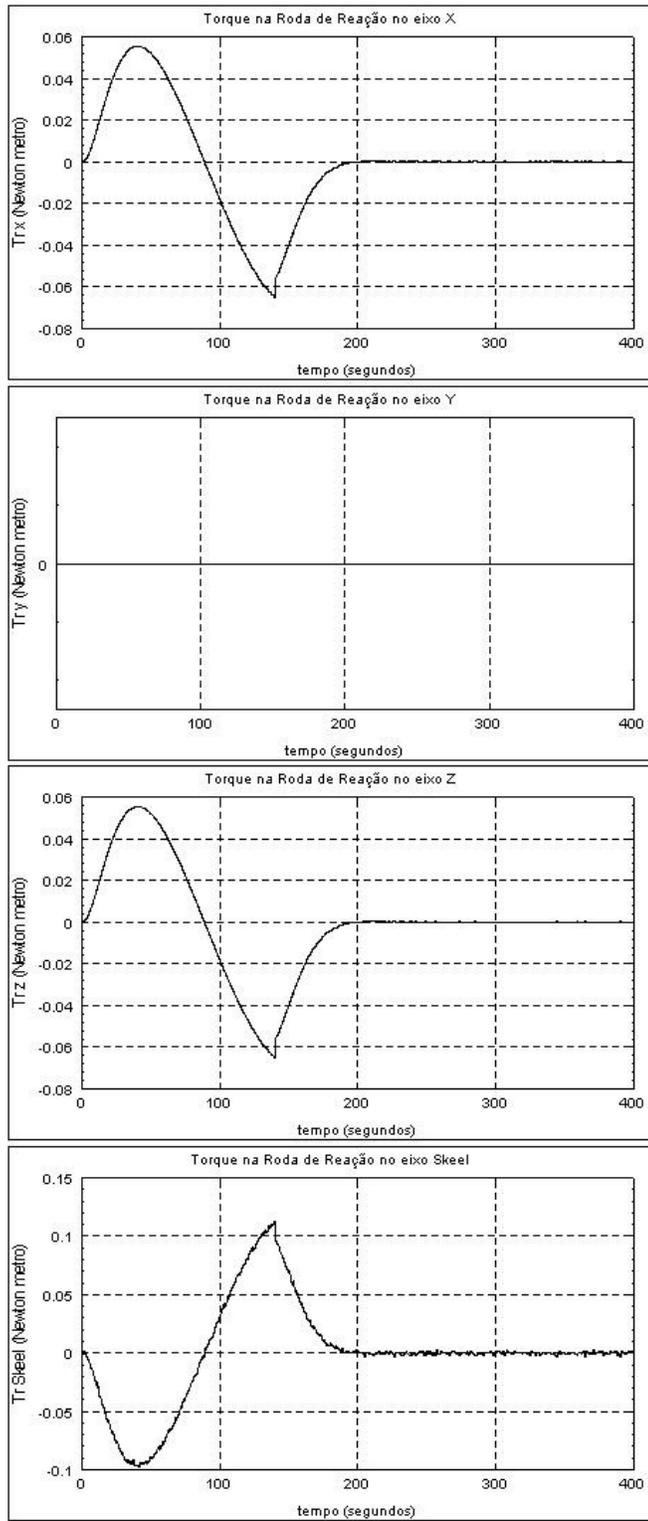


FIGURA 4.131 – BCK_1-3_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

De fato, a estabilidade dos eixos de “x” (“roll”) e “z” (“yaw”) foi recuperada:

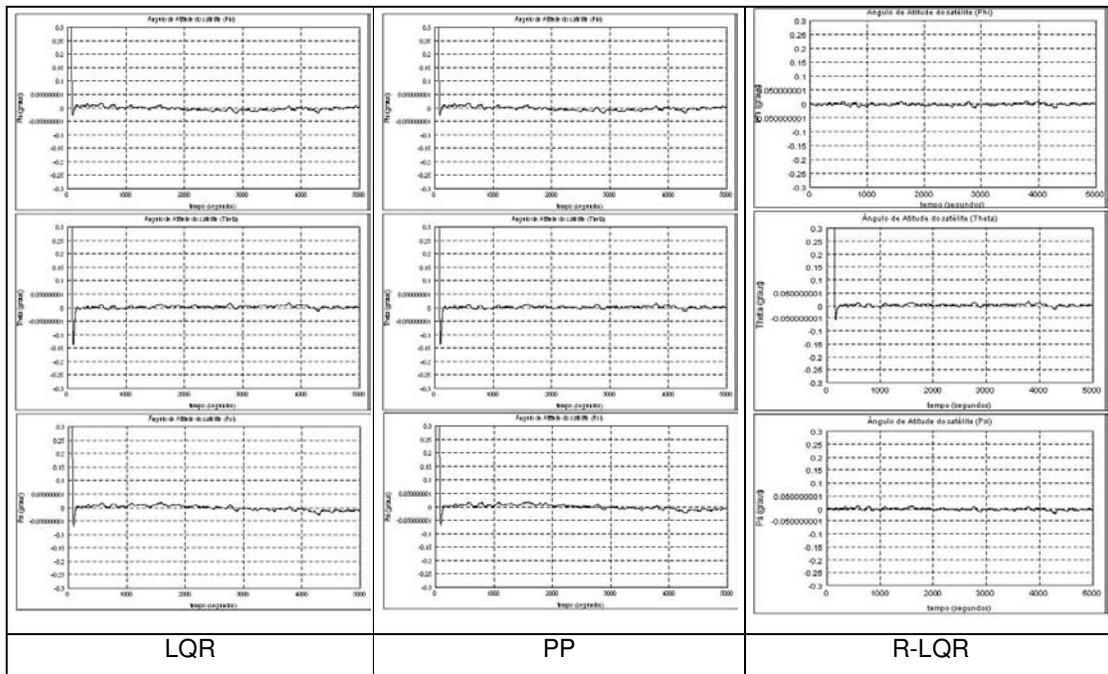


FIGURA 4.132 – BCK_1-3 - REGIME ESTACIONÁRIO

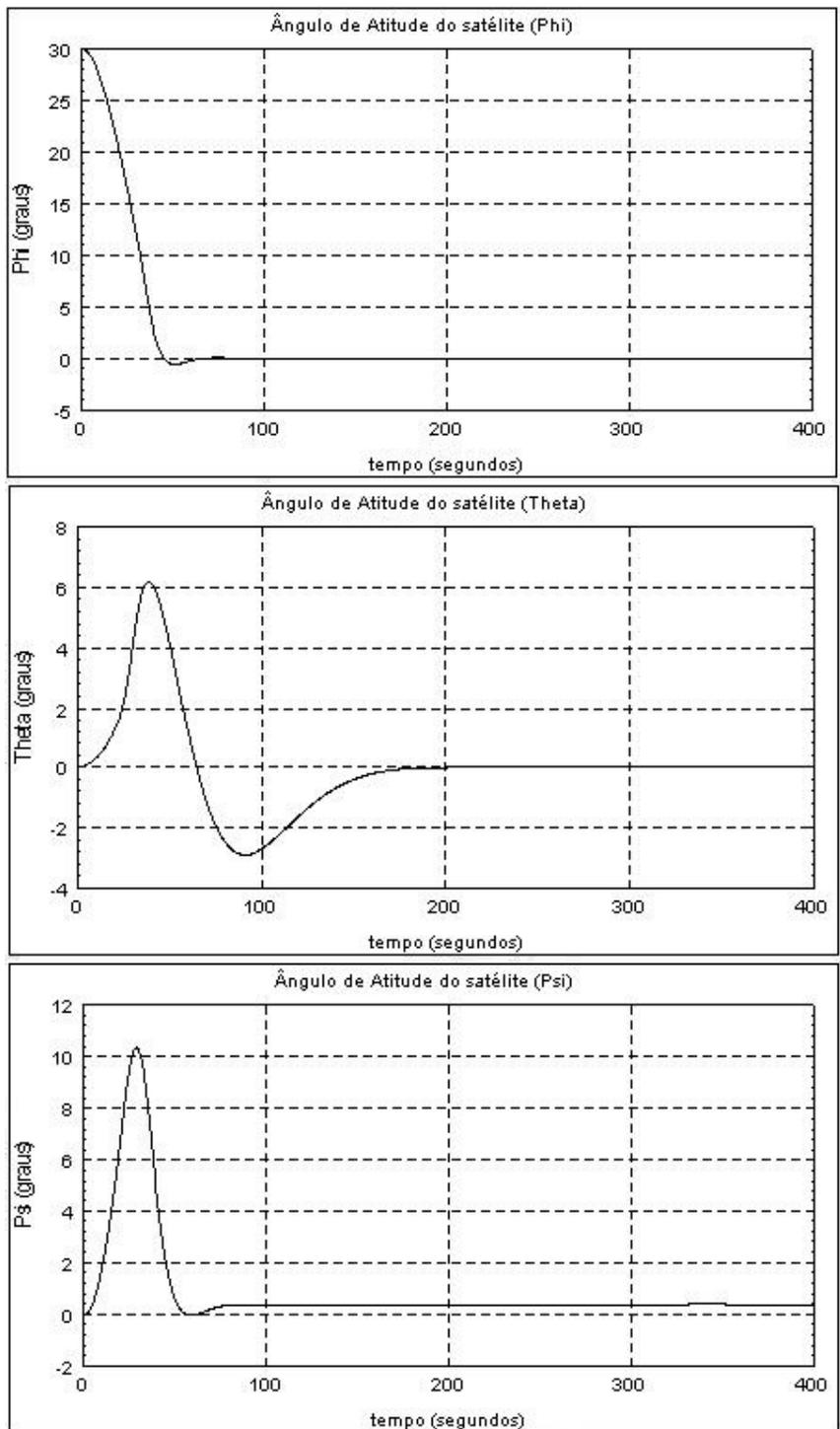


FIGURA 4.133 – BCK_2_PD - Phi, Theta, Psi

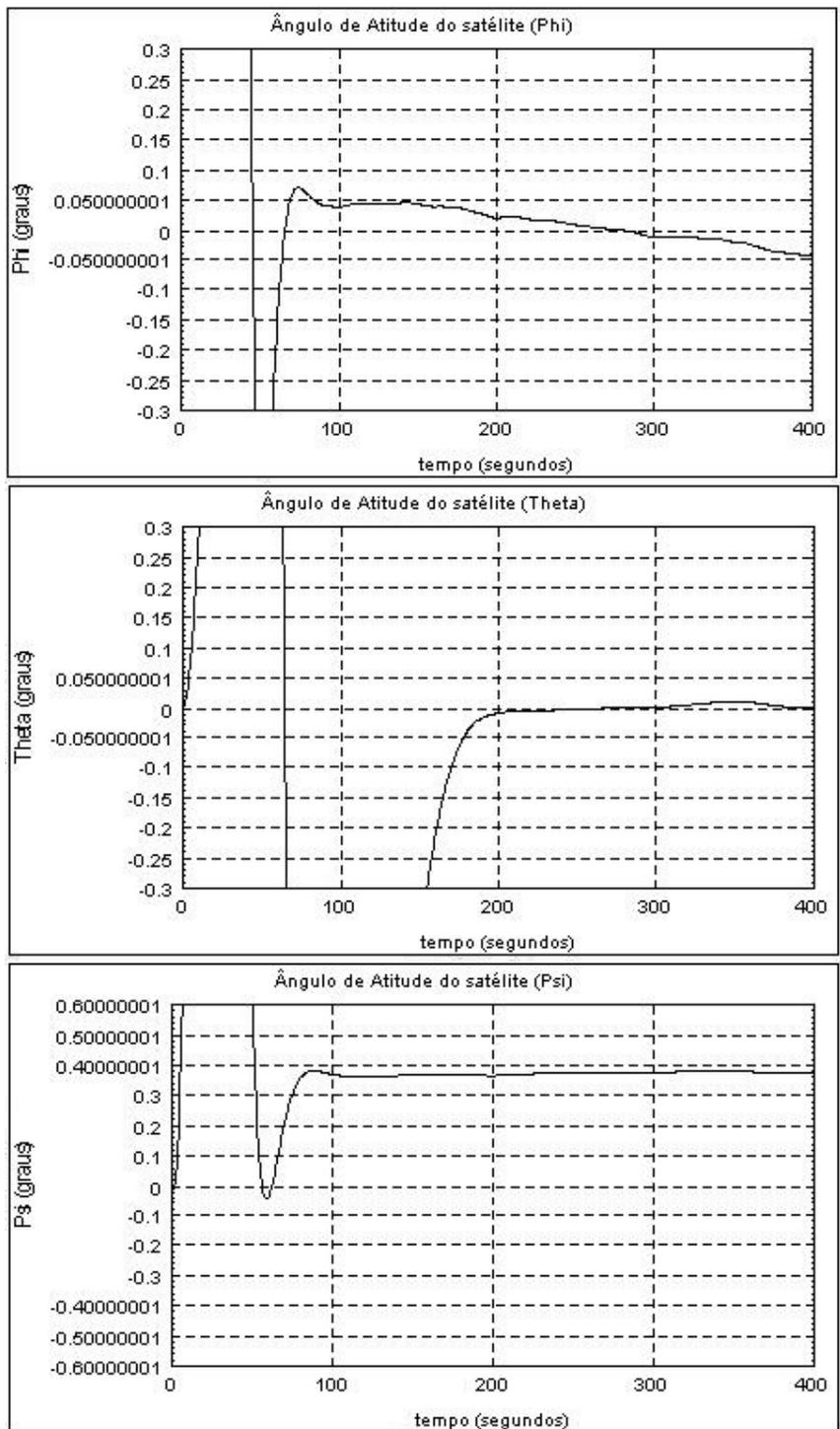


FIGURA 4.134 – BCK_2_PD - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

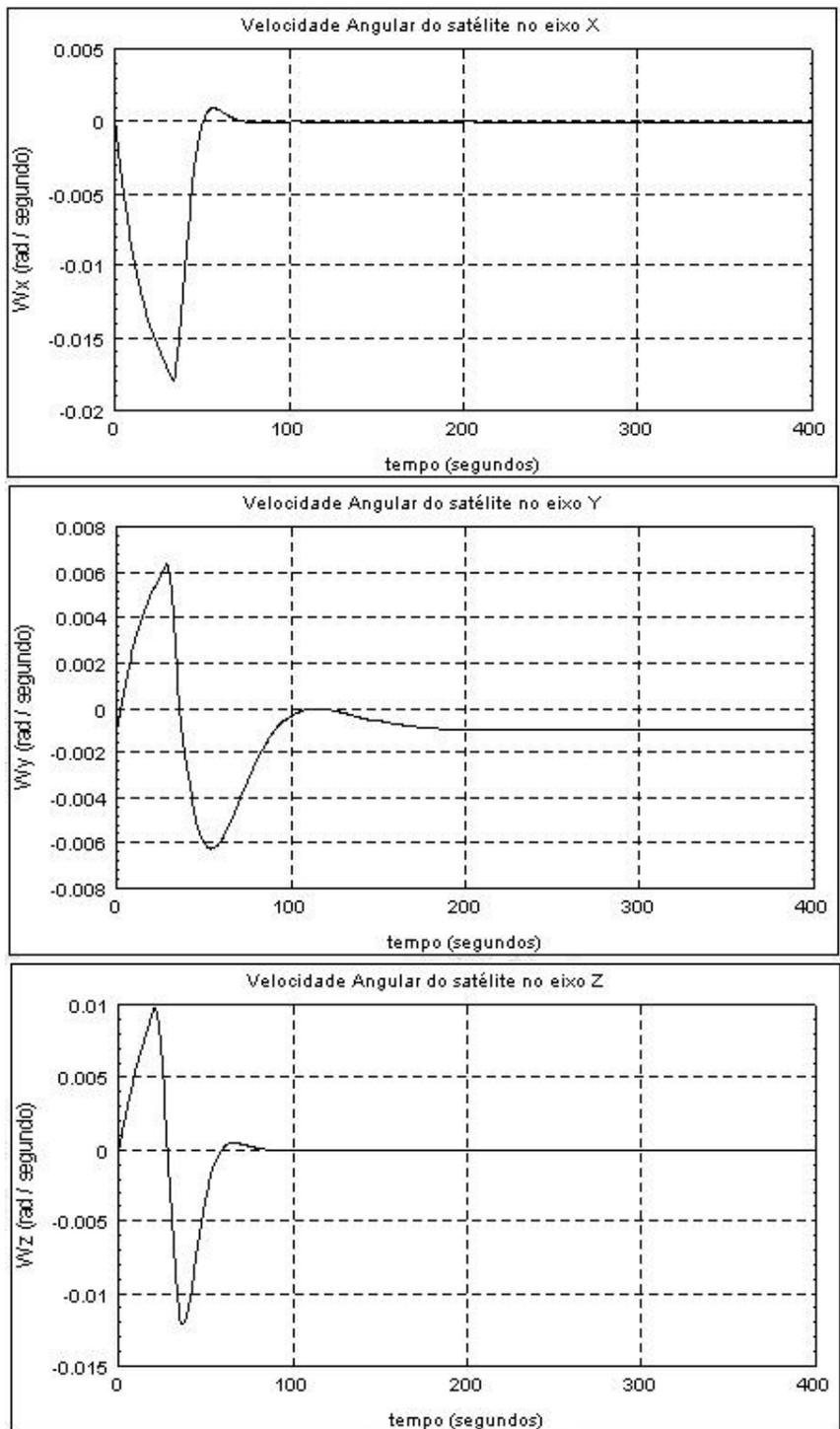


FIGURA 4.135 – BCK_2_PD - Wsx, Wsy, Wsz

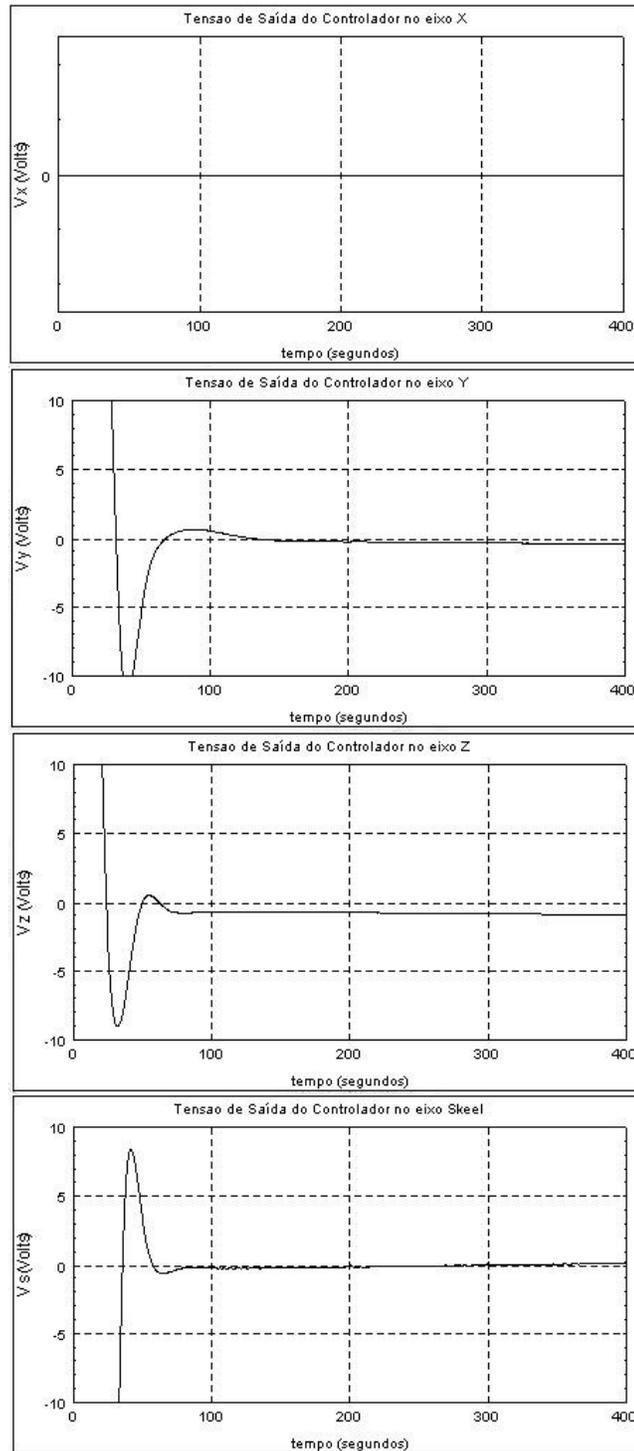


FIGURA 4.136 – BCK_2_PD - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

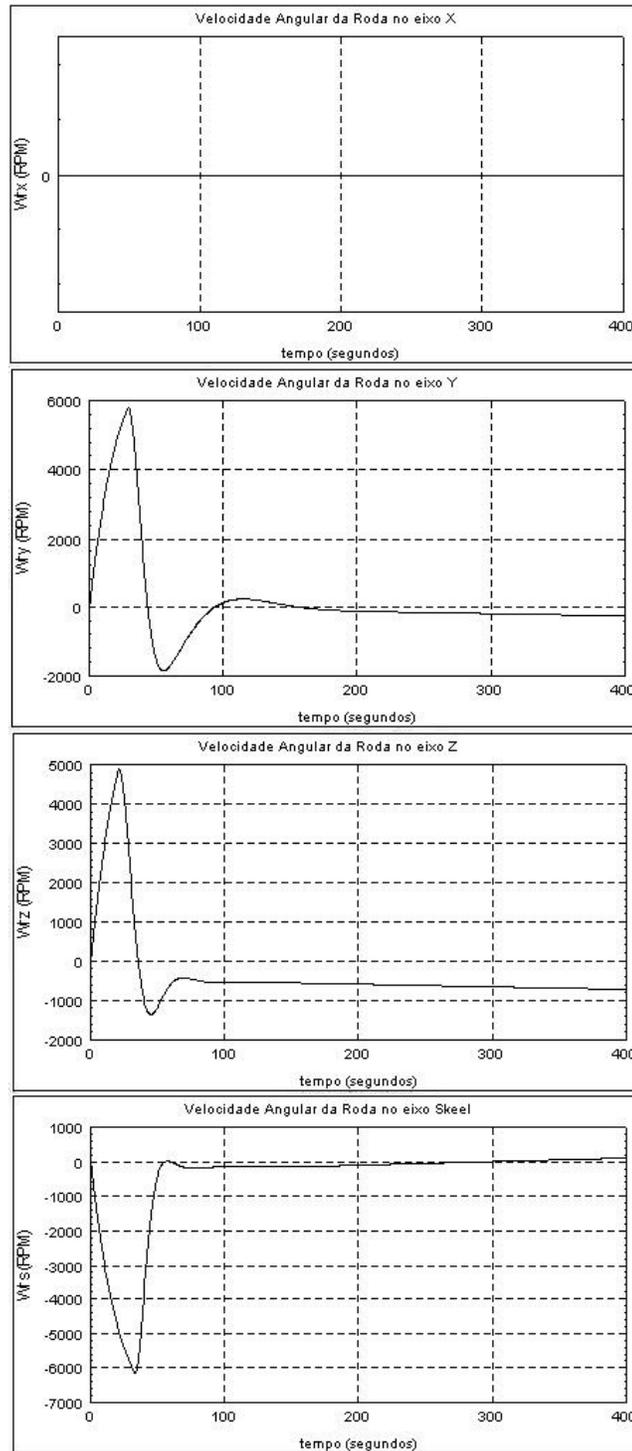


FIGURA 4.137 – BCK_2_PD - Wrx, Wry, Wrz

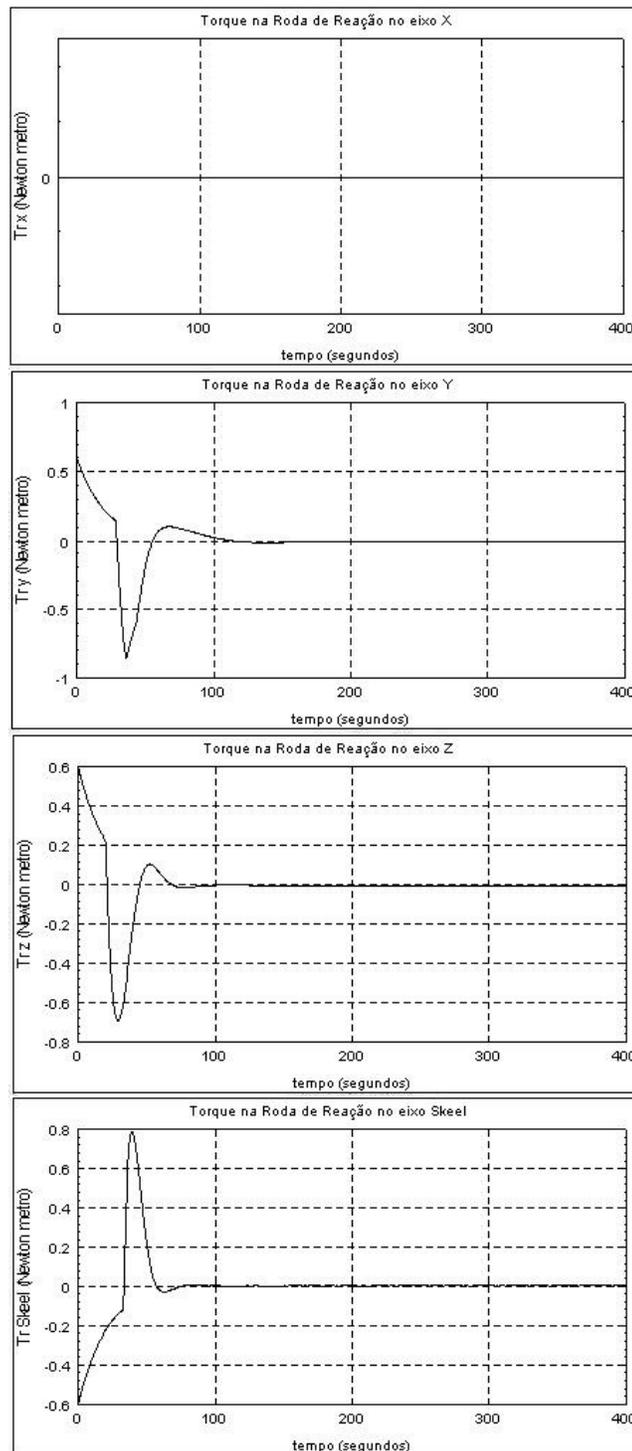


FIGURA 4.138 – BCK_2_PD - Mrx, Mry, Mrz

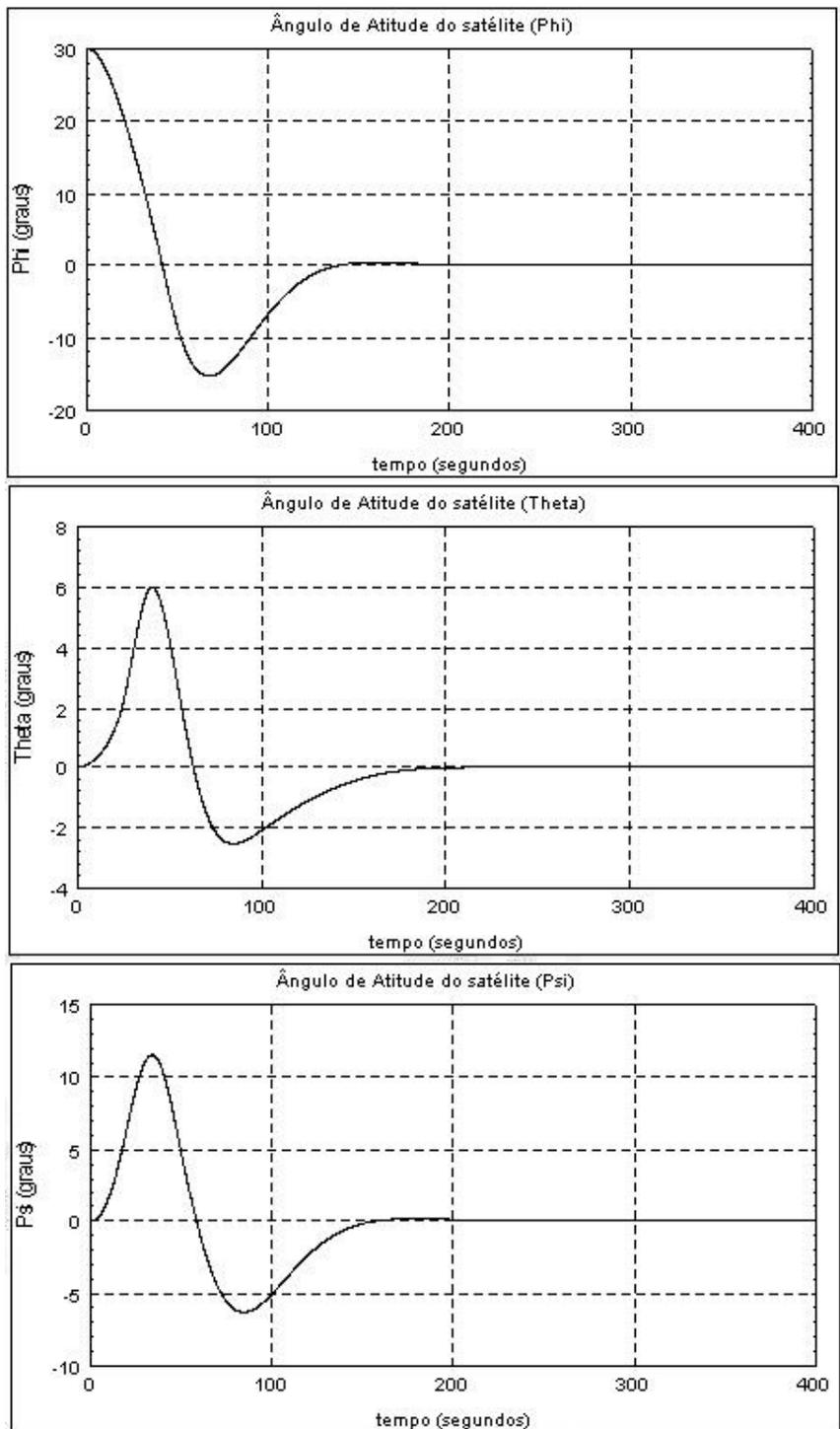


FIGURA 4.139 – BCK_2_PID - Phi, Theta, Psi

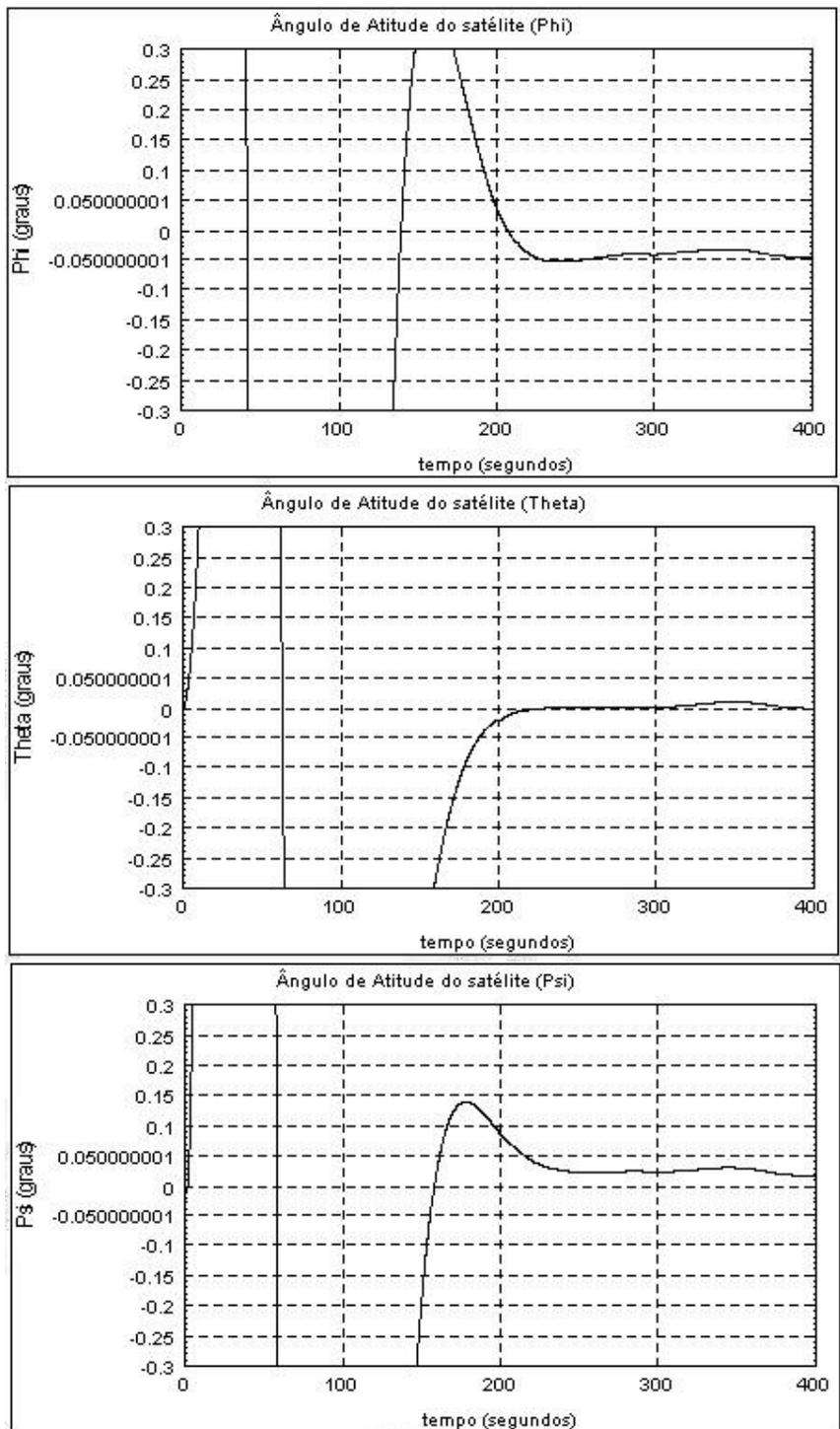


FIGURA 4.140 – BCK_2_PID - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

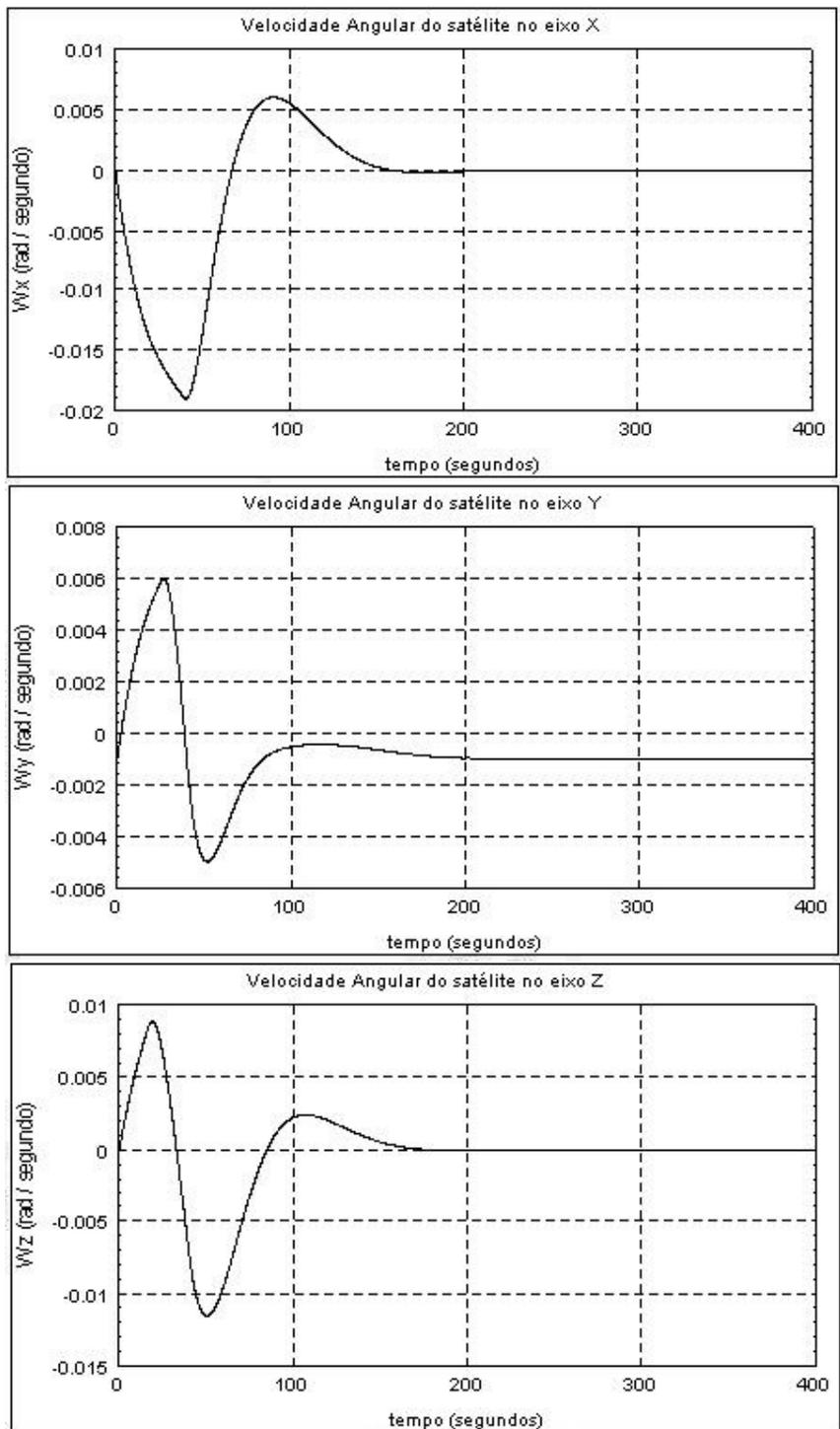


FIGURA 4.141 – BCK_2_PID - Wsx, Wsy, Wsz

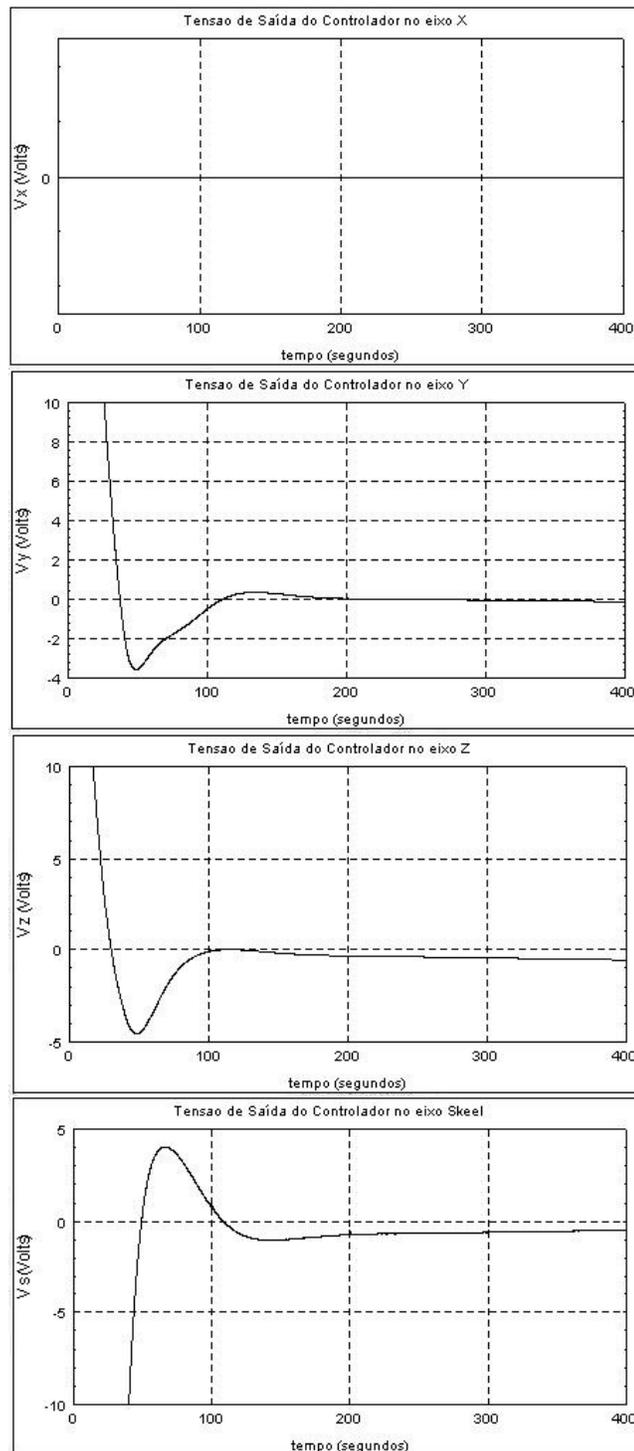


FIGURA 4.142 – BCK_2_PID - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

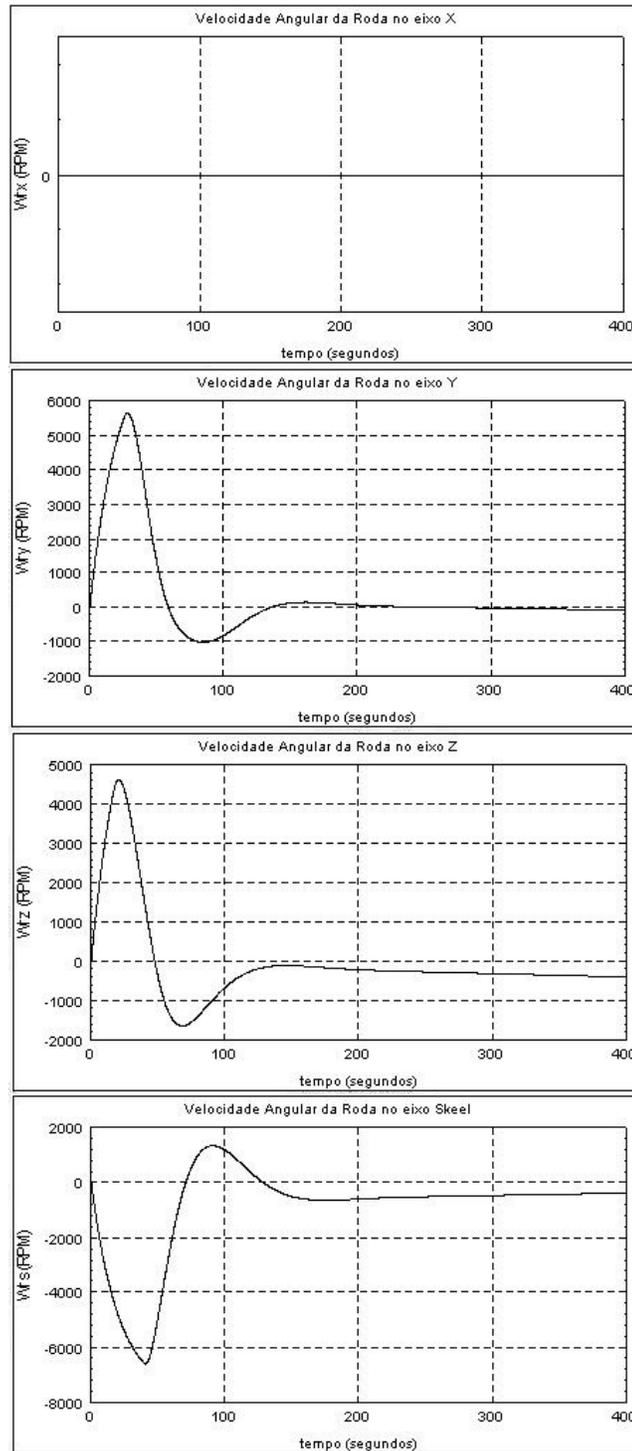


FIGURA 4.143 – BCK_2_PID - Wrx, Wry, Wrz

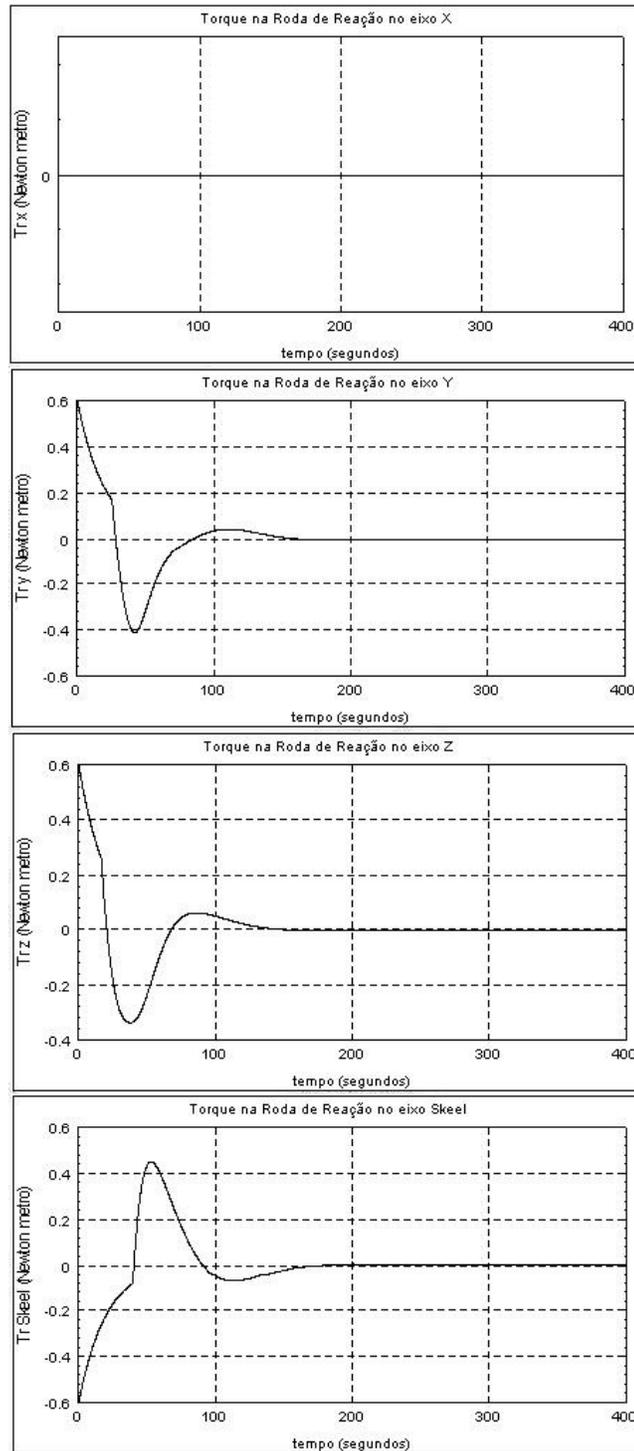


FIGURA 4.144 – BCK_2_PID - Mrx, Mry, Mrz

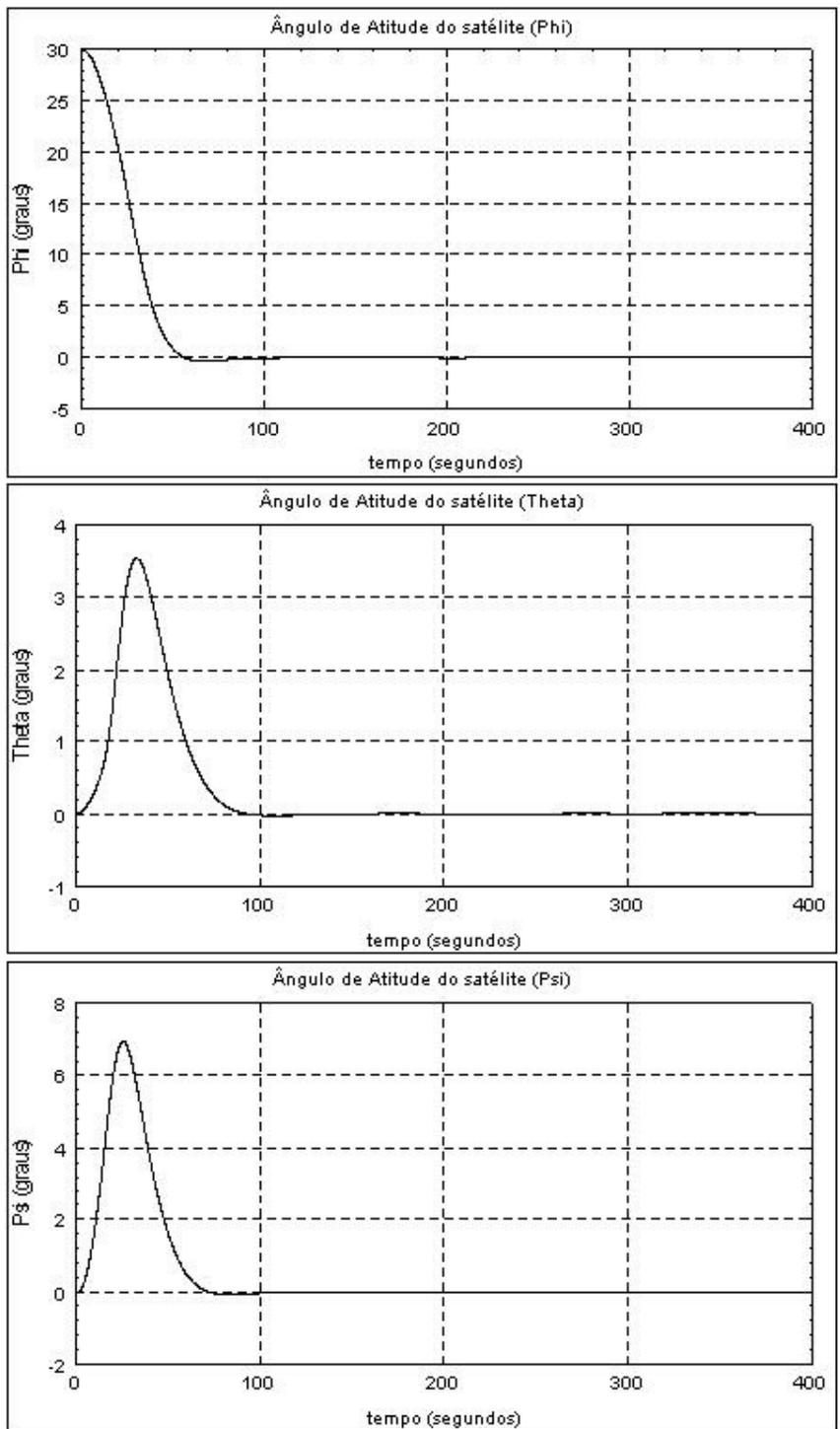


FIGURA 4.145 – BCK_2_LQR - Phi, Theta, Psi

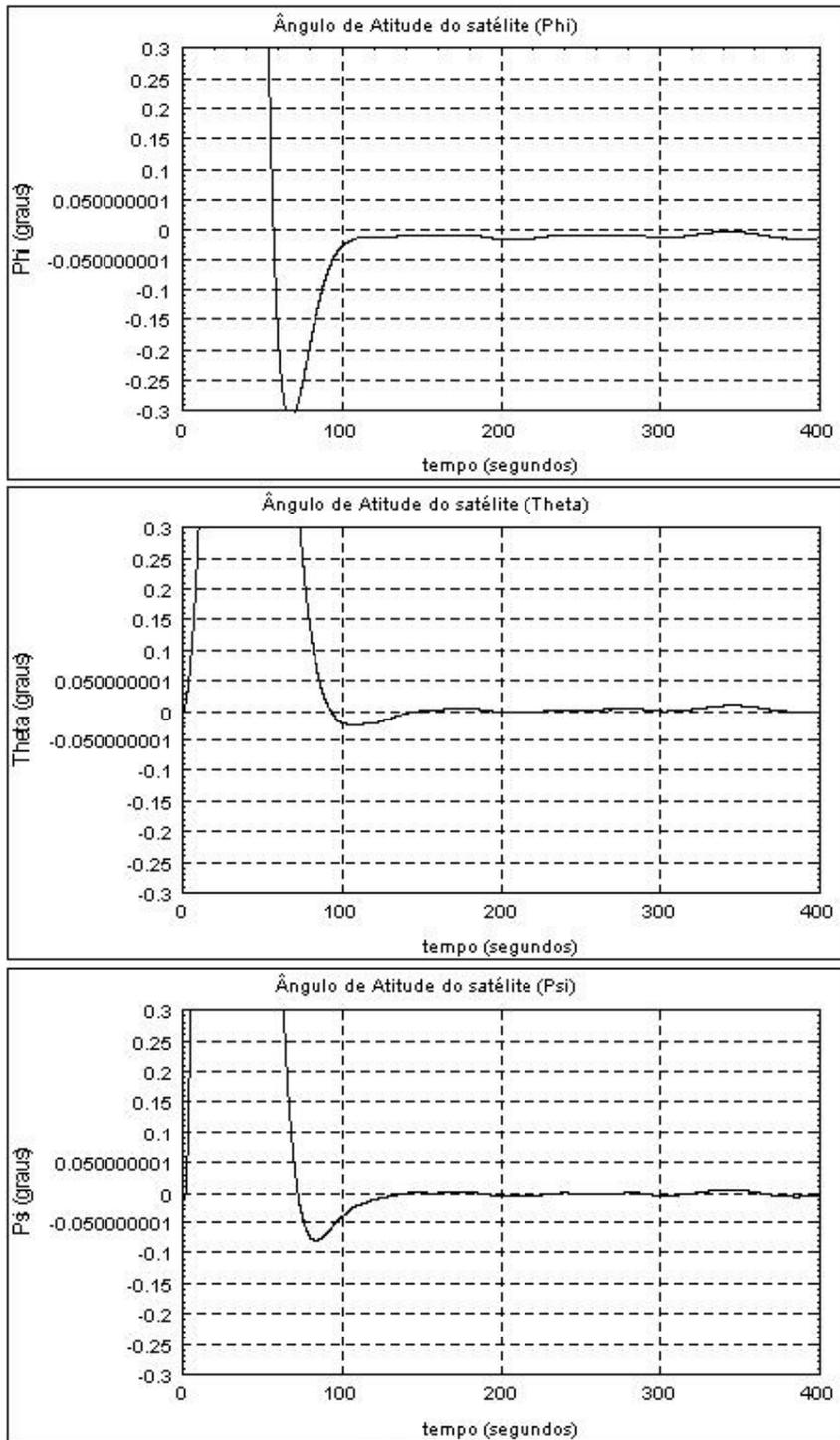


FIGURA 4.146 – BCK_2_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

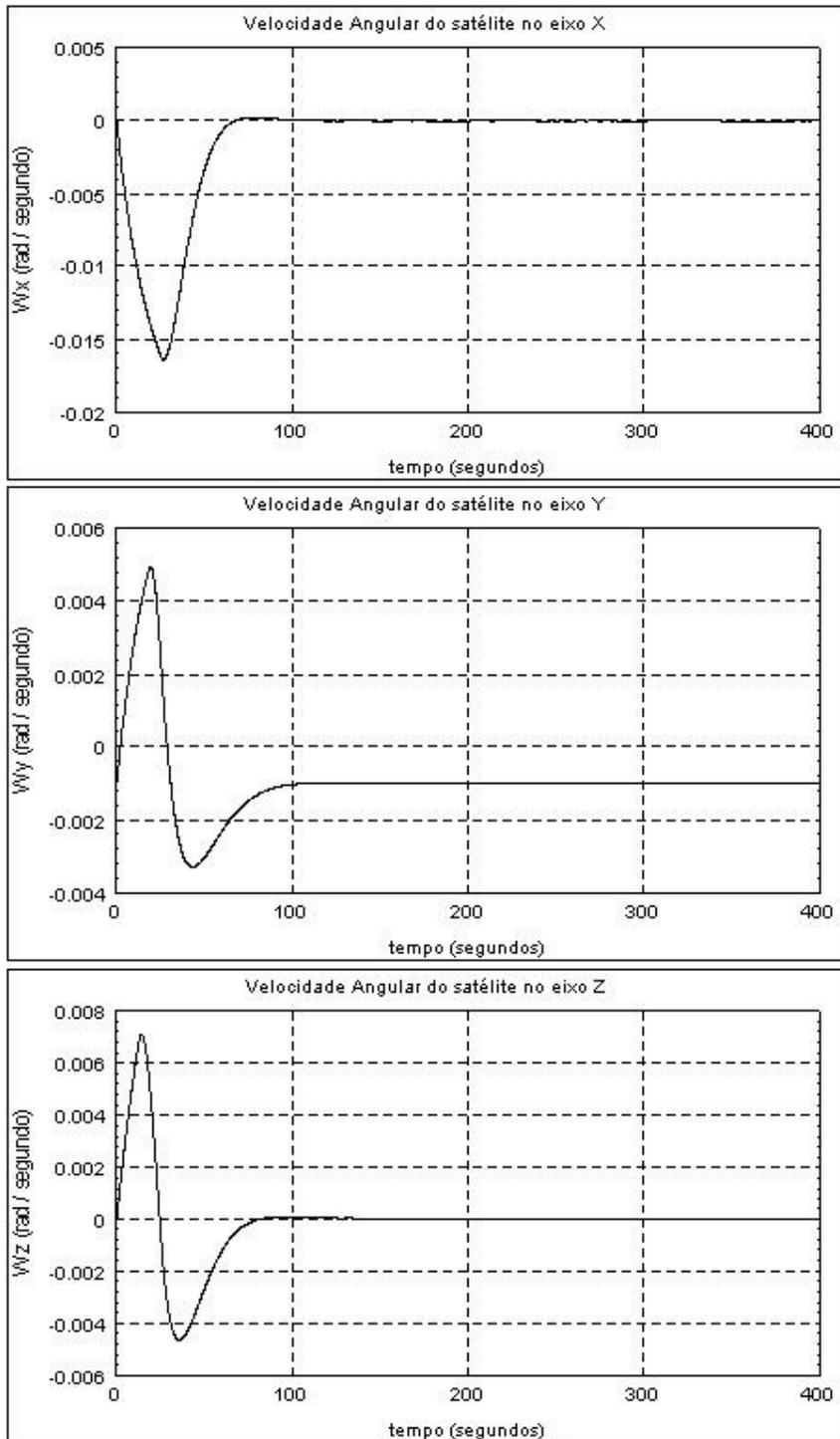


FIGURA 4.147 – BCK_2_LQR - W_x , W_y , W_z

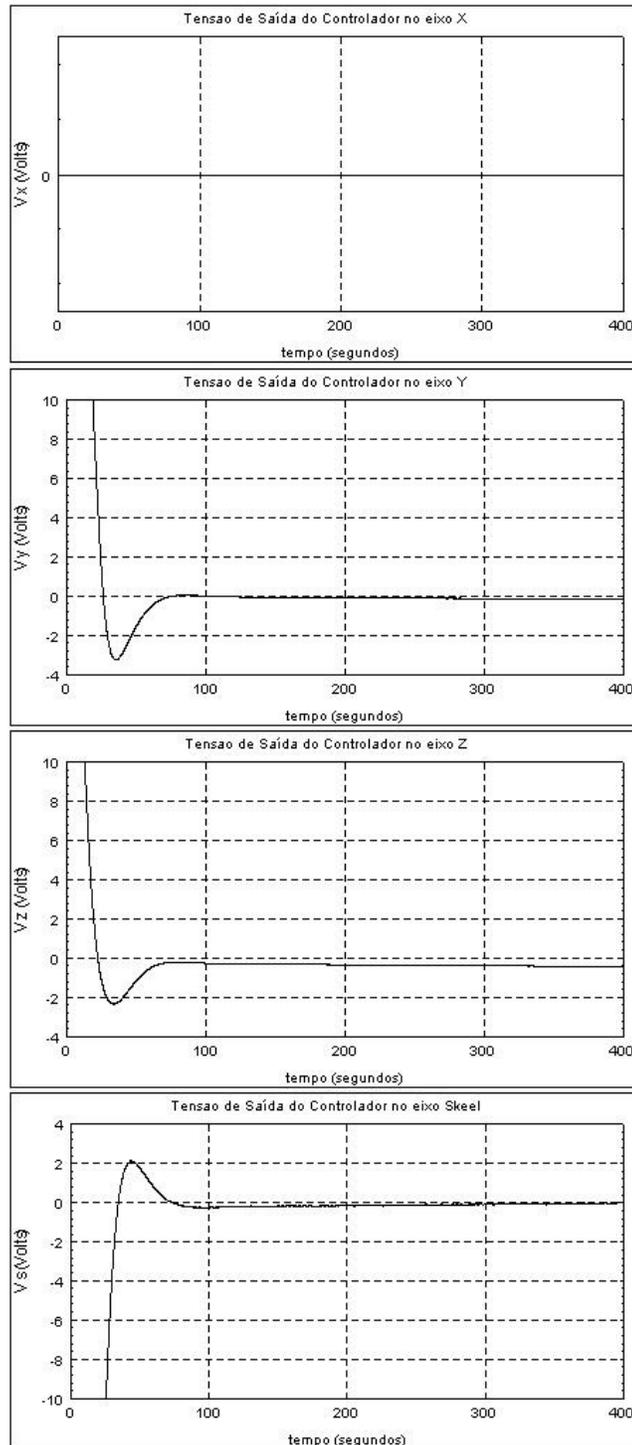


FIGURA 4.148 – BCK_2_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

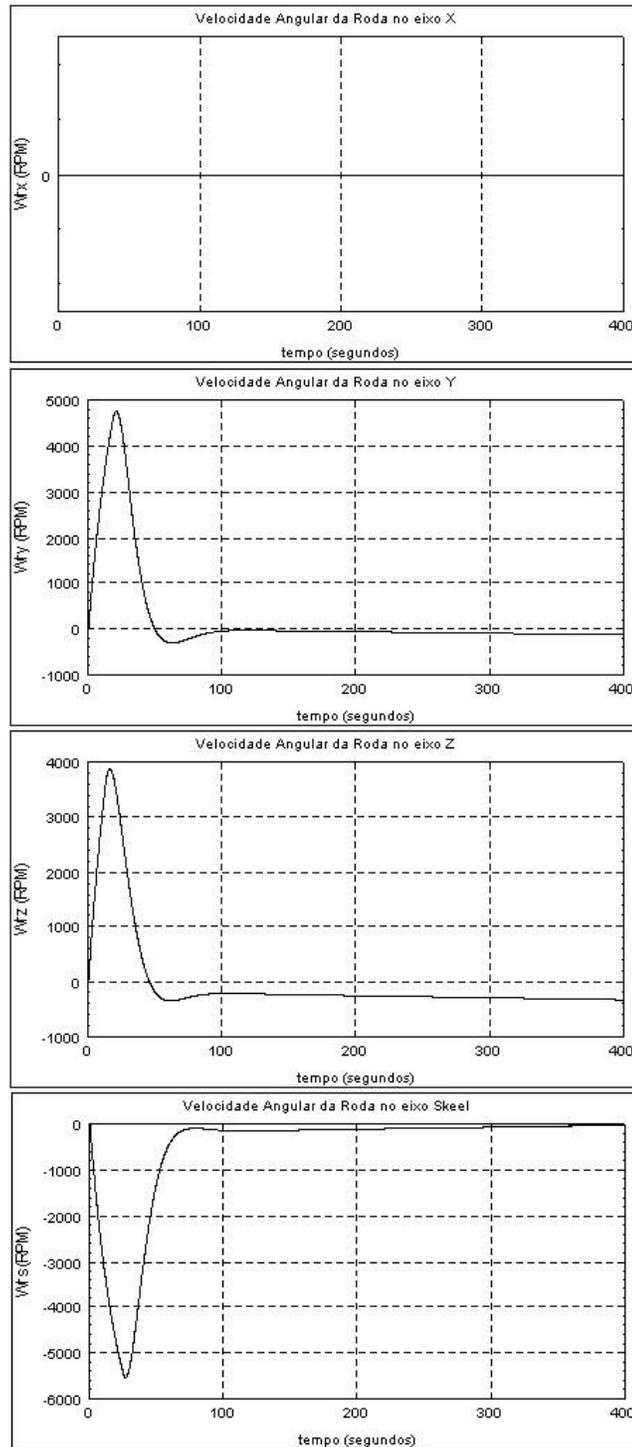


FIGURA 4.149 – BCK_2_LQR - W_{rx} , W_{ry} , W_{rz}

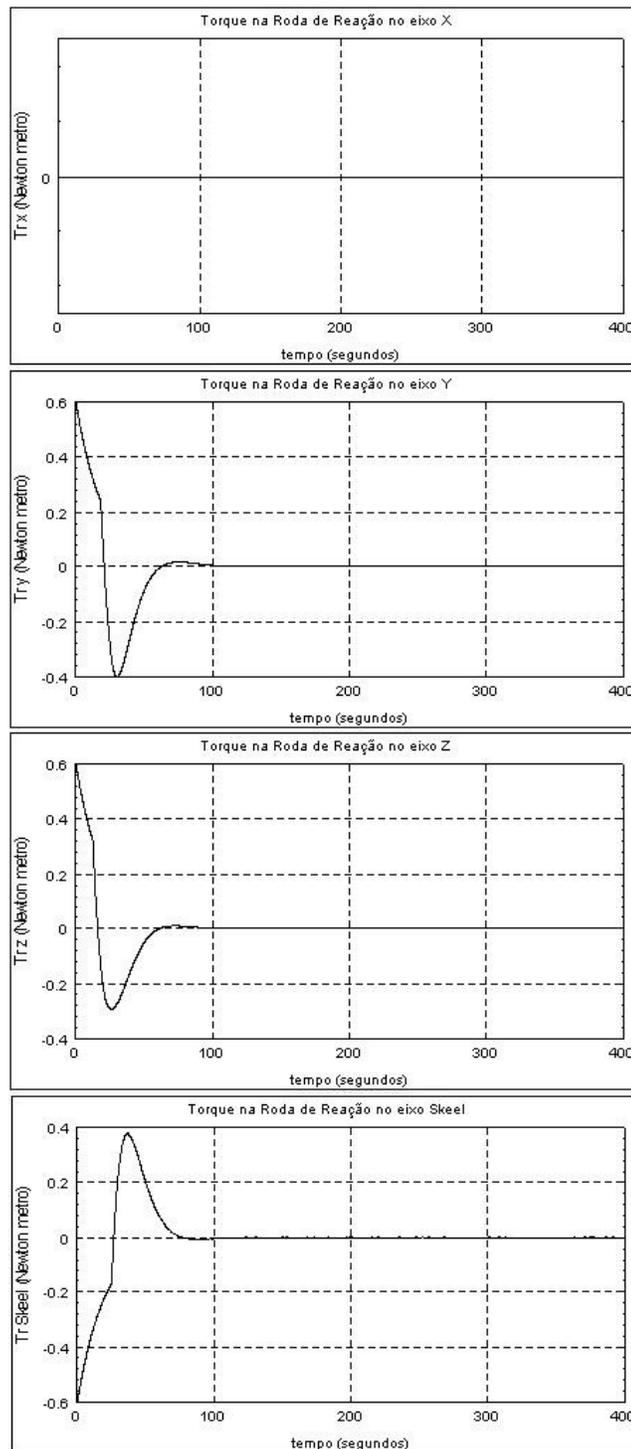


FIGURA 4.150 – BCK_2_LQR - Mrx, Mry, Mrz

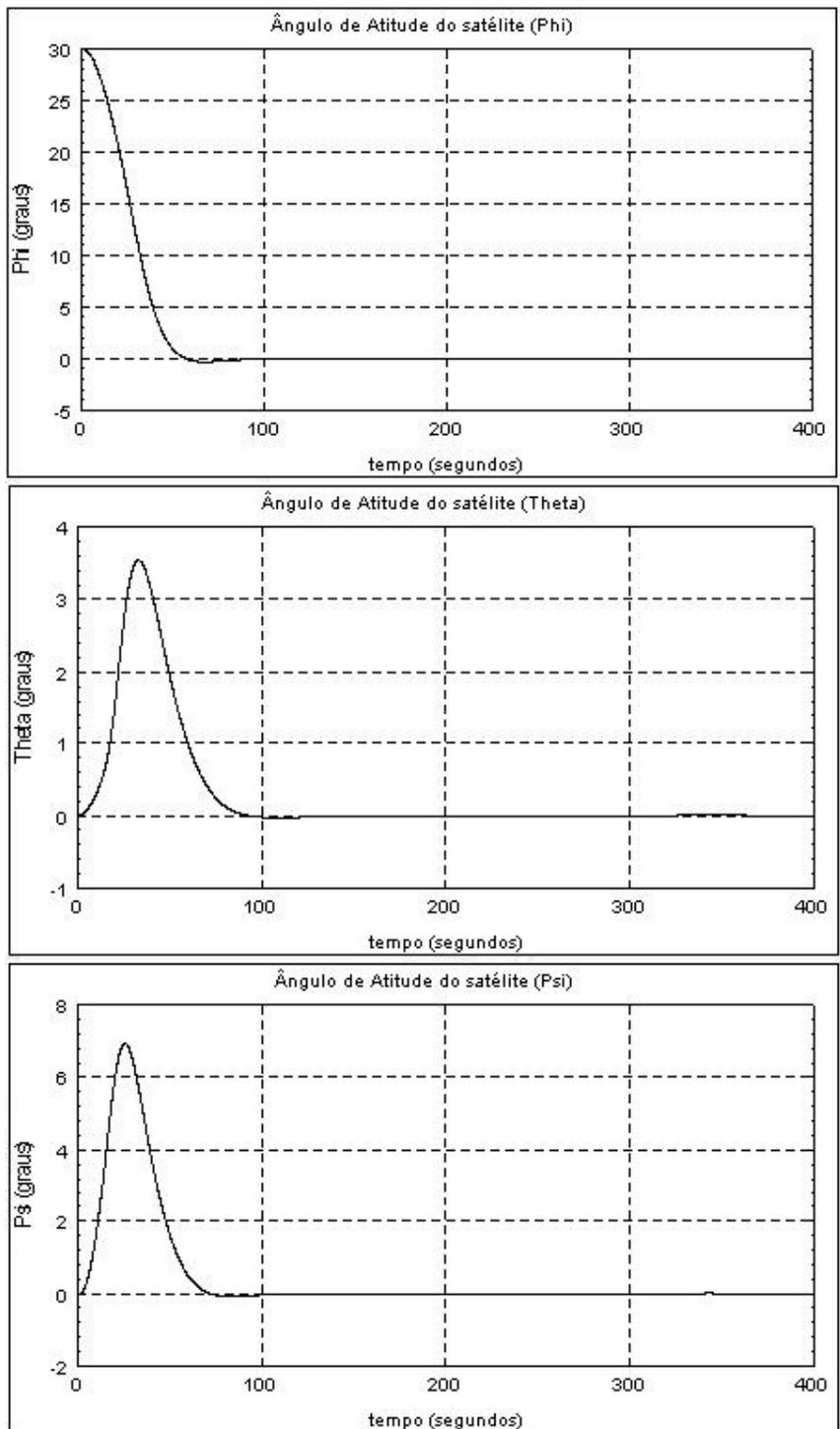


FIGURA 4.151 – BCK_2_PP - Phi, Theta, Psi

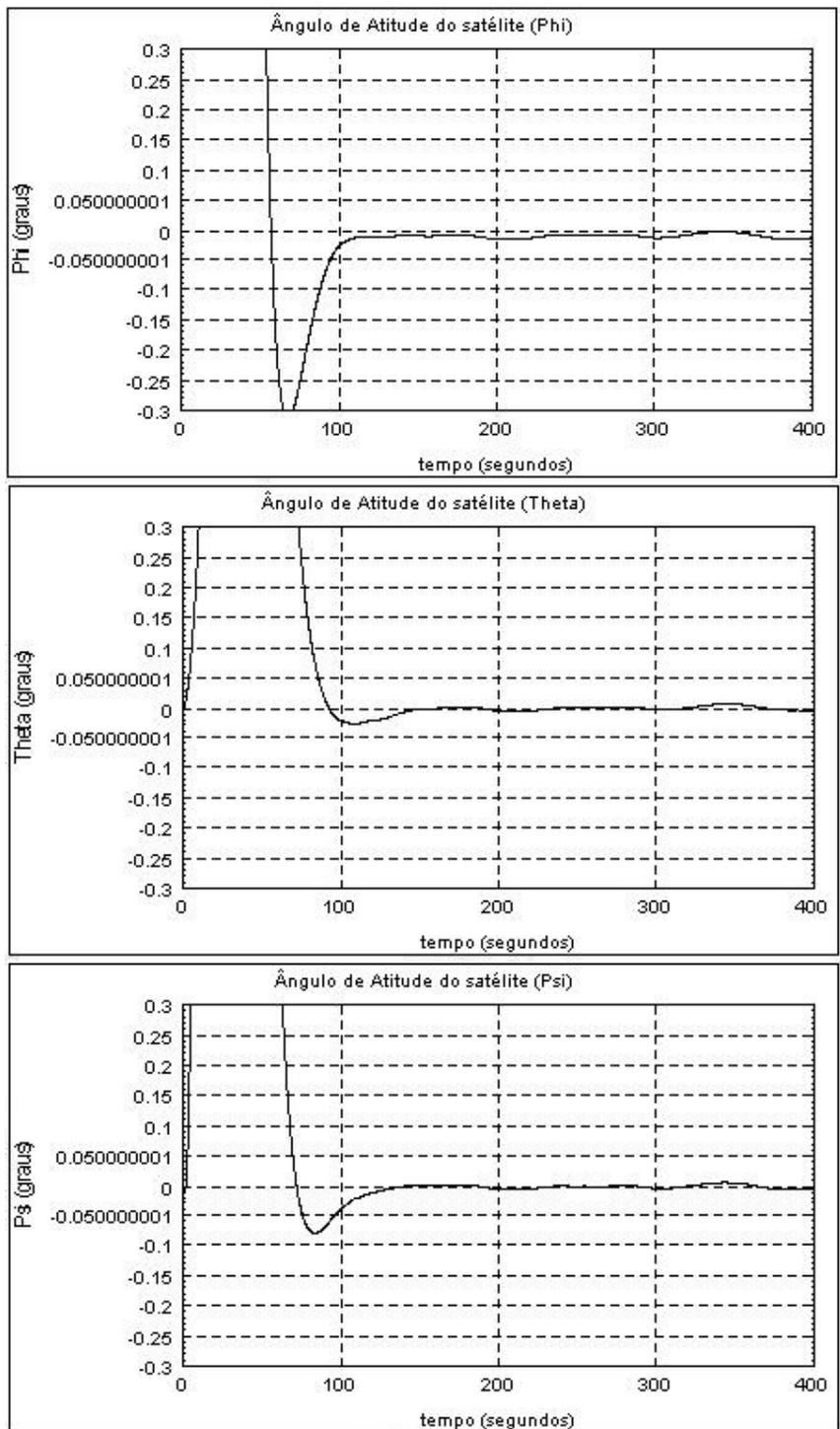


FIGURA 4.152 – BCK_2_PP - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

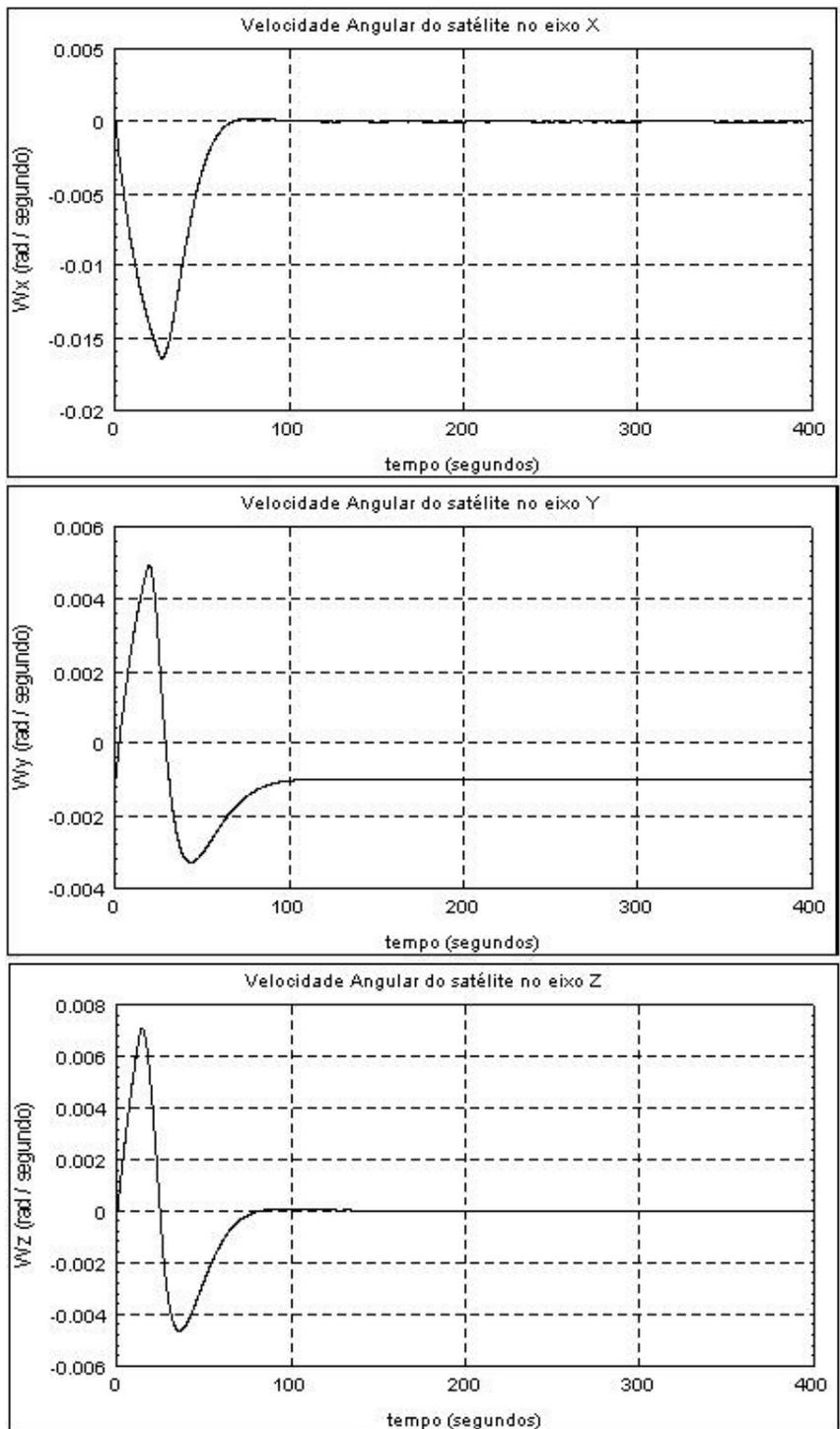


FIGURA 4.153 – BCK_2_PP - Wsx, Wsy, Wsz

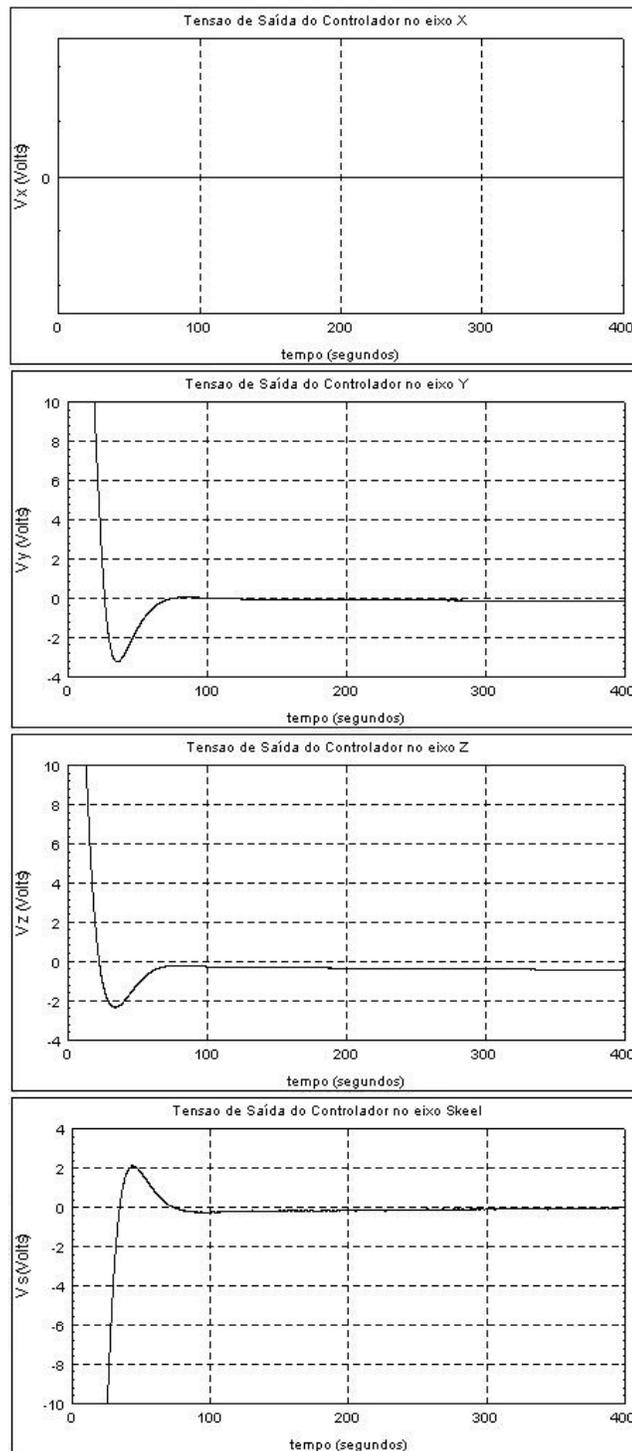


FIGURA 4.154 – BCK_2_PP - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

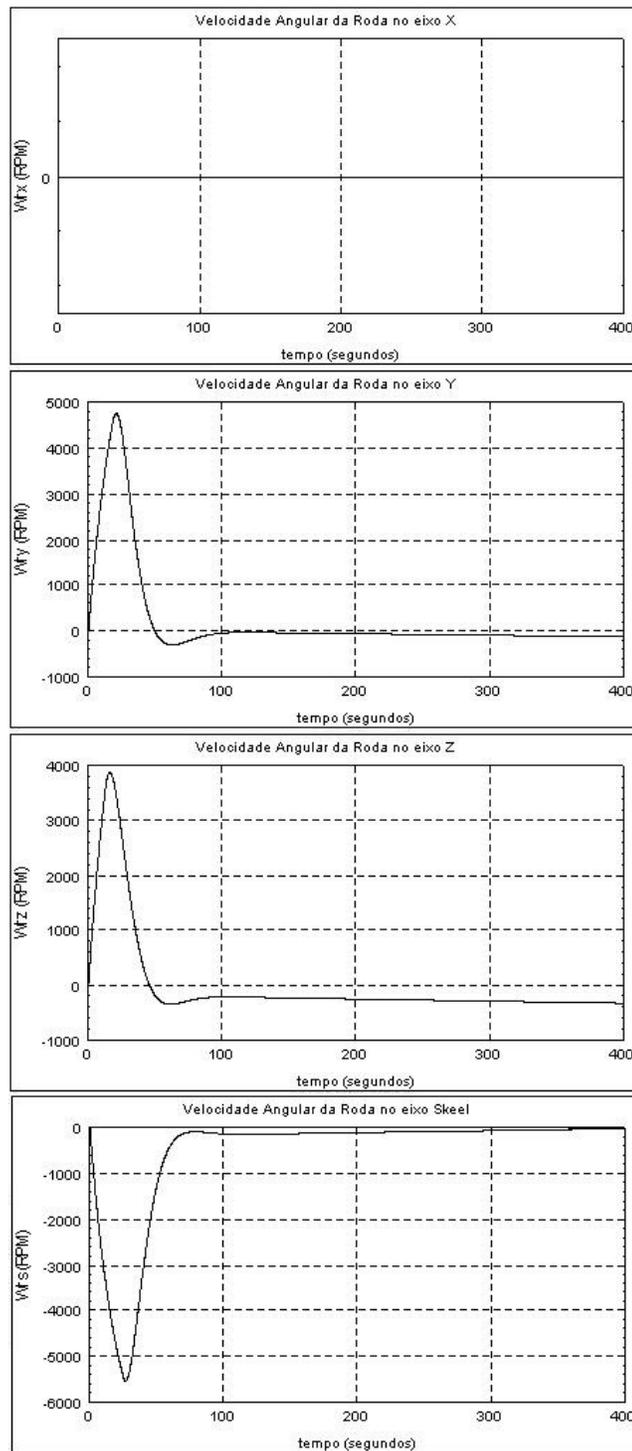


FIGURA 4.155 – BCK_2_PP - Wrx, Wry, Wrz

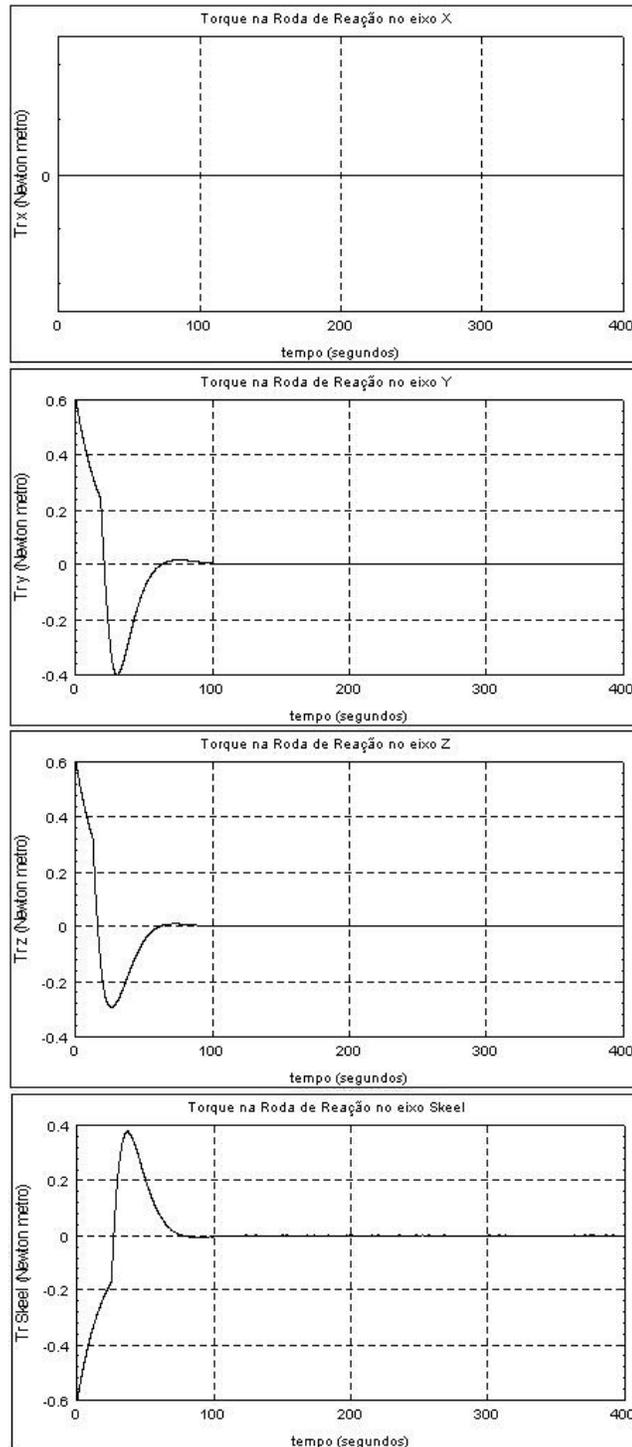


FIGURA 4.156 – BCK_2_PP - Mrx, Mry, Mrz

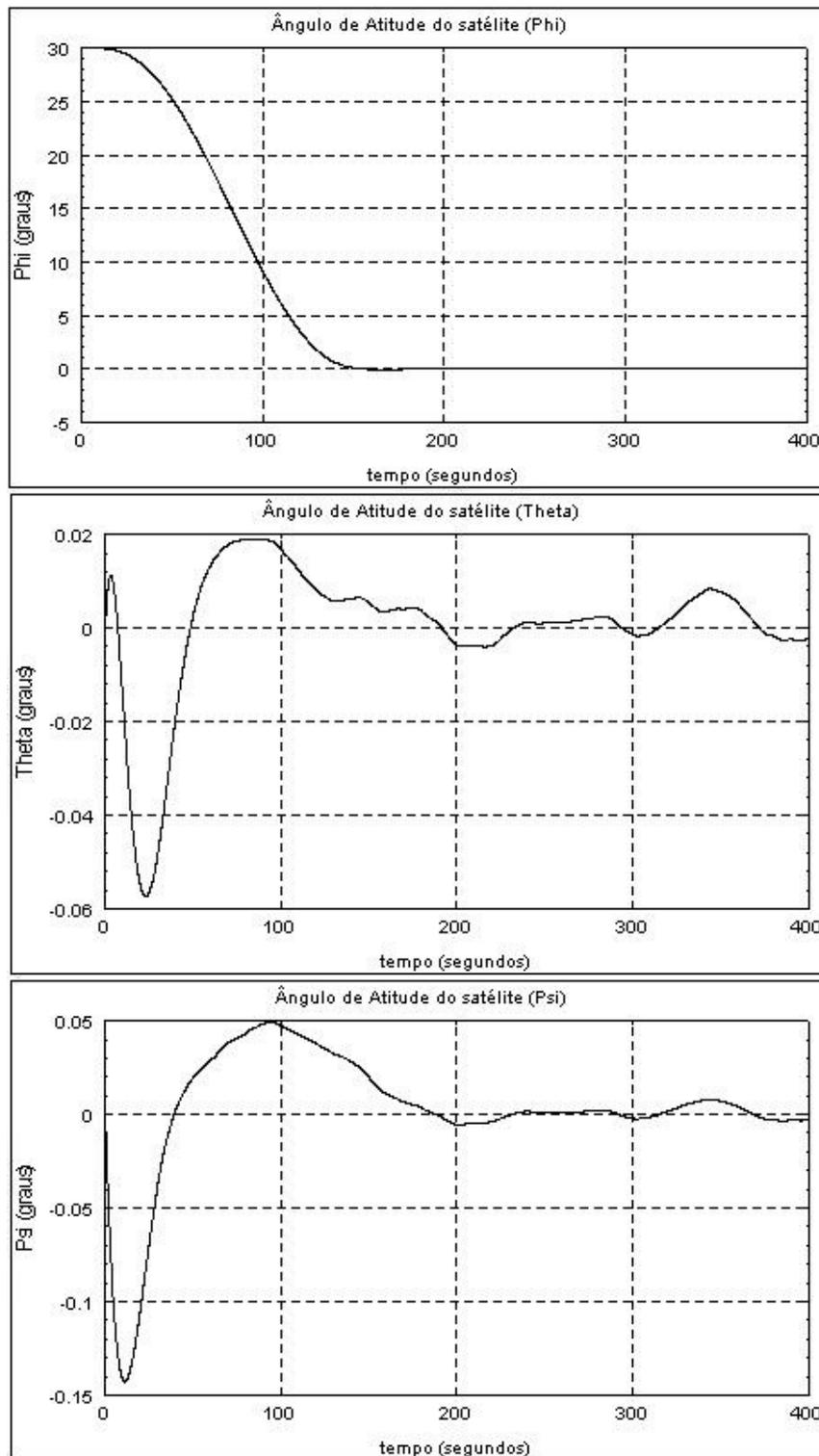


FIGURA 4.157 – BCK_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi

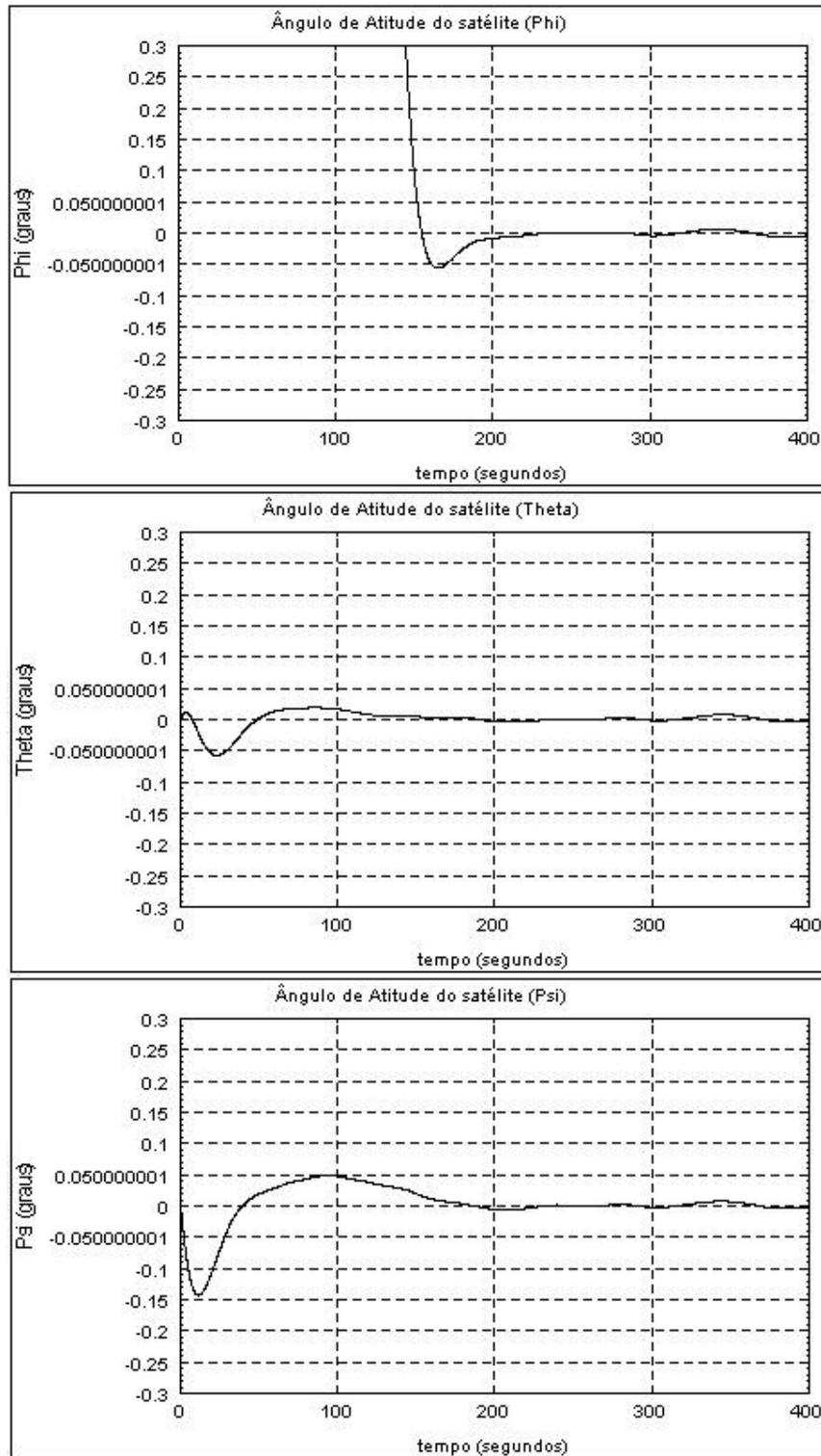


FIGURA 4.158 – BCK_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

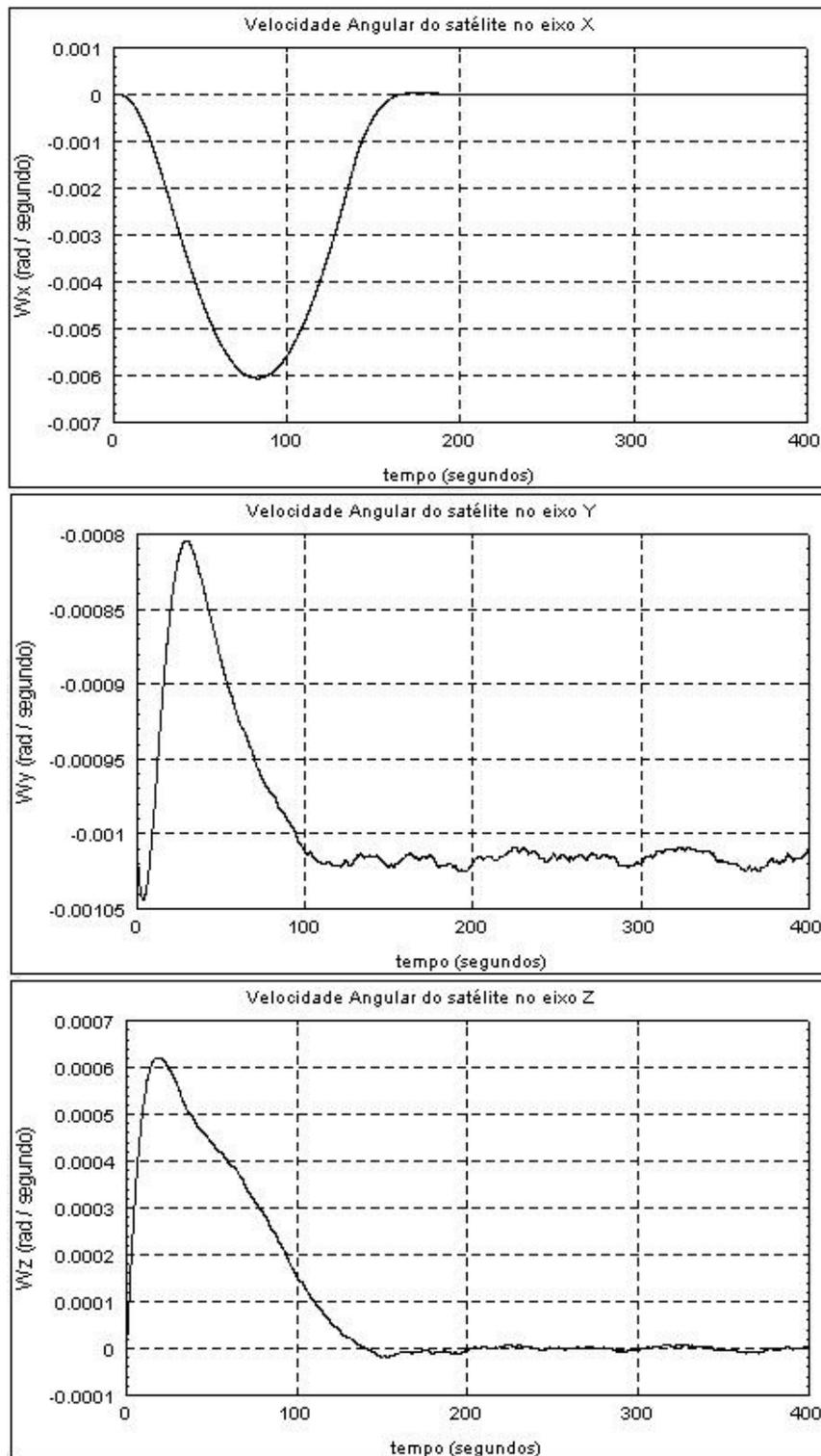


FIGURA 4.159 – BCK_2_Rastreador - W_x , W_y , W_z

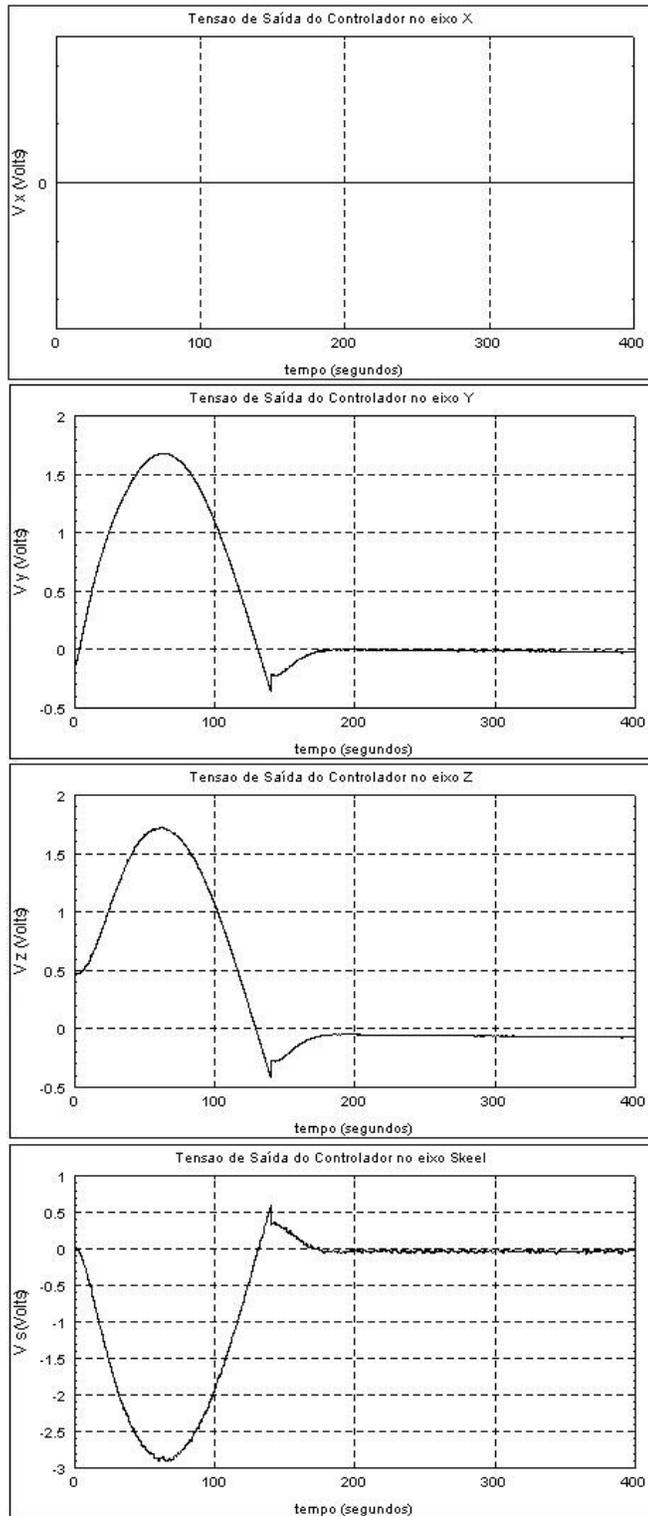


FIGURA 4.160 – BCK_2_Rastreador - Vrx, Vry, Vrz

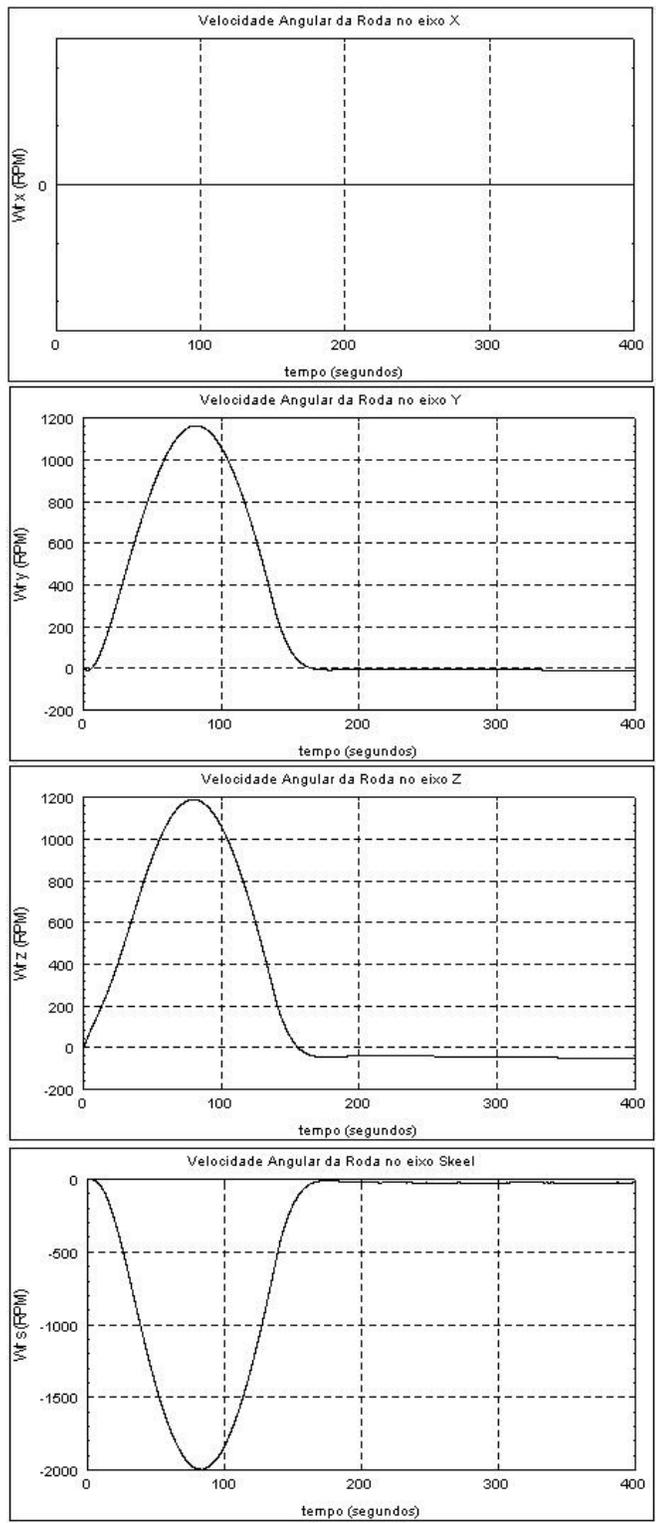


FIGURA 4.161 – BCK_2_Rastreador - W_{rx} , W_{ry} , W_{rz}

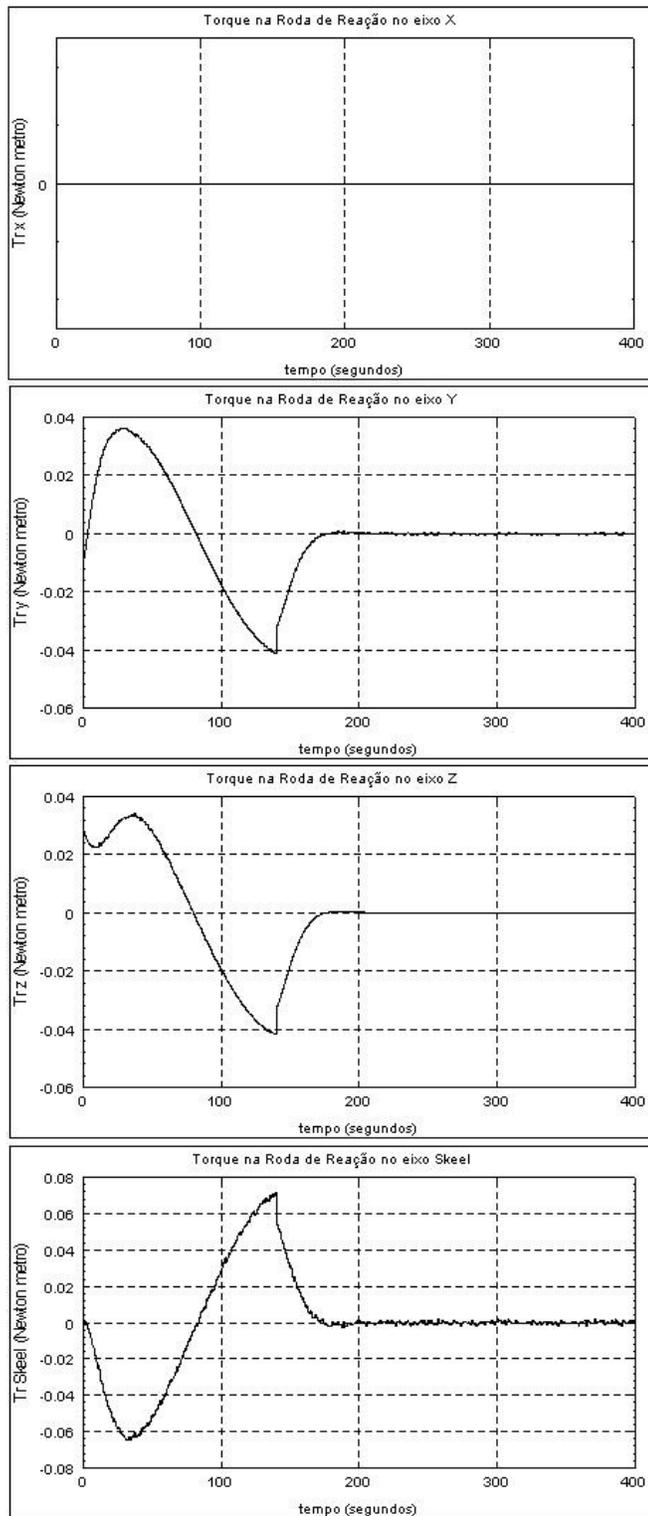


FIGURA 4.162 – BCK_2_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

4.2.2.2 Roda Equivalente

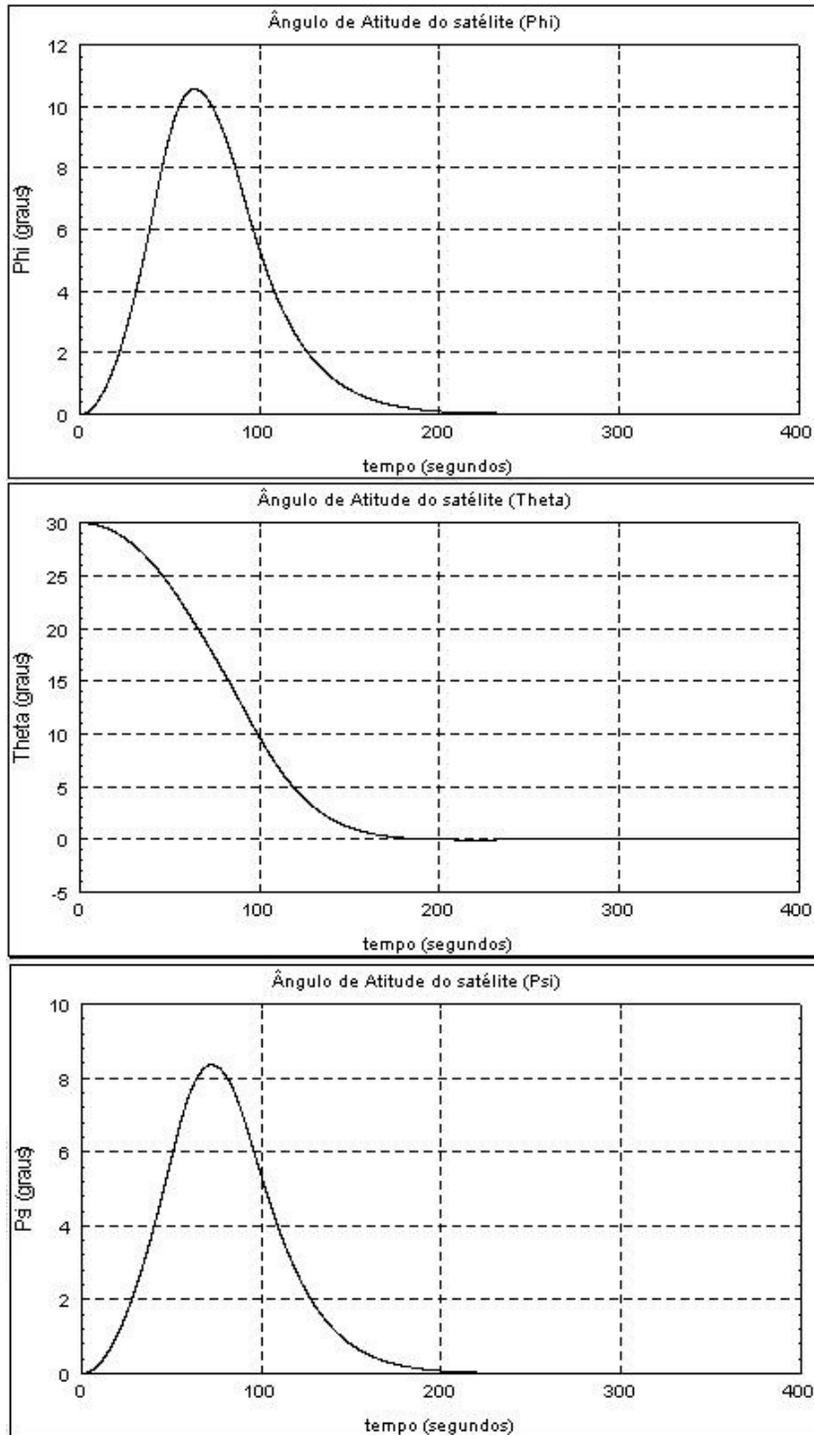


FIGURA 4.163 – BCK_1_LQR - Phi, Theta, Psi

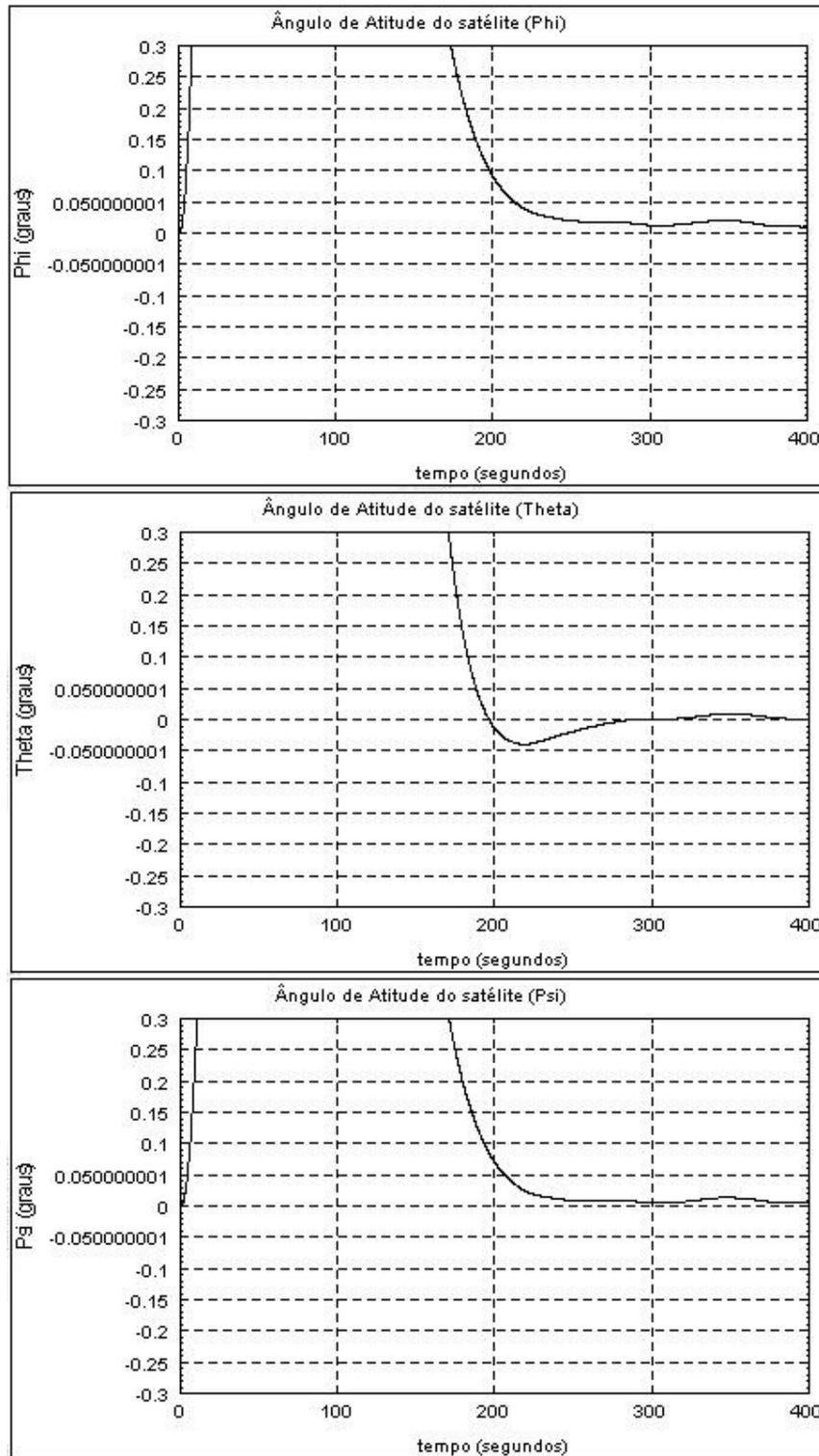


FIGURA 4.164 – BCK_1_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

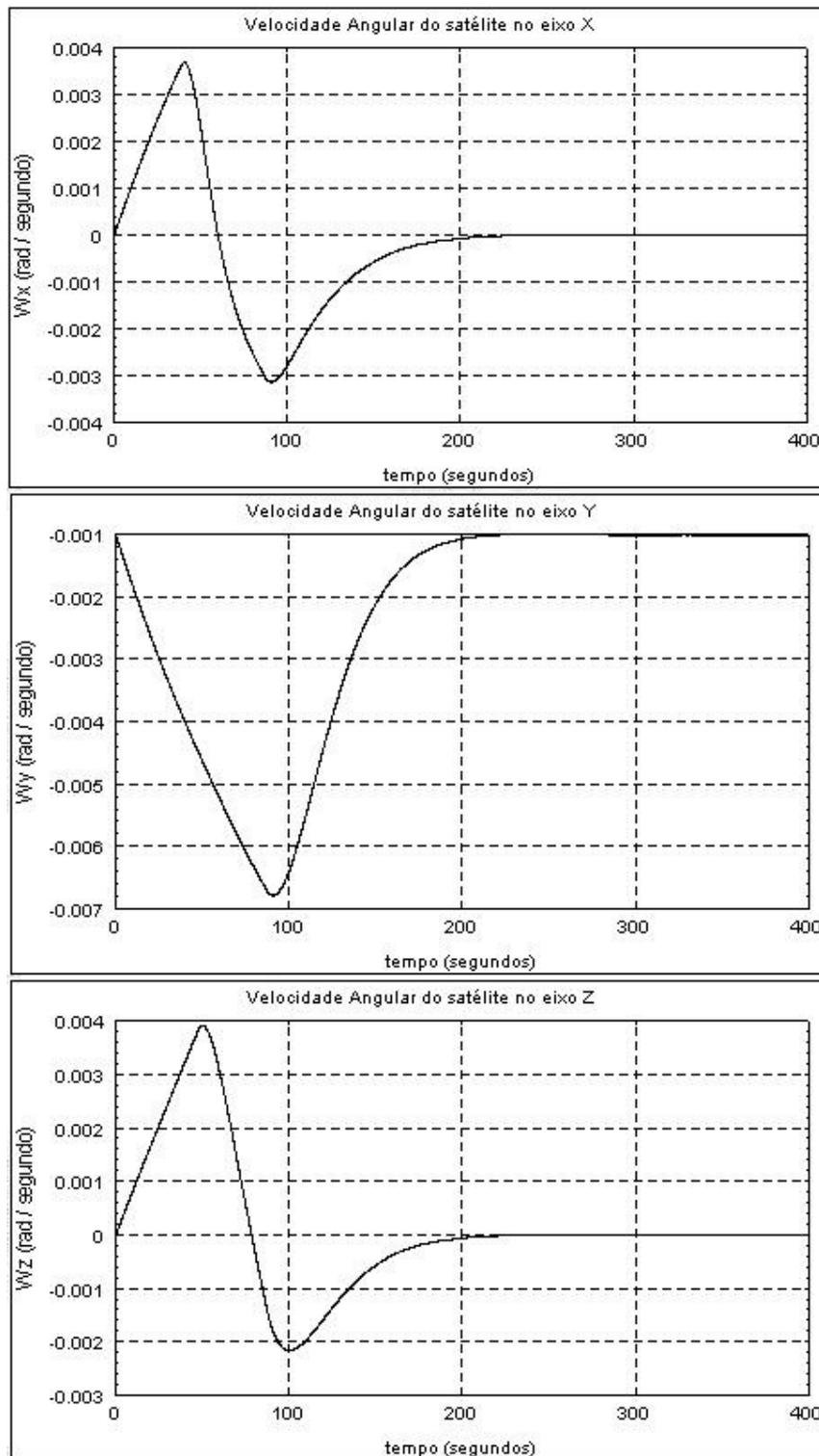


FIGURA 4.165 – BCK_1_LQR - W_x , W_y , W_z

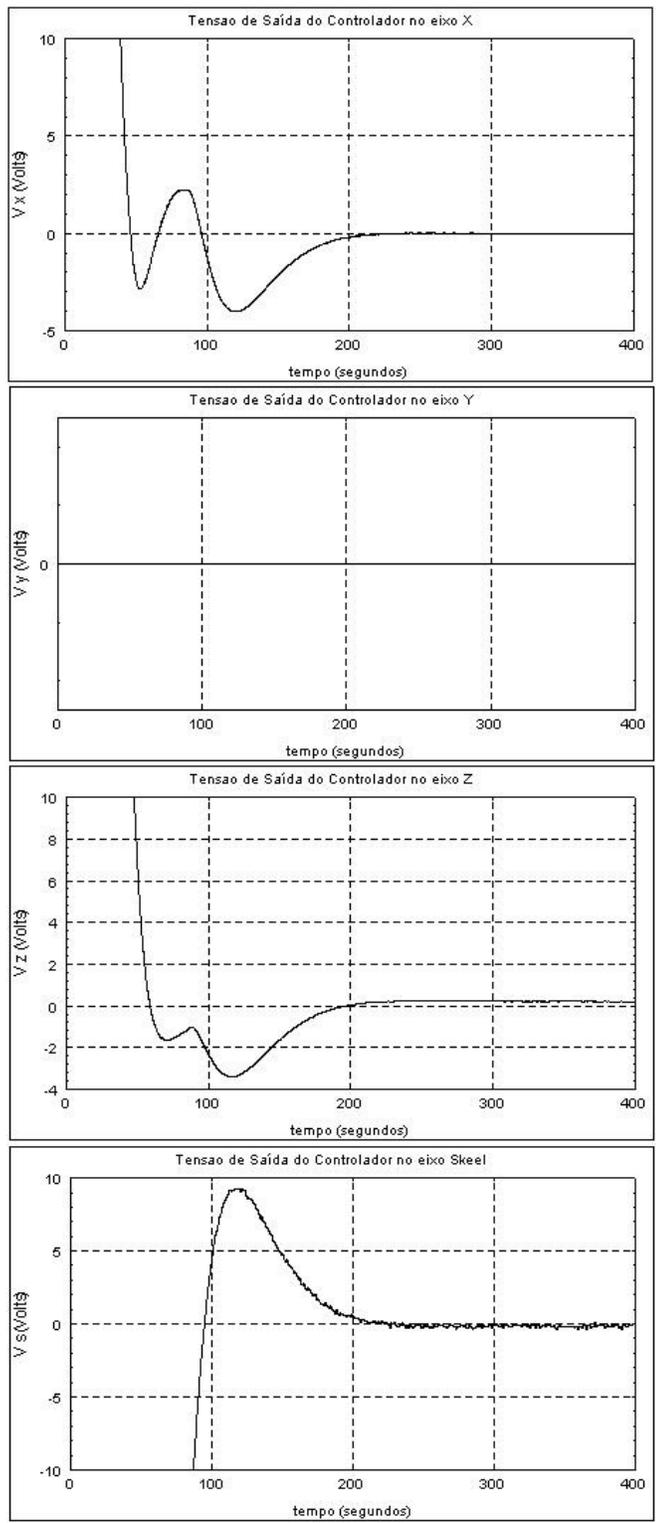


FIGURA 4.166 – BCK_1_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

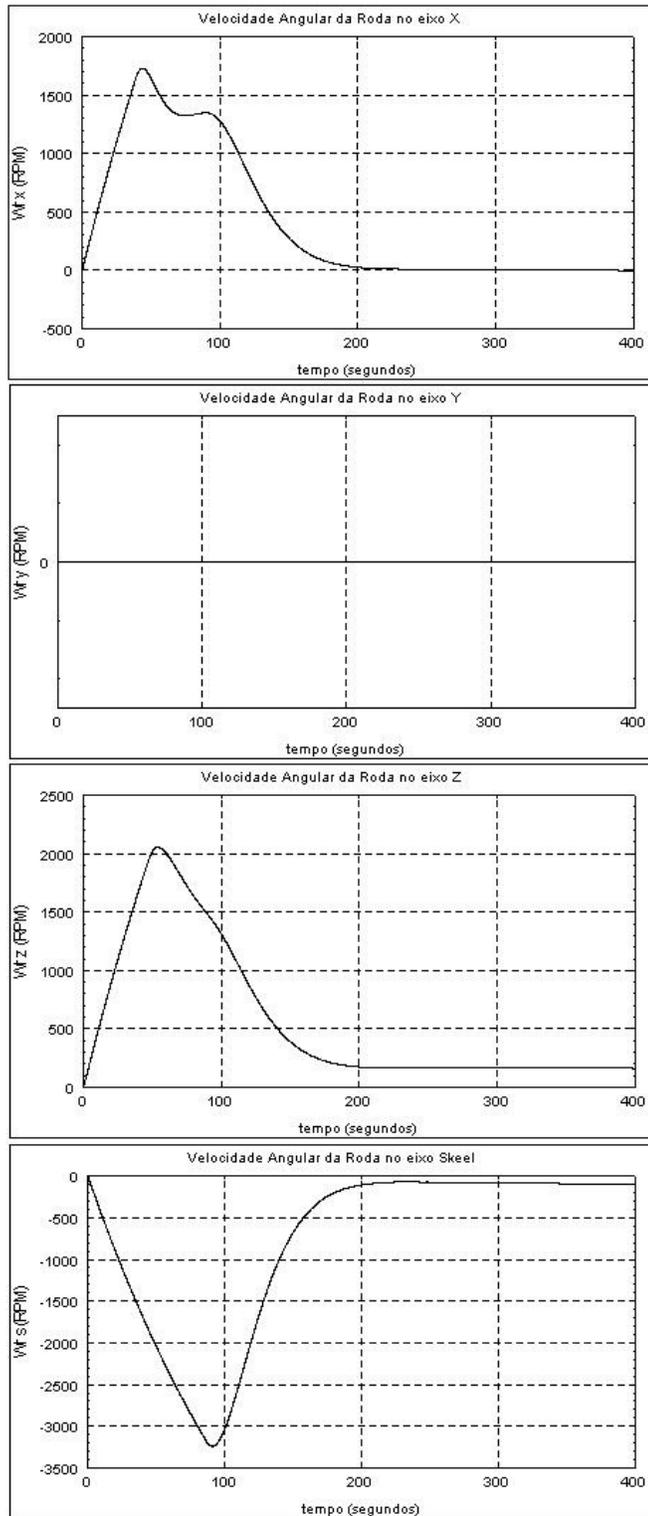


FIGURA 4.167 – BCK_1_LQR - Wrx, Wry, Wrz

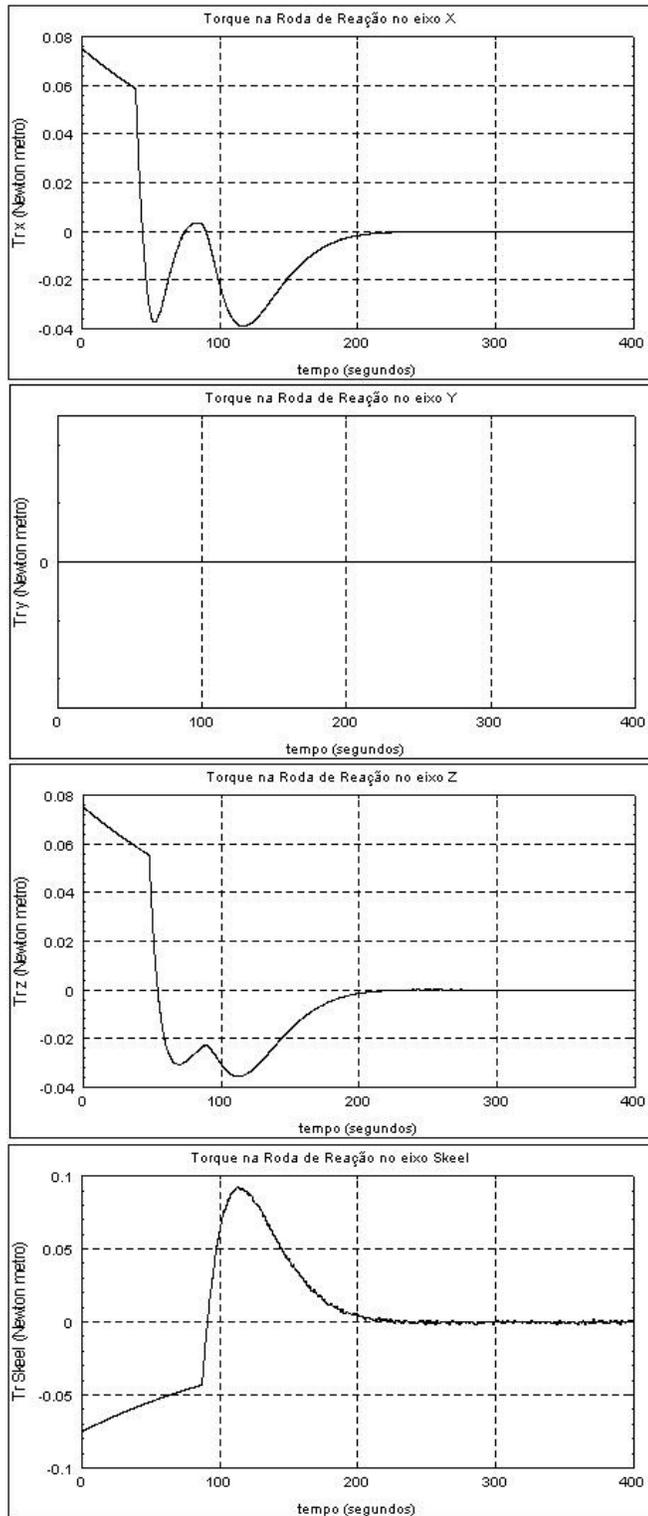


FIGURA 4.168 – BCK_1_LQR - Mrx, Mry, Mrz

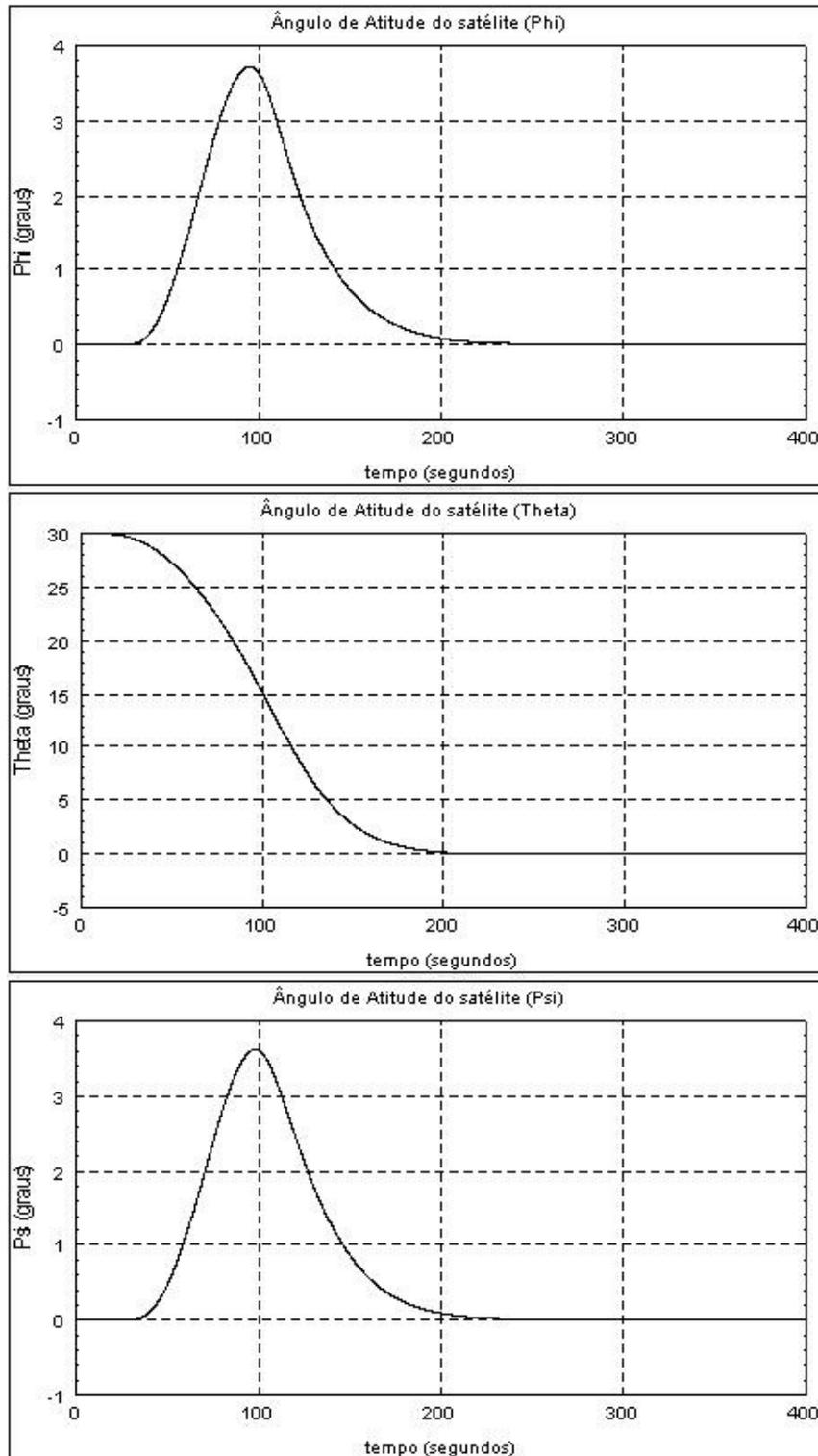


FIGURA 4.169 – BCK_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

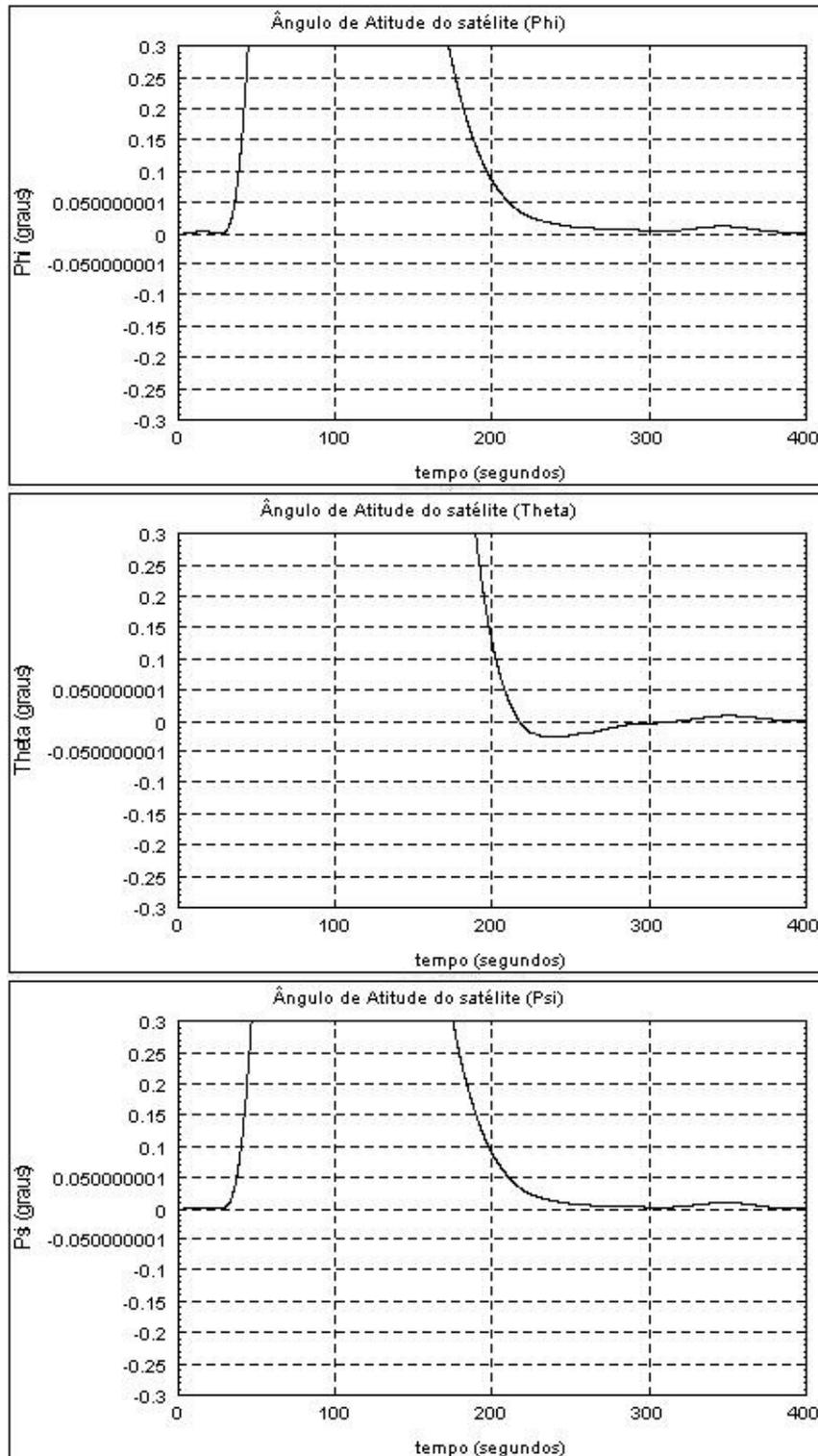


FIGURA 4.170 – BCK_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

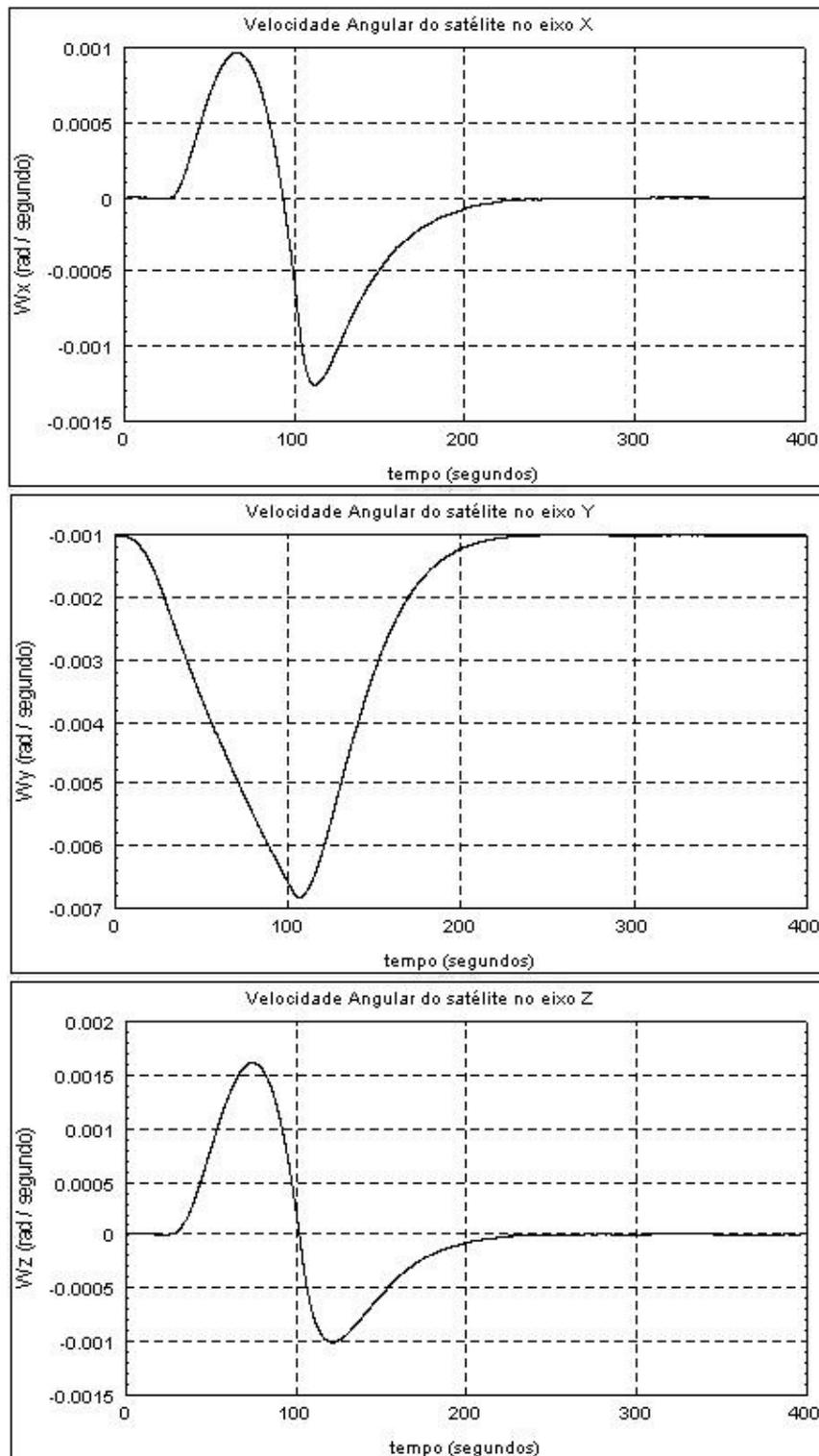


FIGURA 4.171 – BCK_1_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

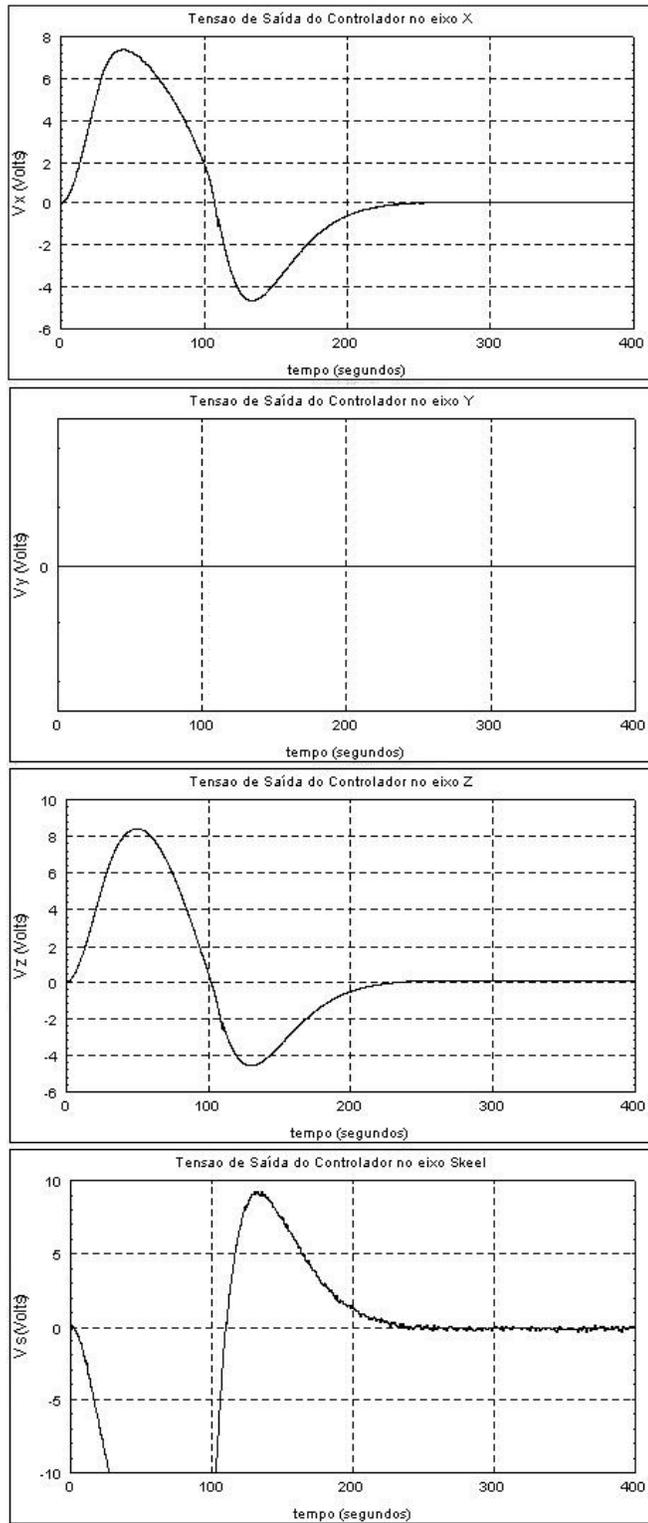


FIGURA 4.172 – BCK_1_Rastreador - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

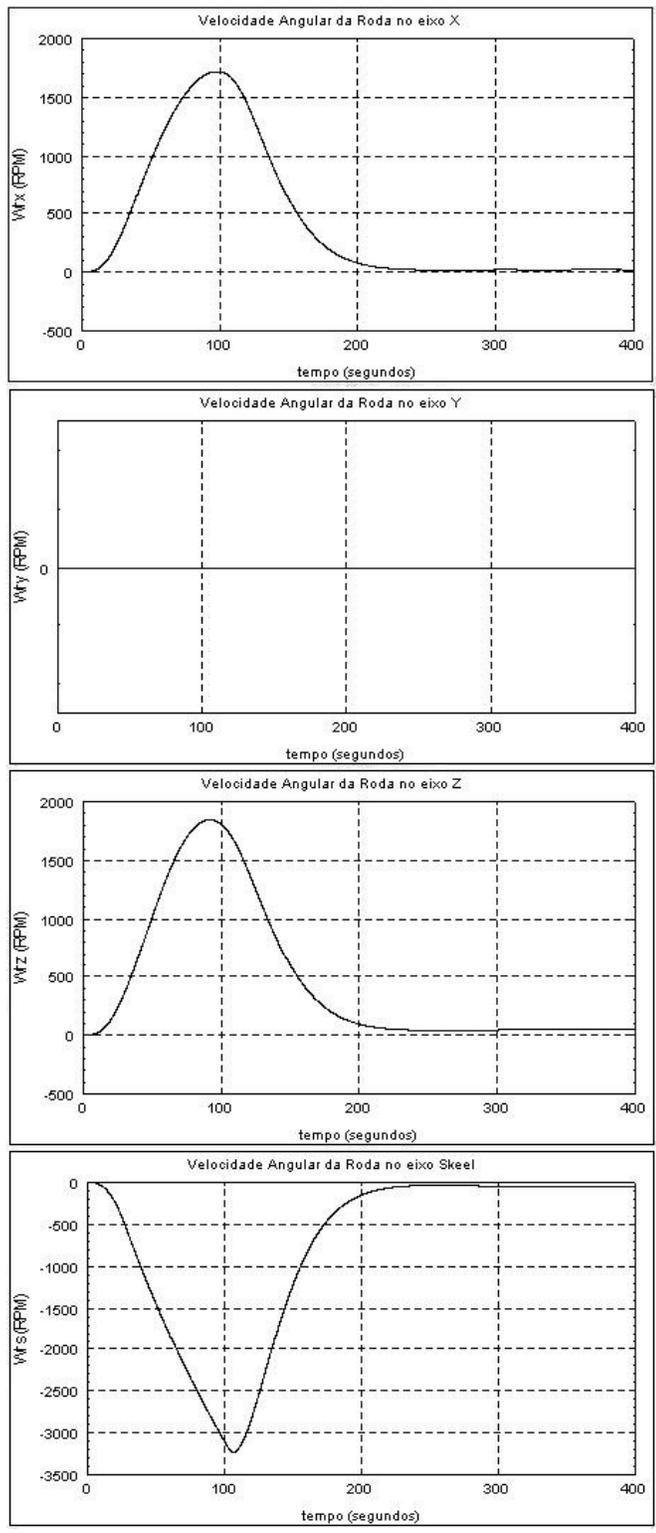


FIGURA 4.173 – BCK_1_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

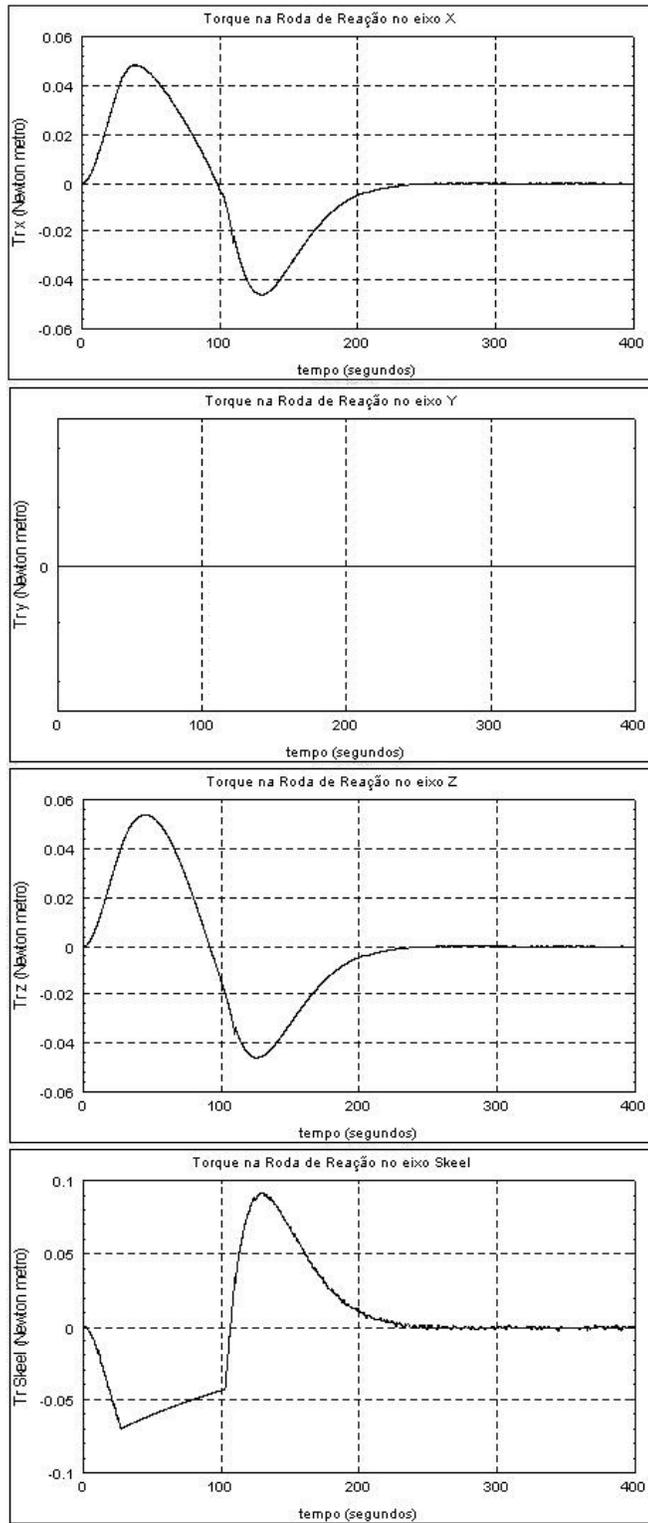


FIGURA 4.174 – BCK_1_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

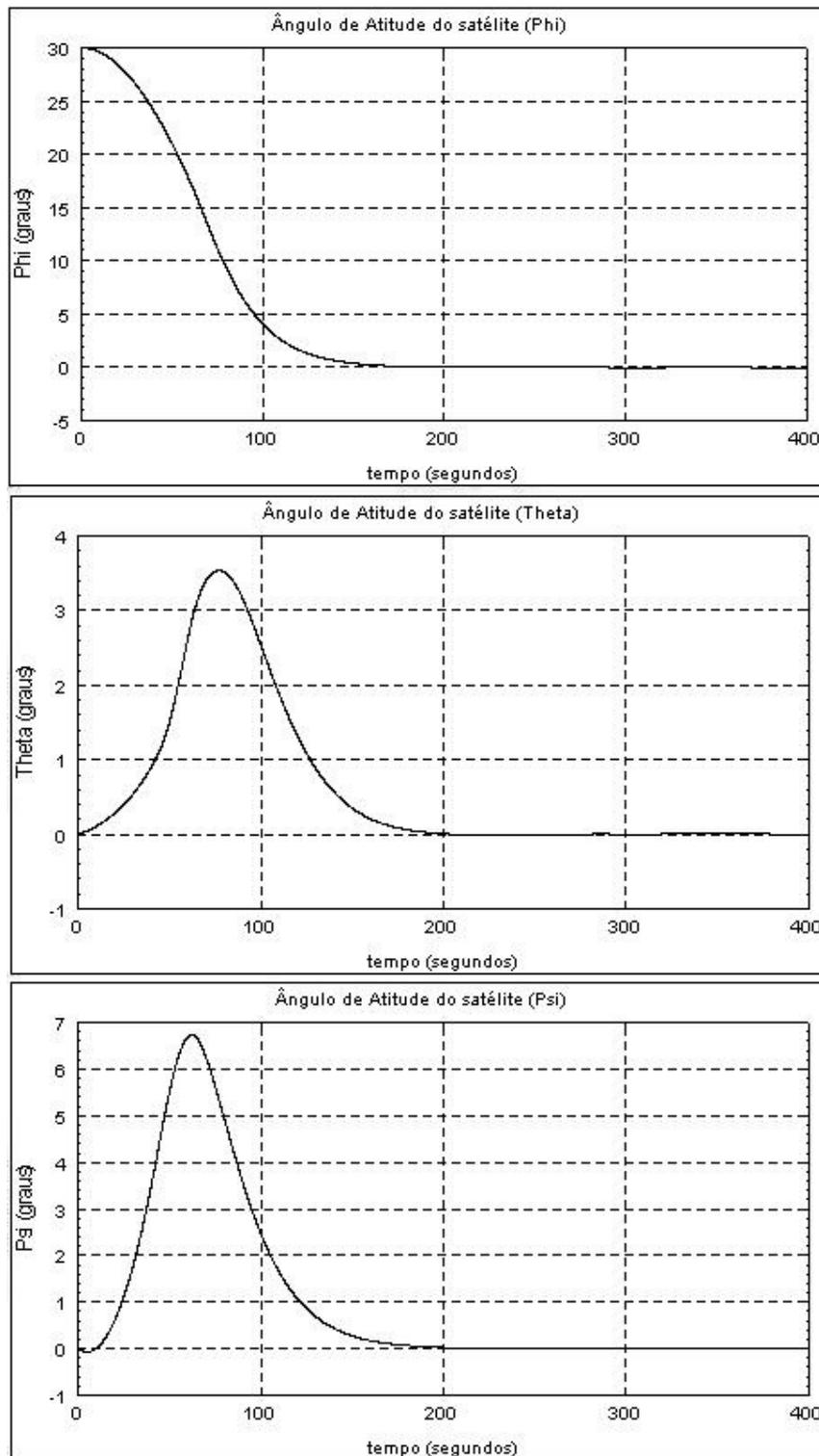


FIGURA 4.175 – BCK_2_LQR - Phi, Theta, Psi

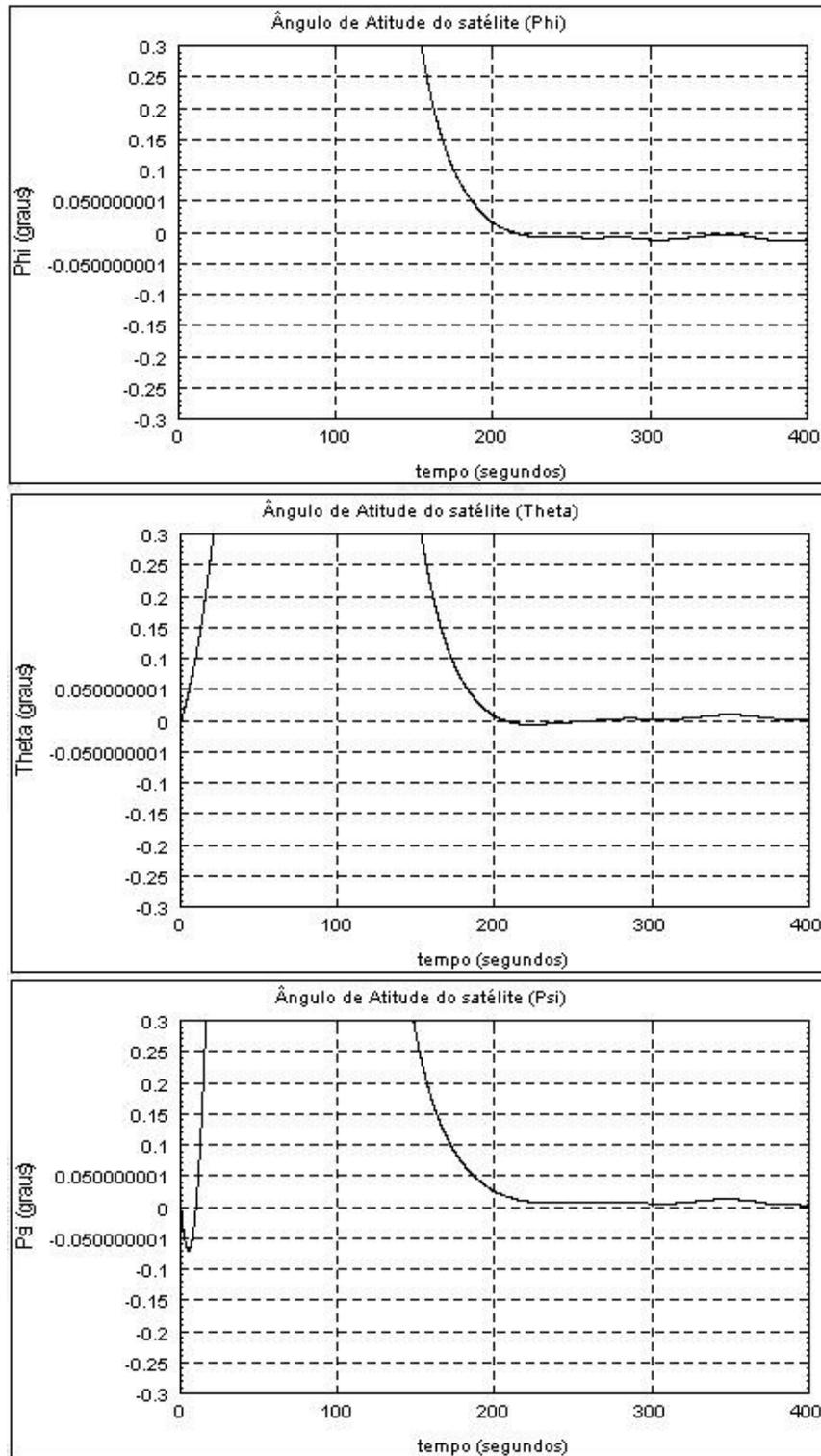


FIGURA 4.176 – BCK_2_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

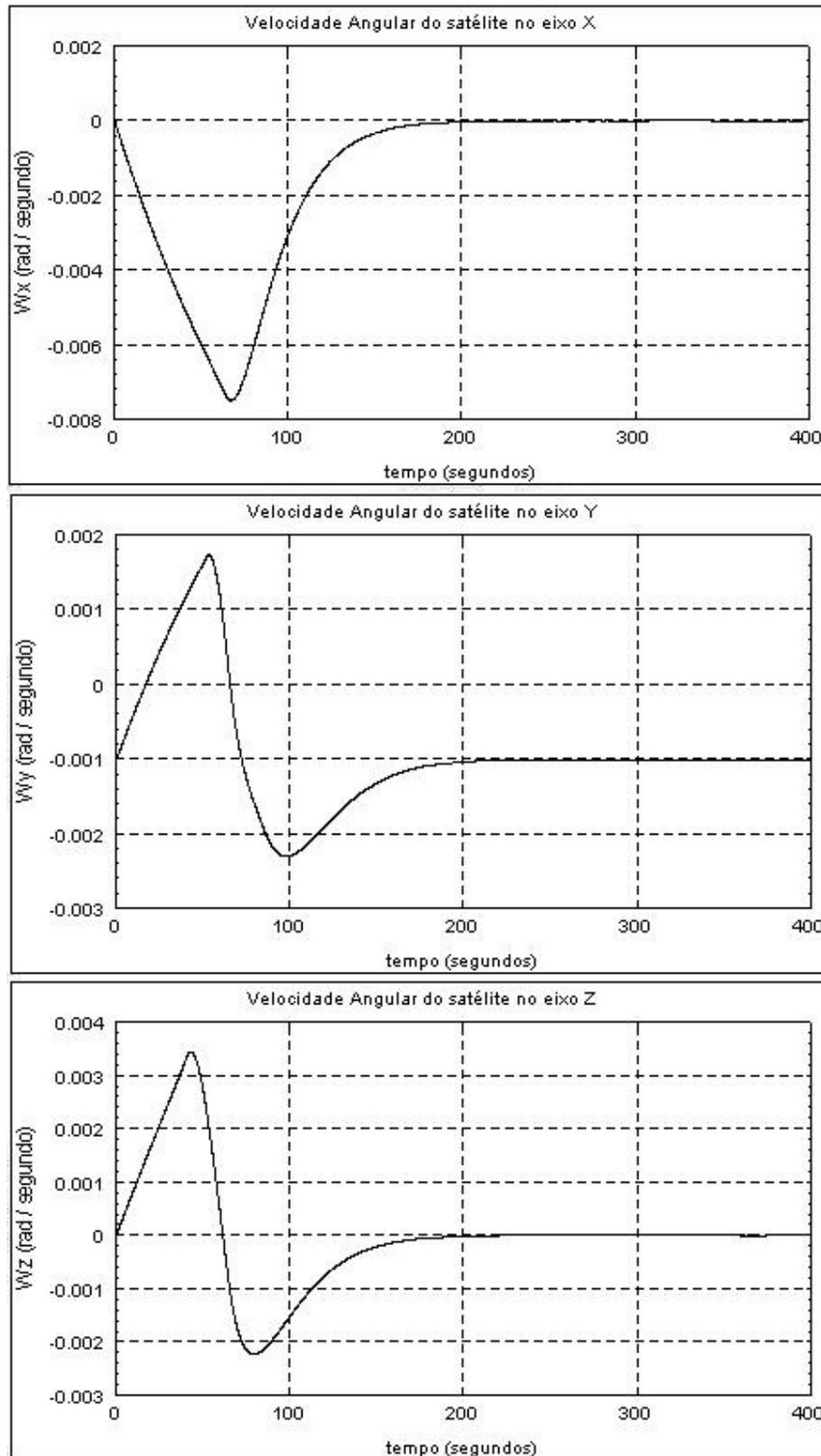


FIGURA 4.177 – BCK_2_LQR - W_x , W_y , W_z

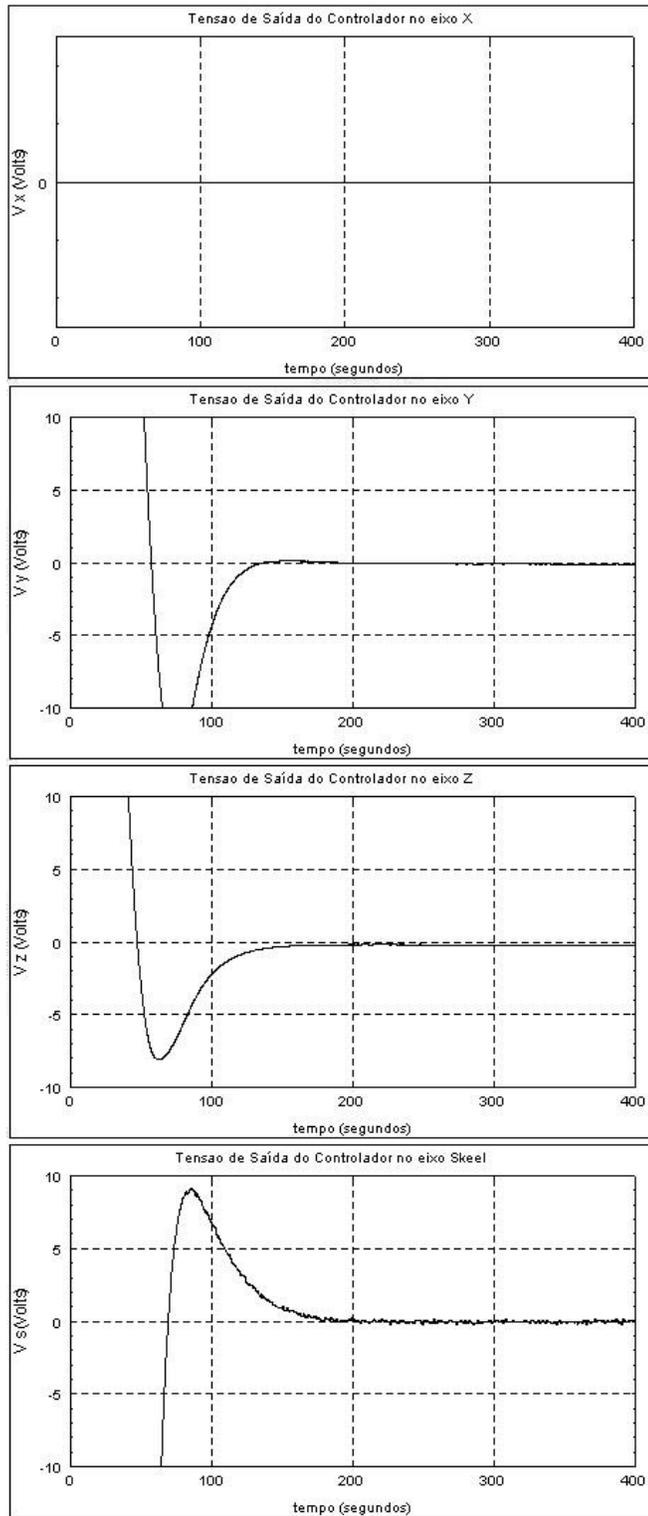


FIGURA 4.178 – BCK_2_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

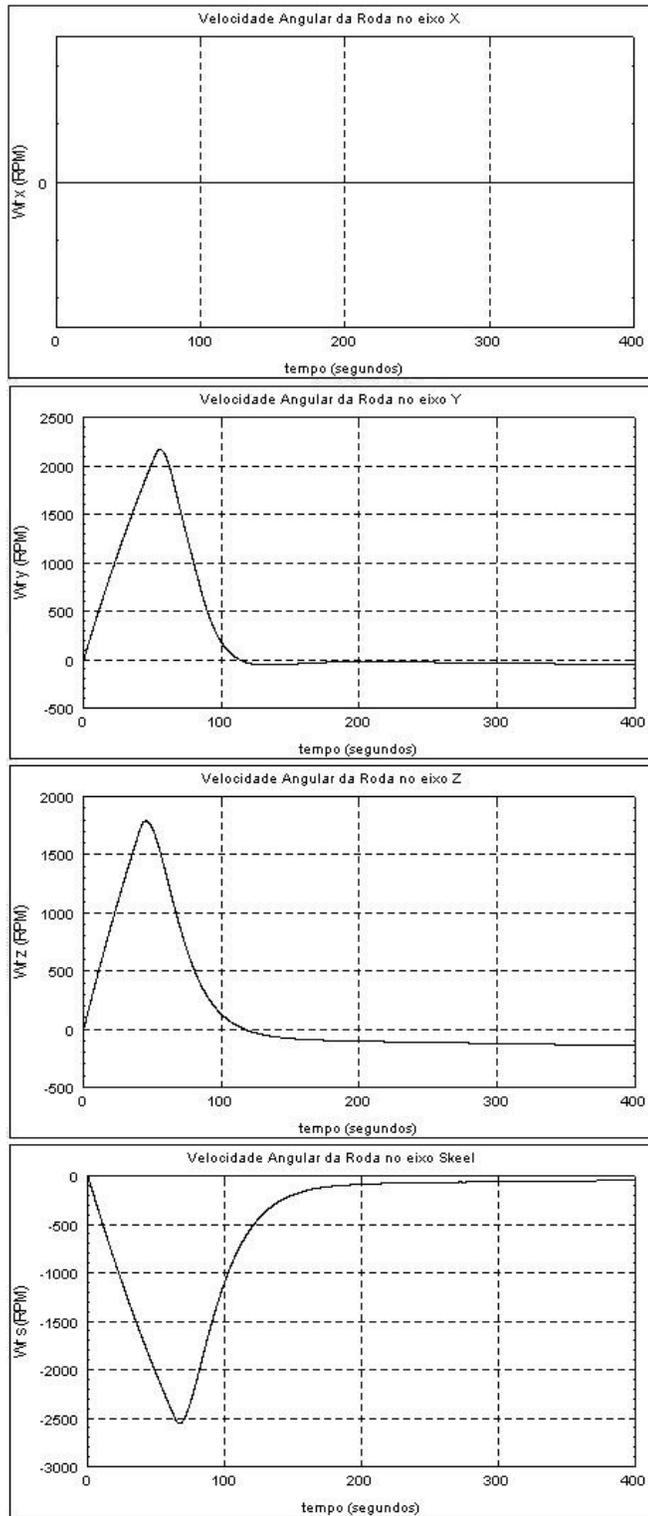


FIGURA 4.179 – BCK_2_LQR - Wrx, Wry, Wrz

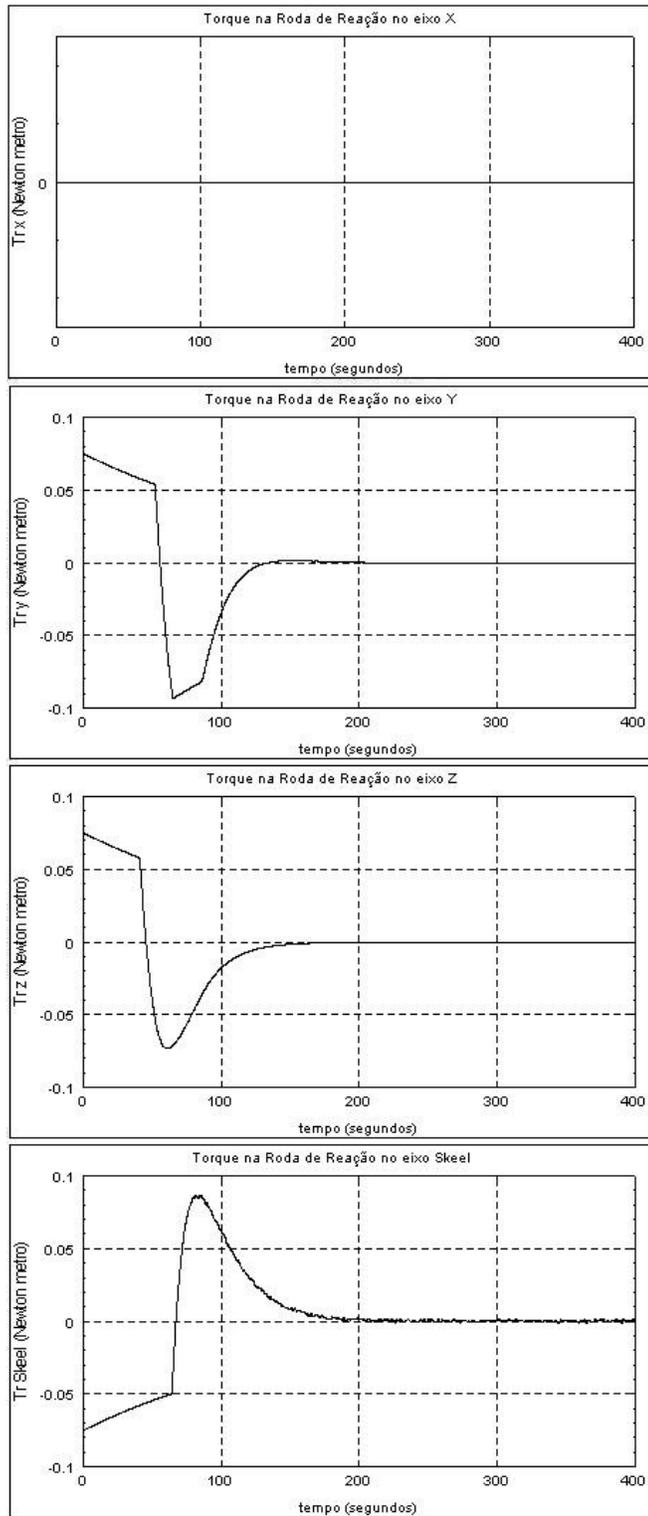


FIGURA 4.180 – BCK_2_LQR - Mrx, Mry, Mrz

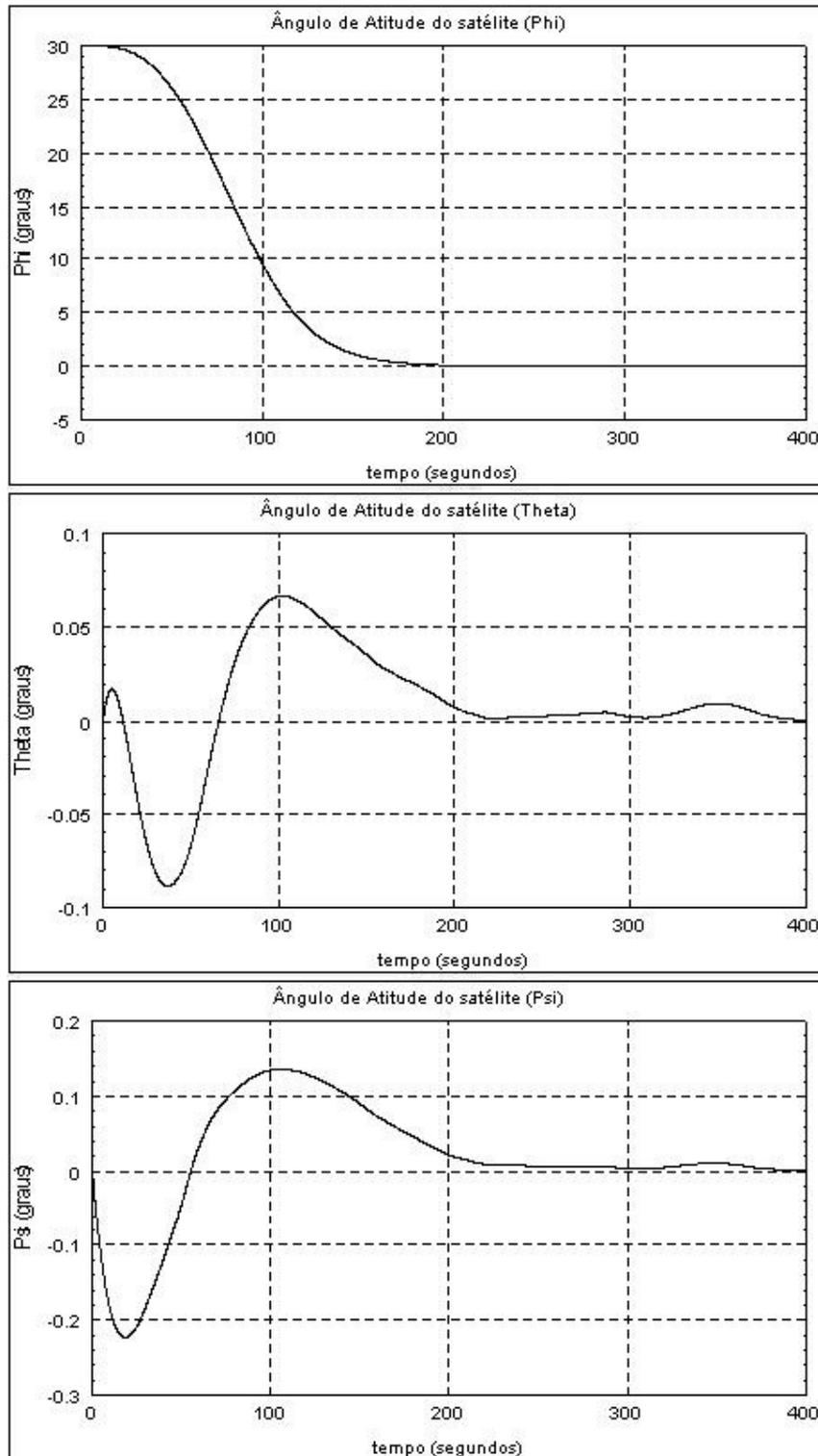


FIGURA 4.181 – BCK_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi

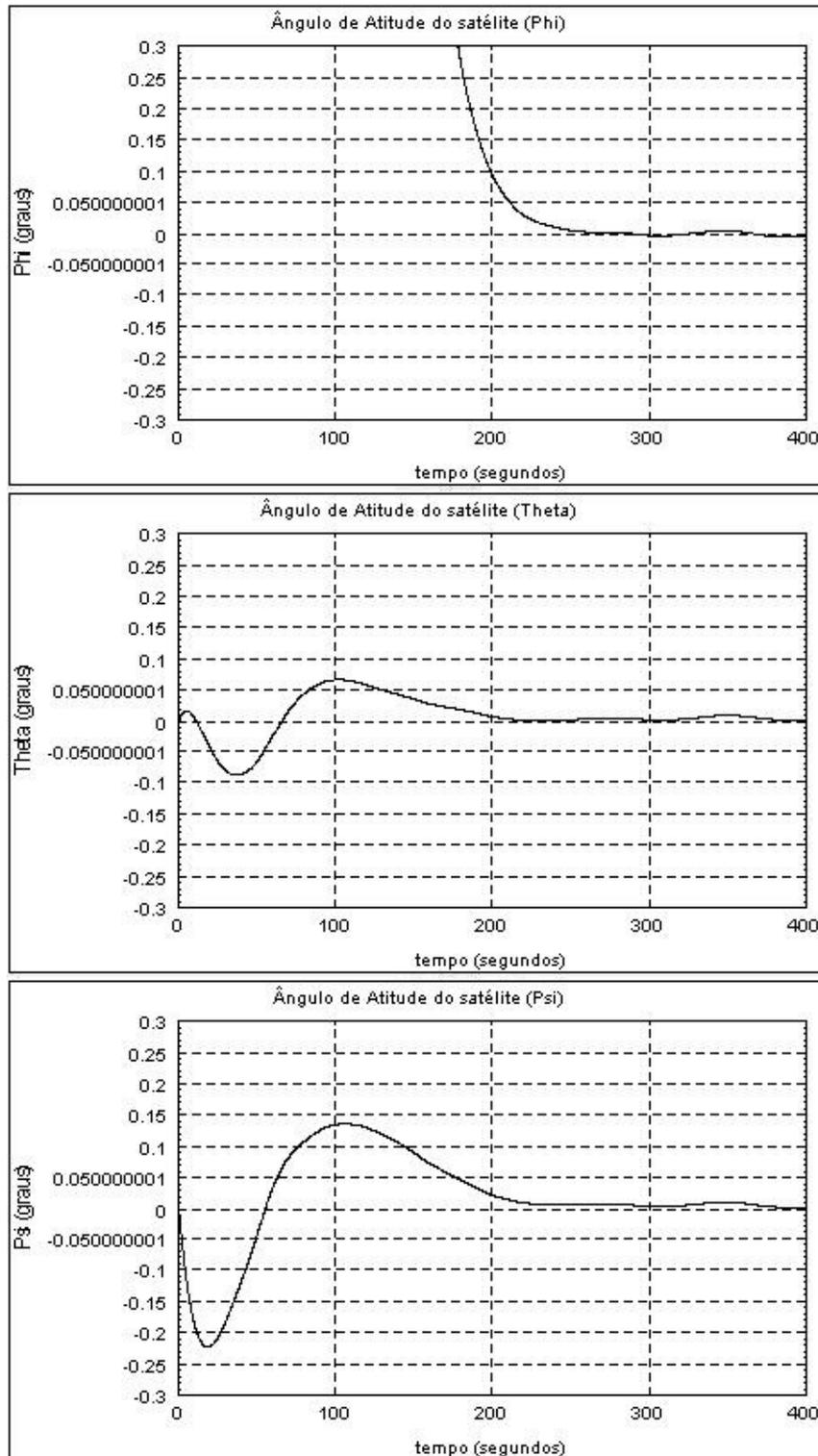


FIGURA 4.182 – BCK_2_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

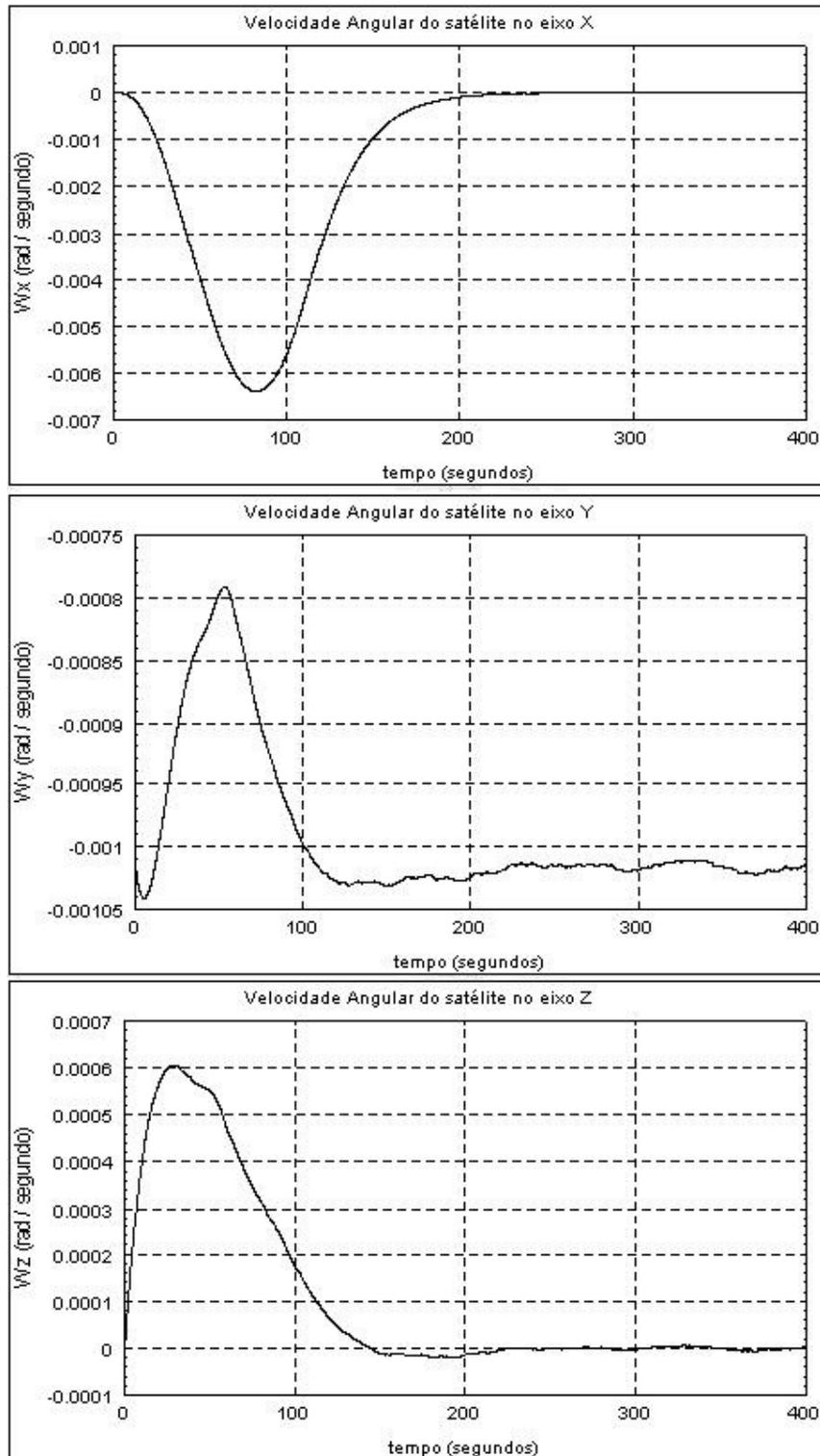


FIGURA 4.183 – BCK_2_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

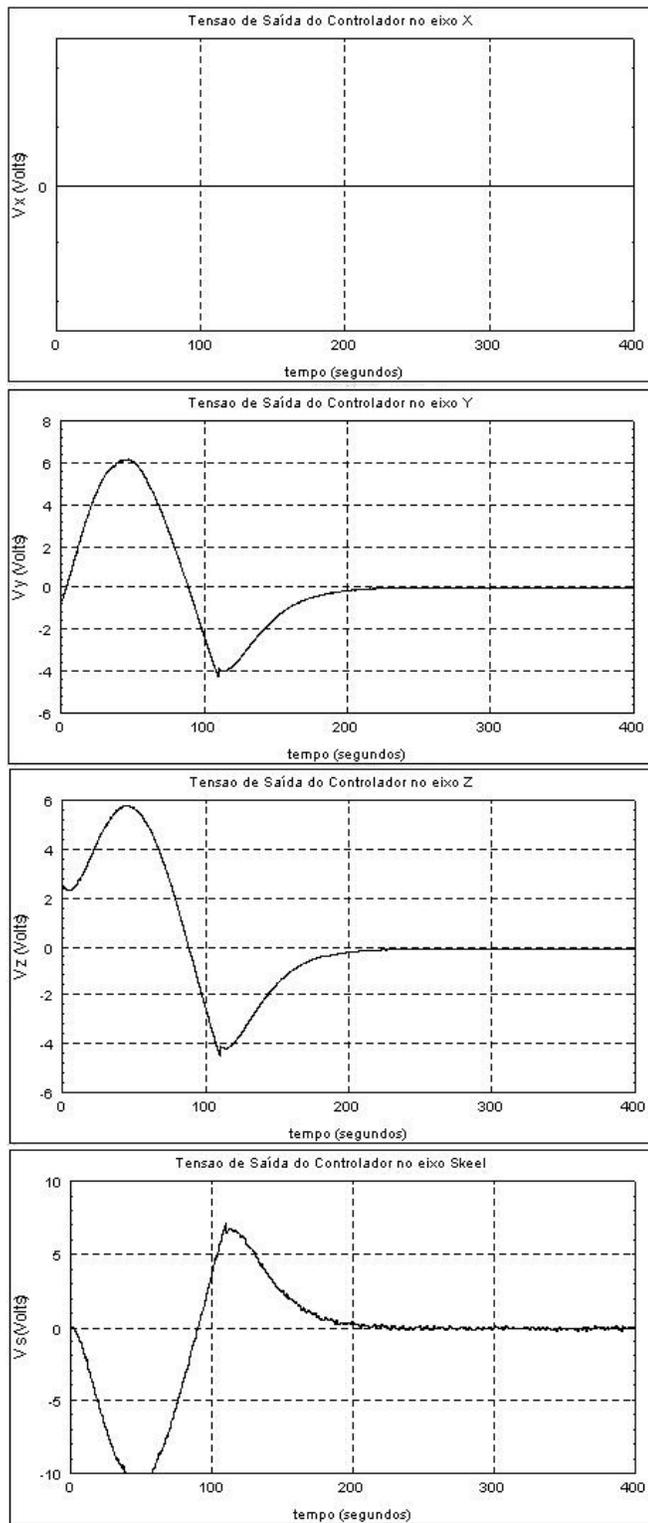


FIGURA 4.184 – BCK_2_Rastreador - Vrx, Vry, Vrz

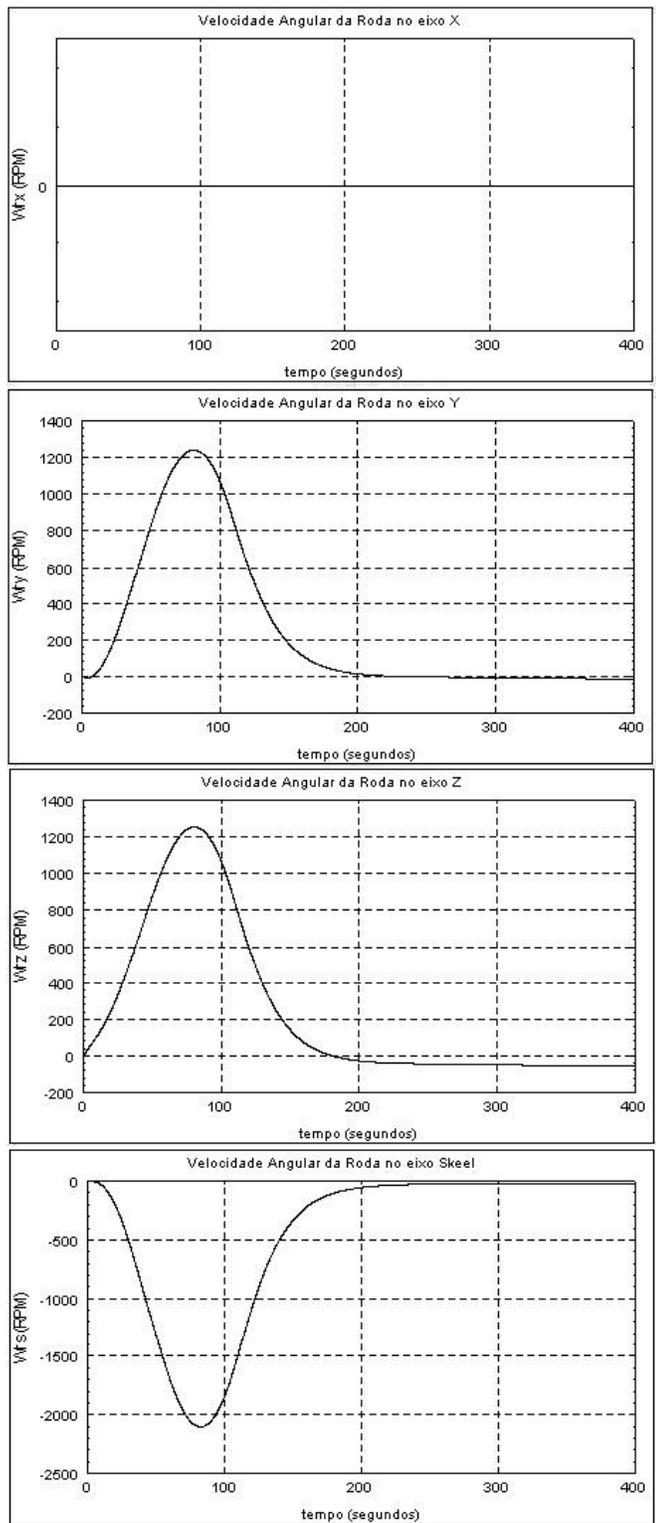


FIGURA 4.185 – BCK_2_Rastreador - W_{rx} , W_{ry} , W_{rz}

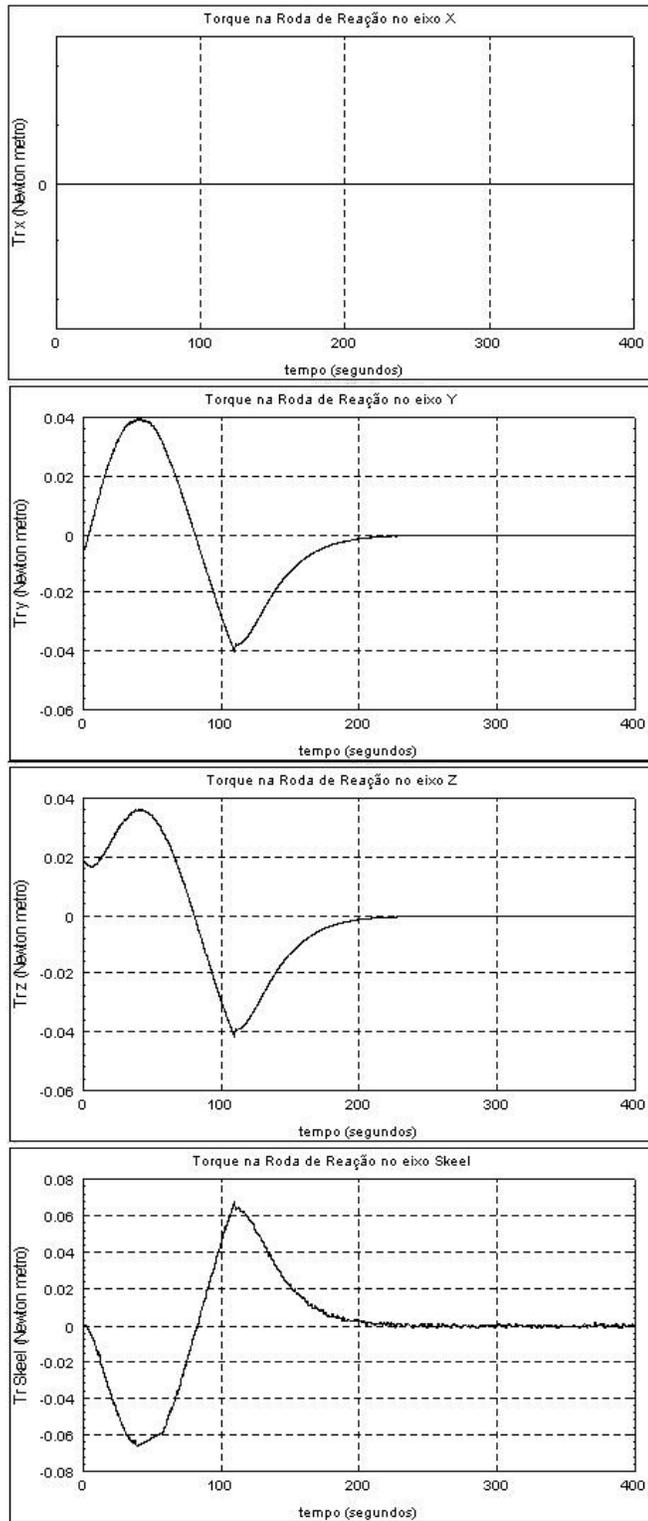


FIGURA 4.186 – BCK_2_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

4.2.3 Conjunto de Simulações III - Presença de falhas (uma roda falhada e atuação da roda “Skew”) em $t = 50[s]$

As simulações realizadas nessa sessão irão considerar um roda falhada sendo substituída pela quarta roda posicionada simetricamente àquelas três alinhadas com os eixos principais de inércia do satélite. As mesmas configurações dos controladores utilizadas no capítulo 4.2.2 serão utilizadas aqui também.

A diferença entre as simulações apresentadas aqui e aquelas apresentadas no capítulo 4.2.2 é o instante de introdução da falha. Nesse capítulo a falha será introduzida durante a manobra de atitude, em $t = 50[s]$, com o objetivo de verificar a consistência e “robustez” das leis de controle.

As seguintes condições serão simuladas:

TABELA 4.9 – Condições de simulação – presença de falhas $t = 50[s]$

		Condições Iniciais			Controlador	Figuras
		Condição	$\phi(t_0)$	$\theta(t_0)$		
Roda Modificada (4.2.3.1)	RBT_1	0° (ON)	30° (OFF em $t = 50[s]$)	0° (ON)	PD	4.187 até 4.192
					PID	4.193 até 4.198
					LQR	4.199 até 4.204
					Alocação de Pólos	4.205 até 4.210
					Rastreador	4.211 até 4.216
Roda Equivalent e (4.2.3.2)	RBT_1	0° (ON)	30° (OFF em $t = 50[s]$)	0° (ON)	LQR	4.217 até 4.222
					Rastreador	4.223 até 4.228

4.2.3.1 Roda Modificada

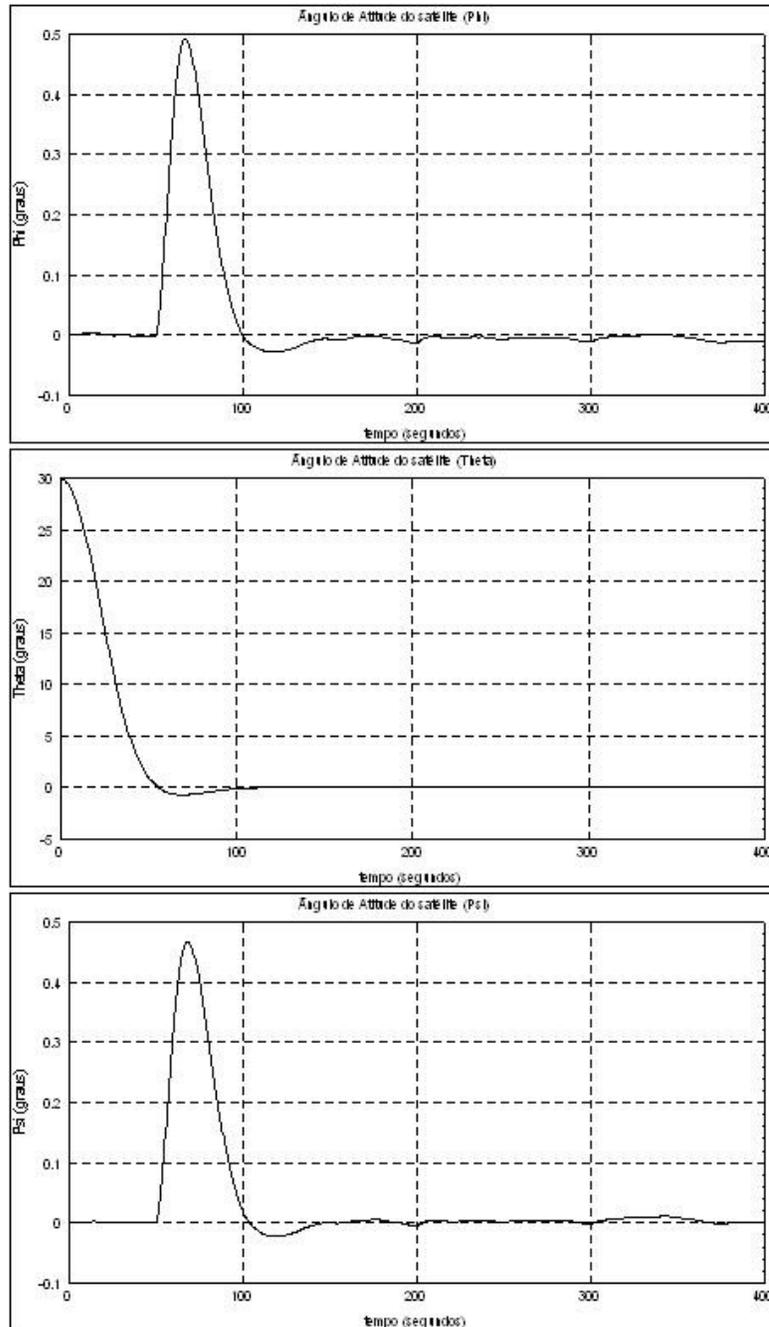


FIGURA 4.187 – RBT_1_PD - Phi, Theta, Psi

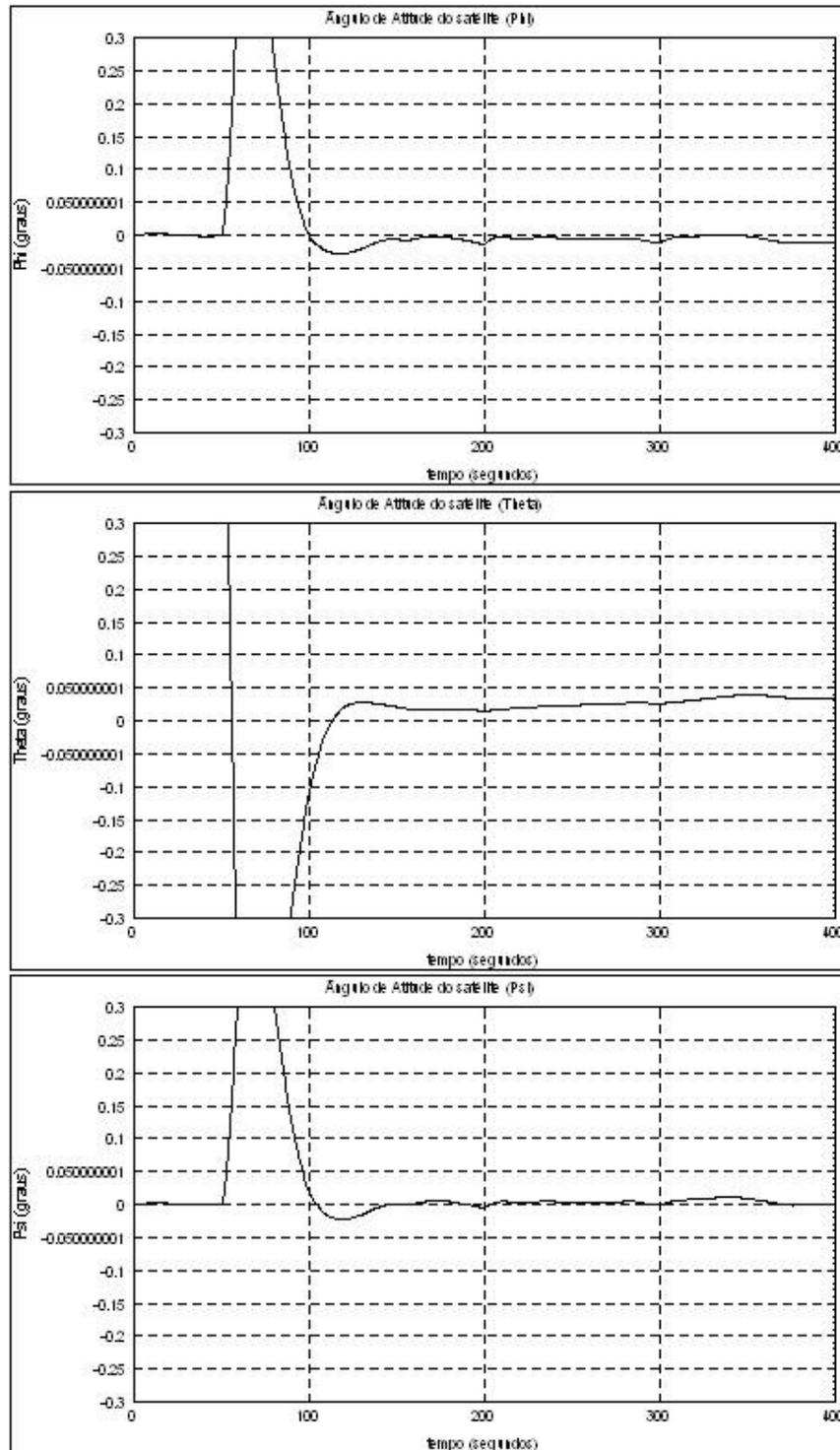


FIGURA 4.188 – RBT_1_PD - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

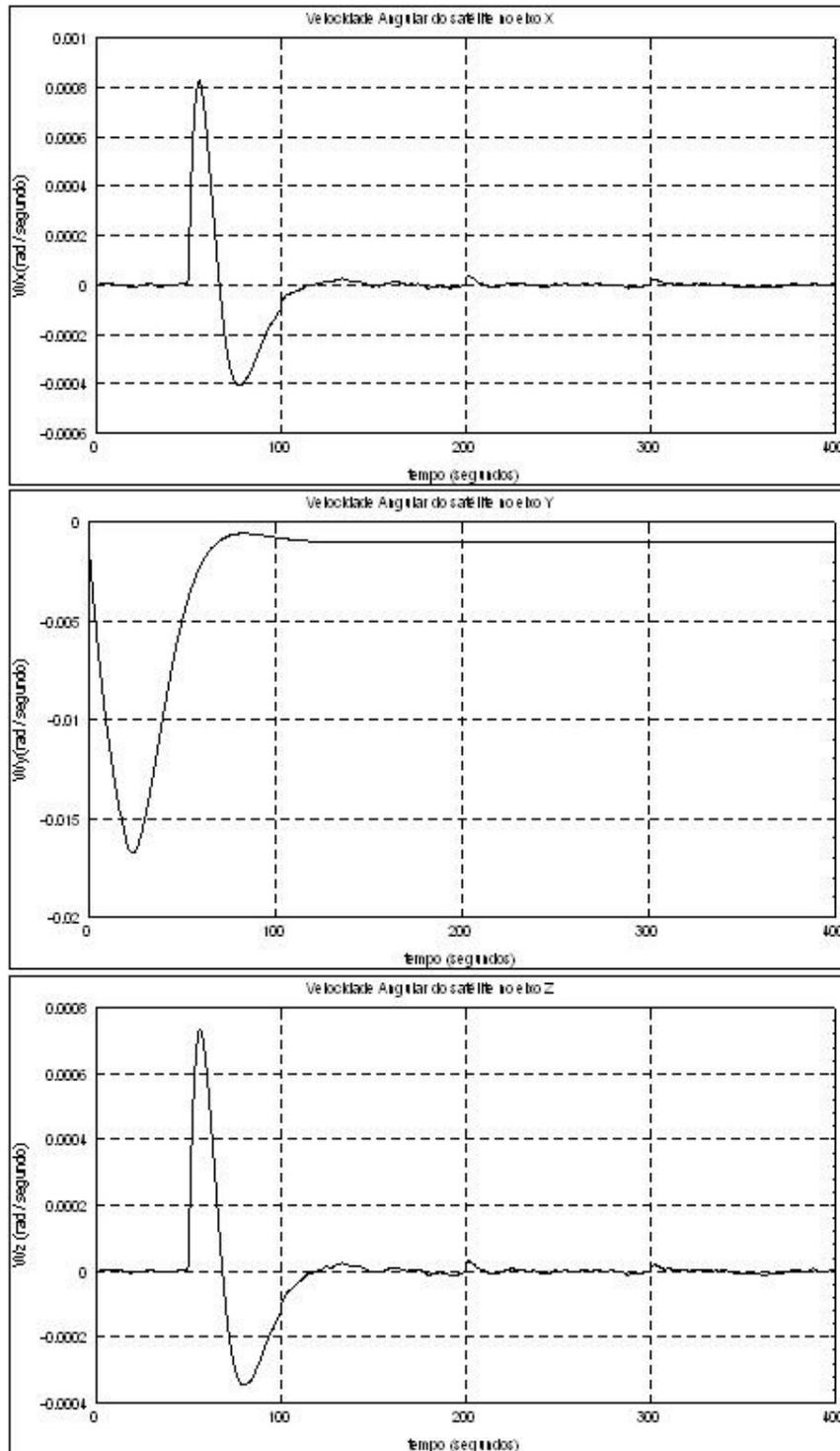


FIGURA 4.189 – RBT_1_PD - Wsx, Wsy, Wsz

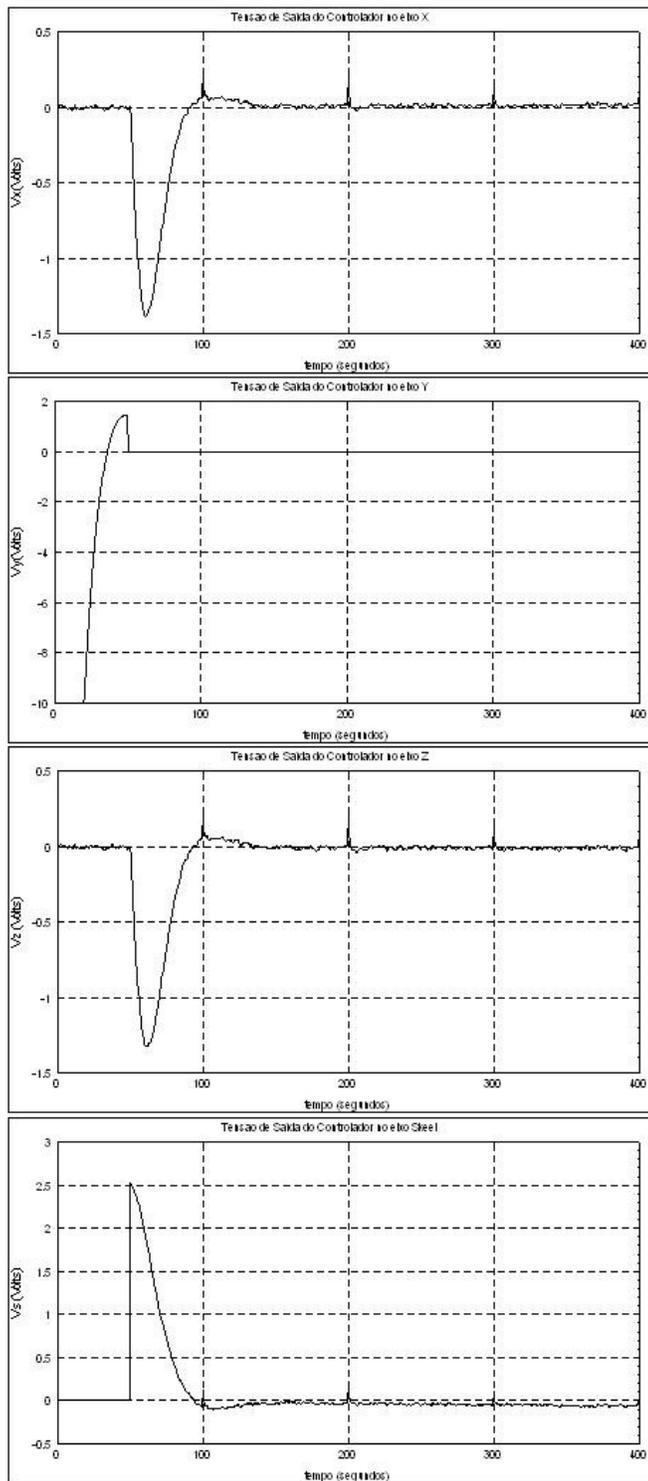


FIGURA 4.190 – RBT_1_PD - Vrx, Vry, Vrz

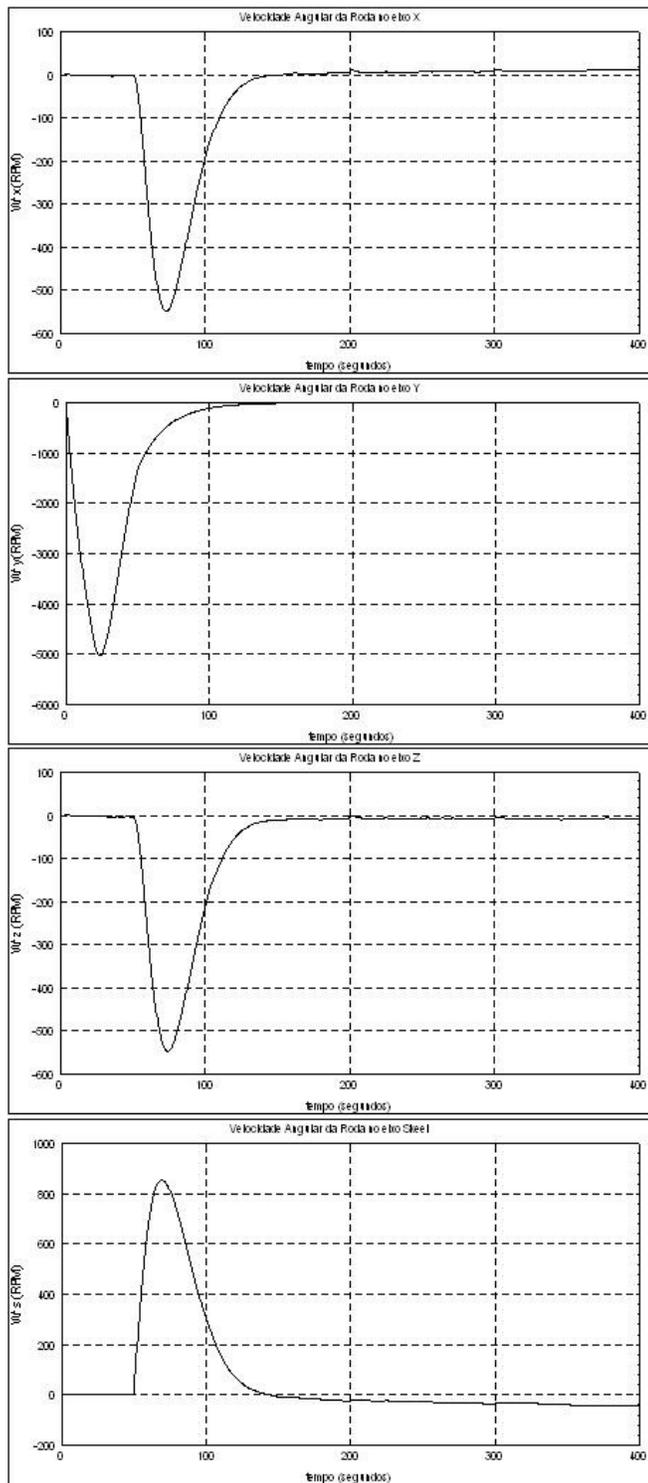


FIGURA 4.191 – RBT_1_PD - Wrx, Wry, Wrz

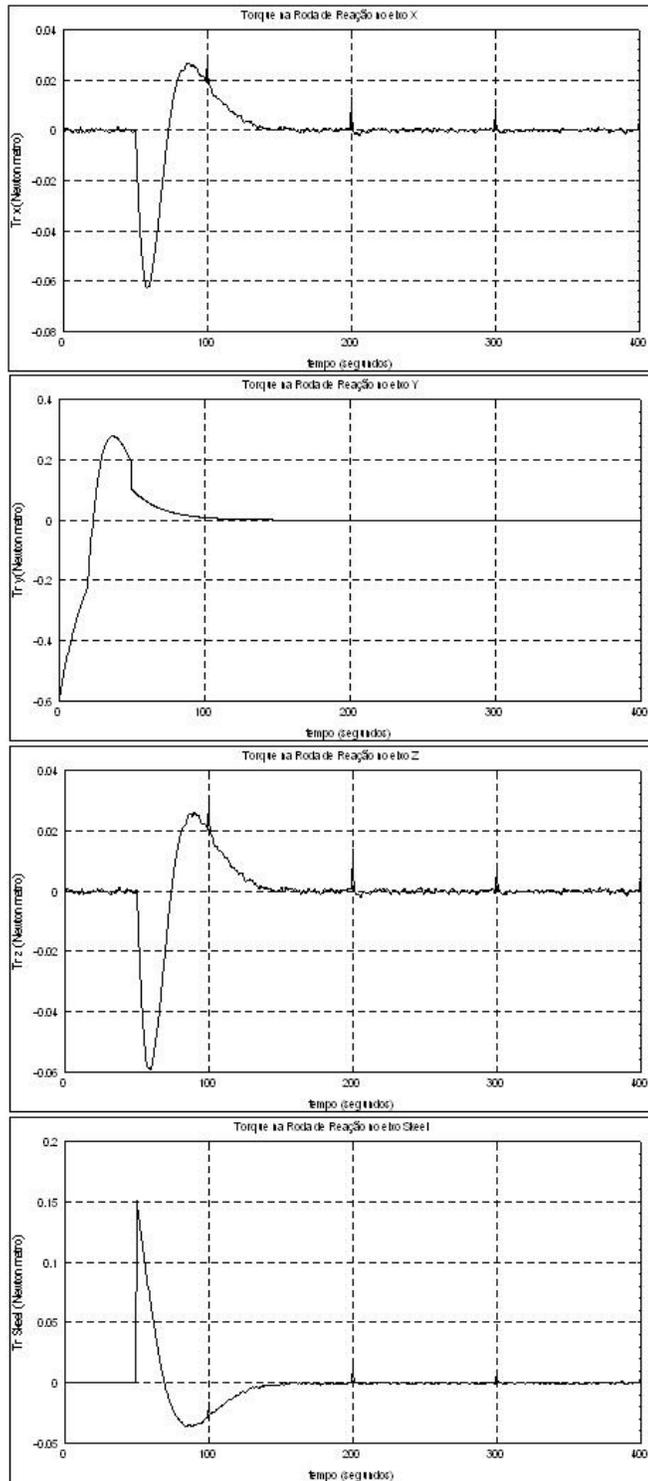


FIGURA 4.192 – RBT_1_PD - Mrx, Mry, Mrz

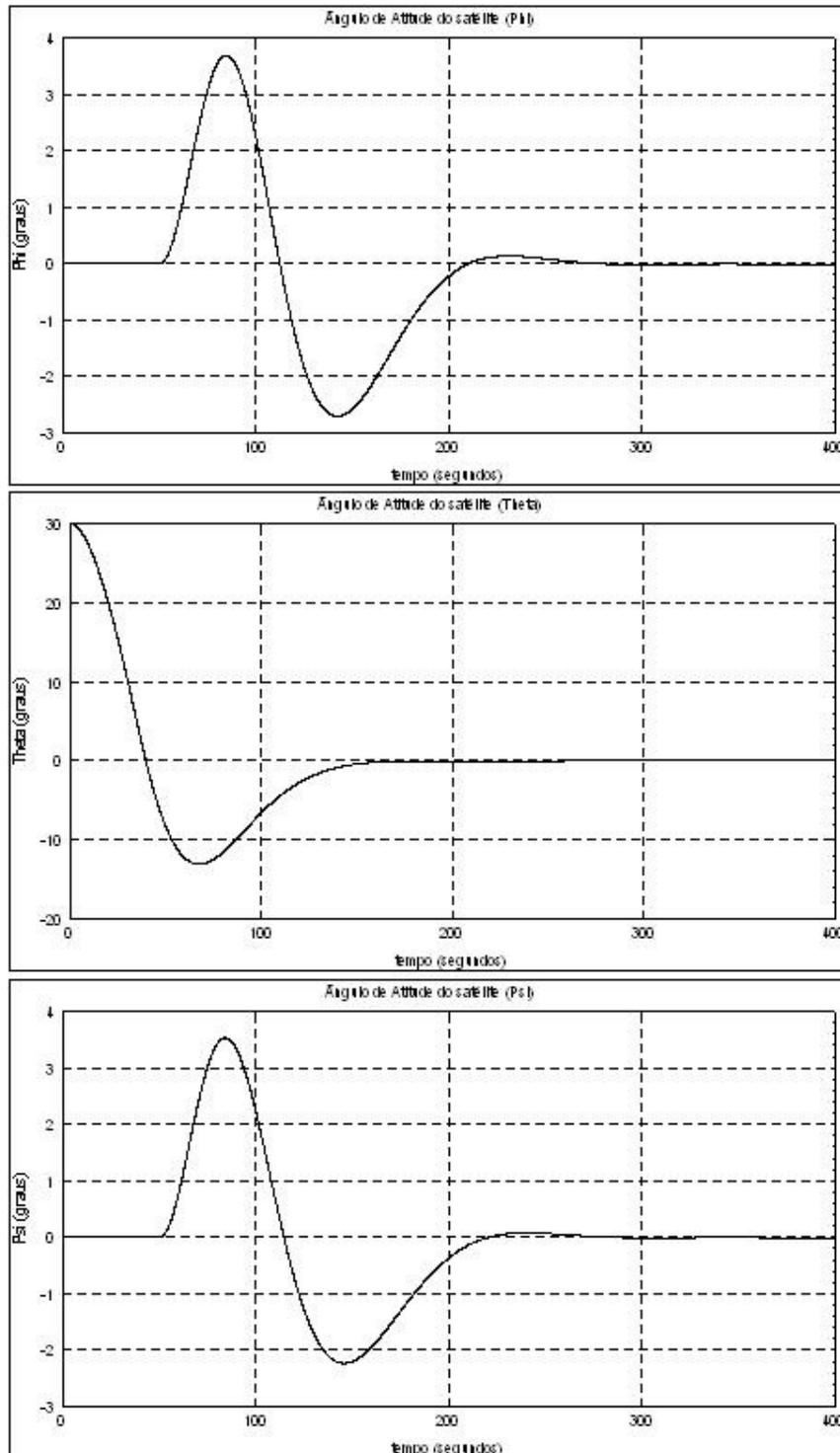


FIGURA 4.193 – RBT_1_PID - Phi, Theta, Psi

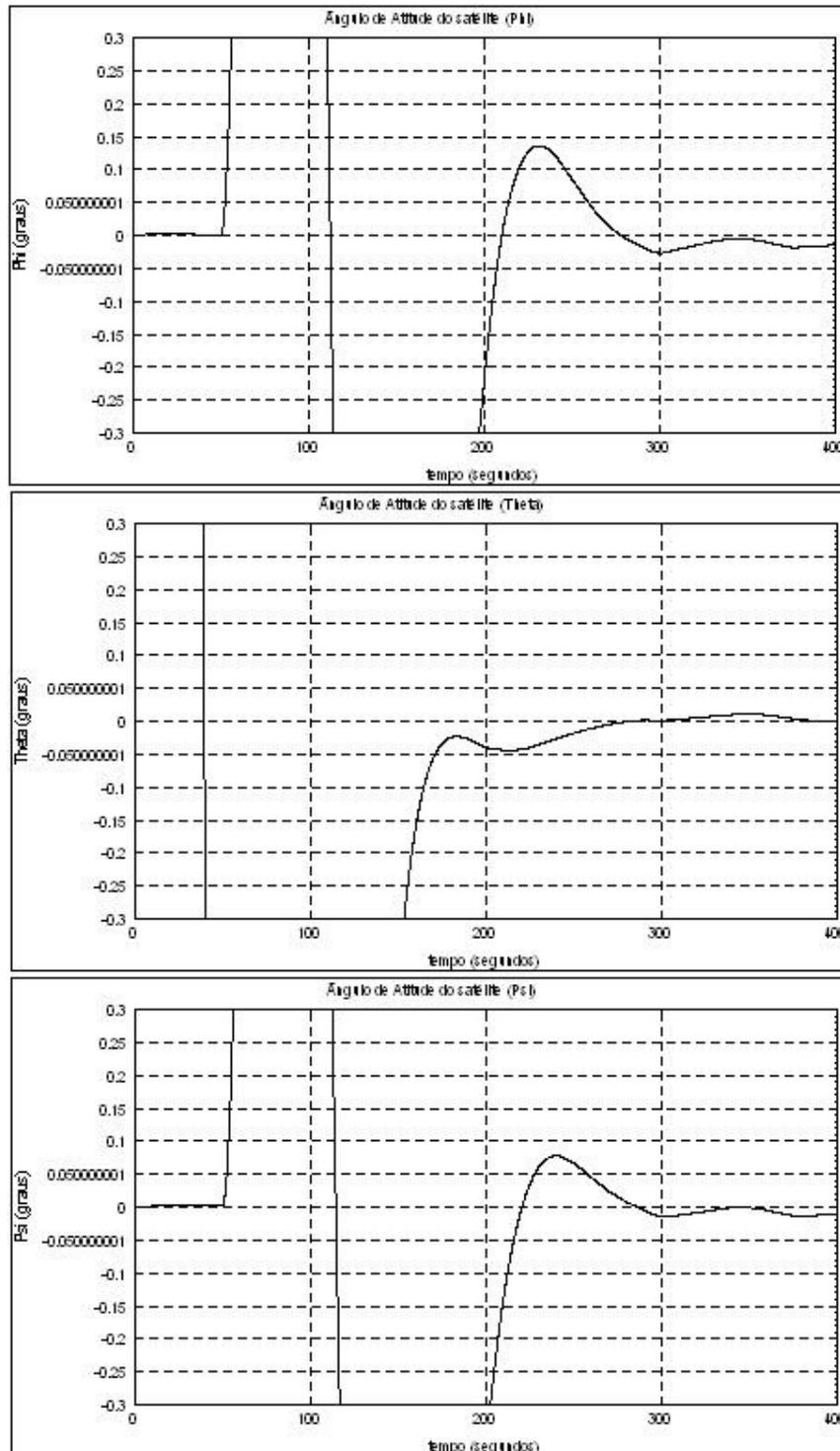


FIGURA 4.194 – RBT_1_PID - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

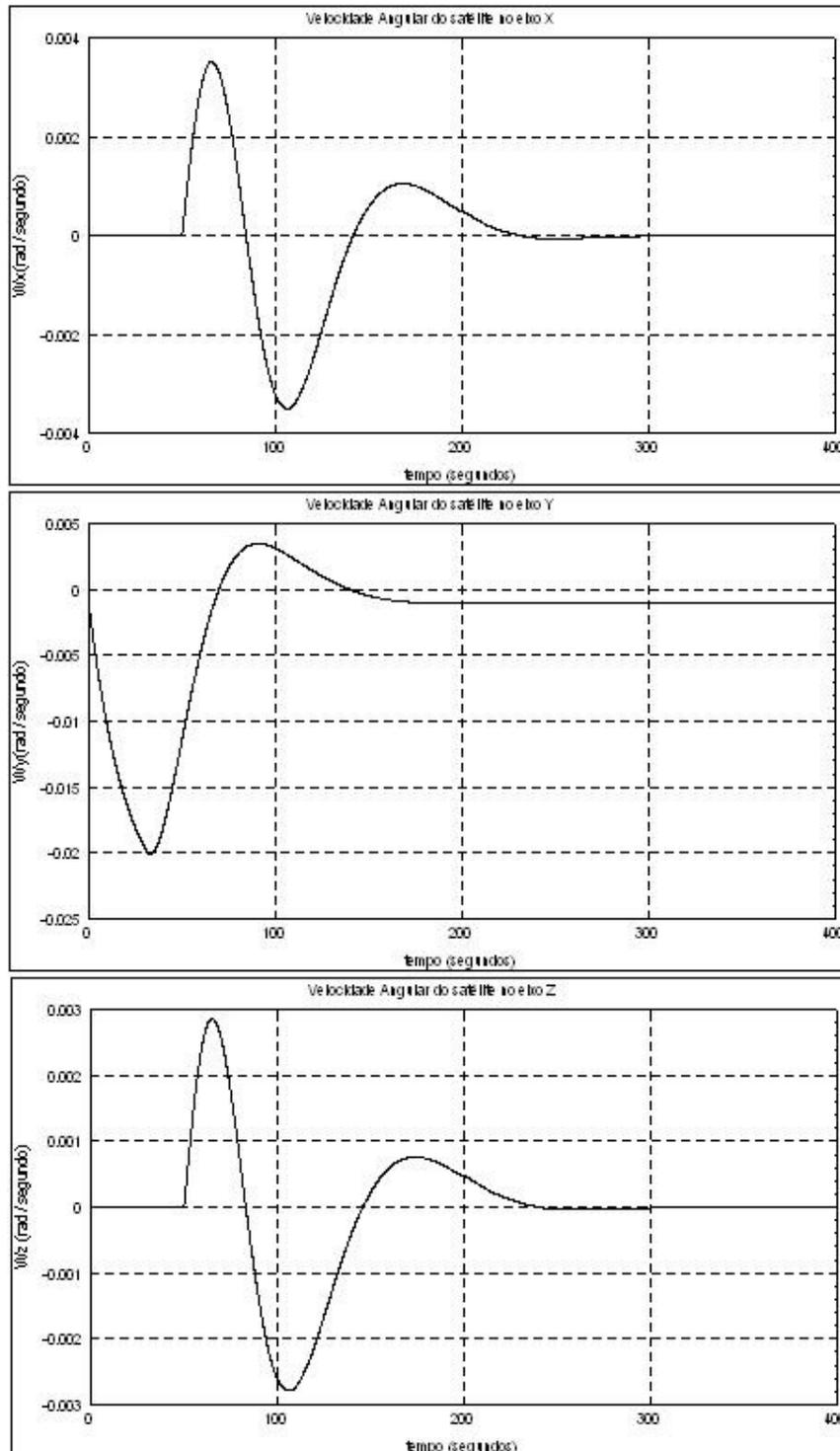


FIGURA 4.195 – RBT_1_PID - Wsx, Wsy, Wsz

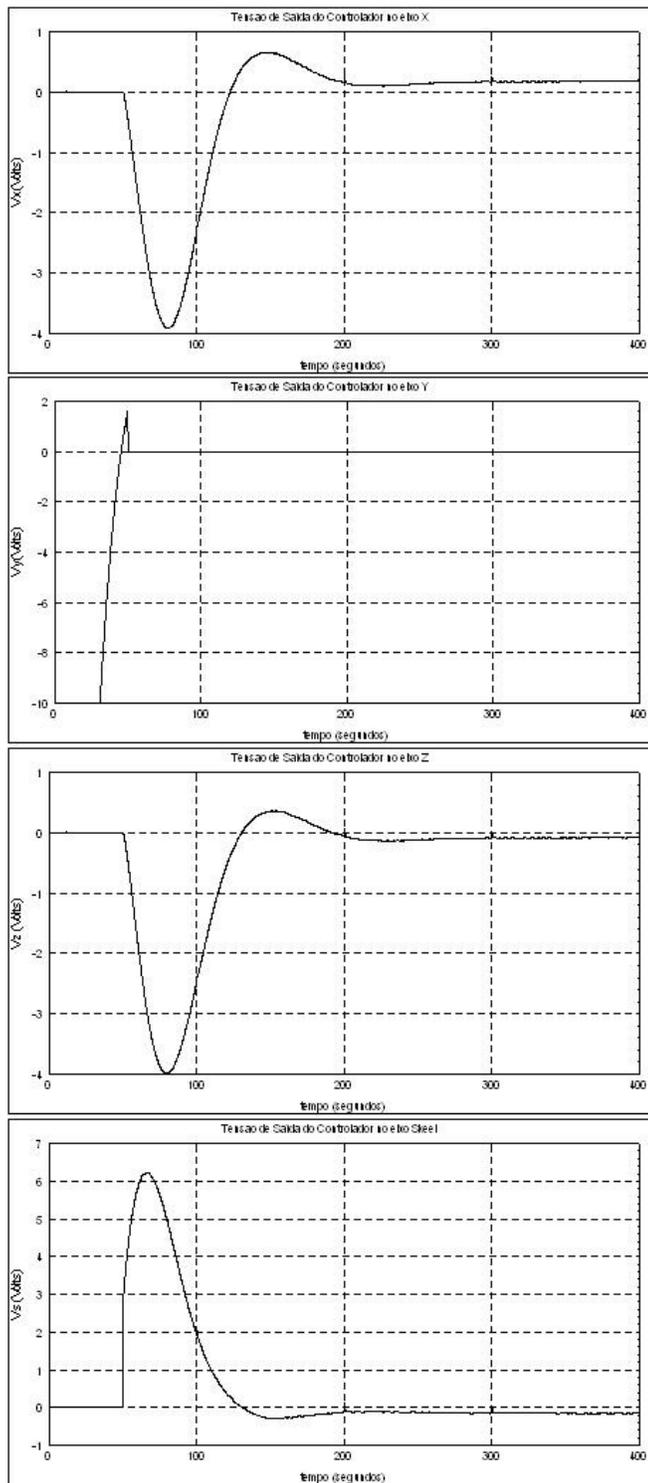


FIGURA 4.196 – RBT_1_PID - Vrx, Vry, Vrz

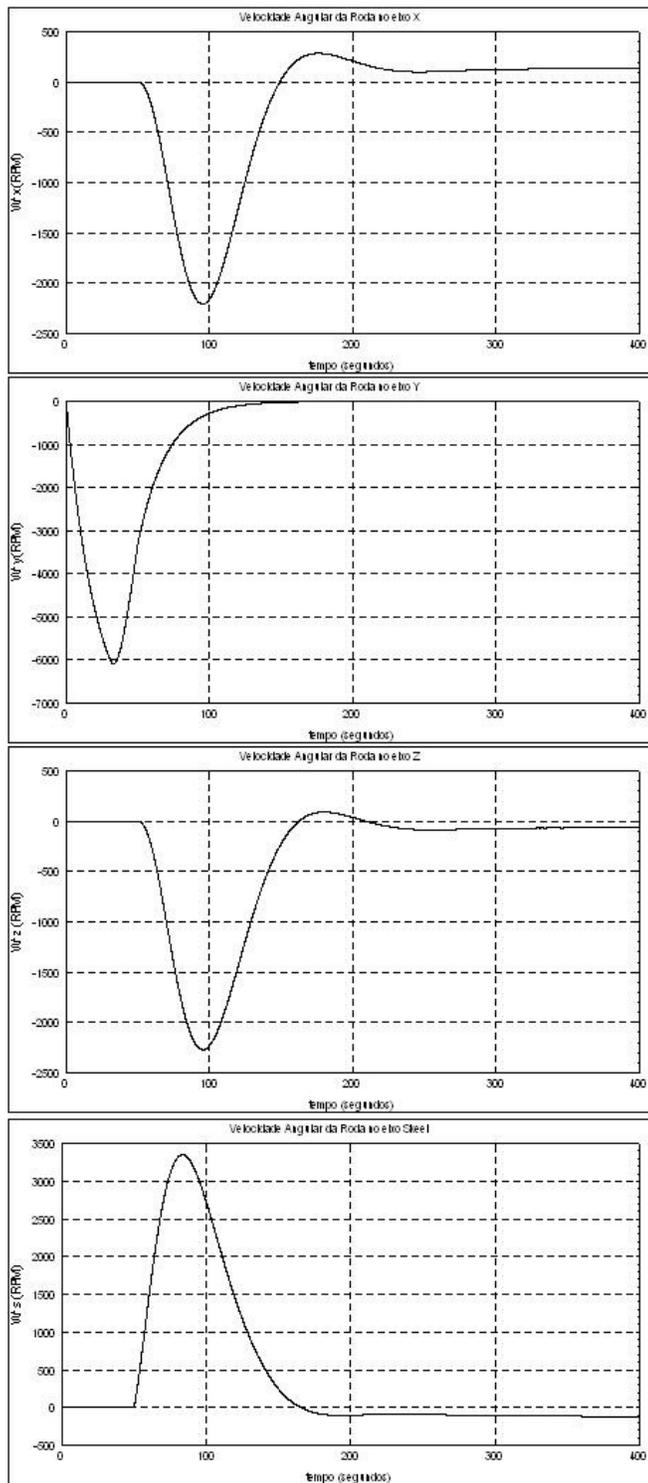


FIGURA 4.197 – RBT_1_PID - Wrx, Wry, Wrz

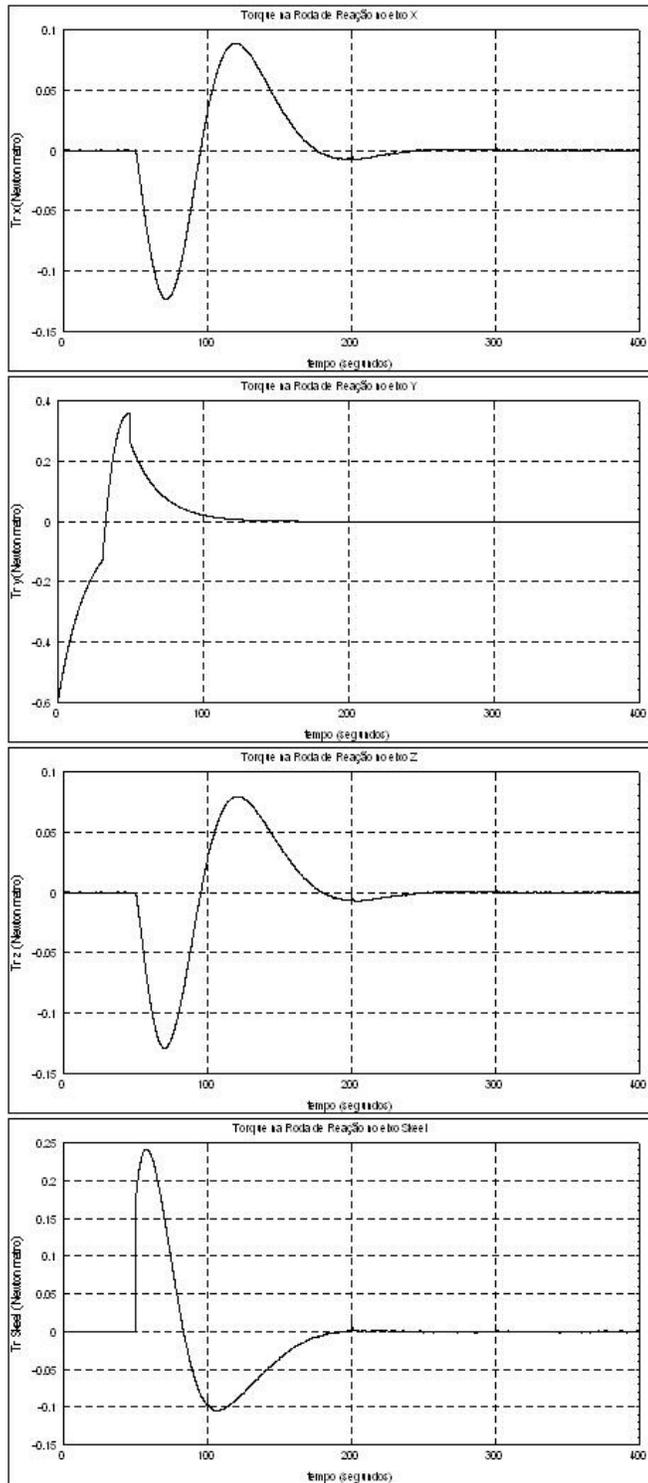


FIGURA 4.198 – RBT_1_PID - Mrx, Mry, Mrz

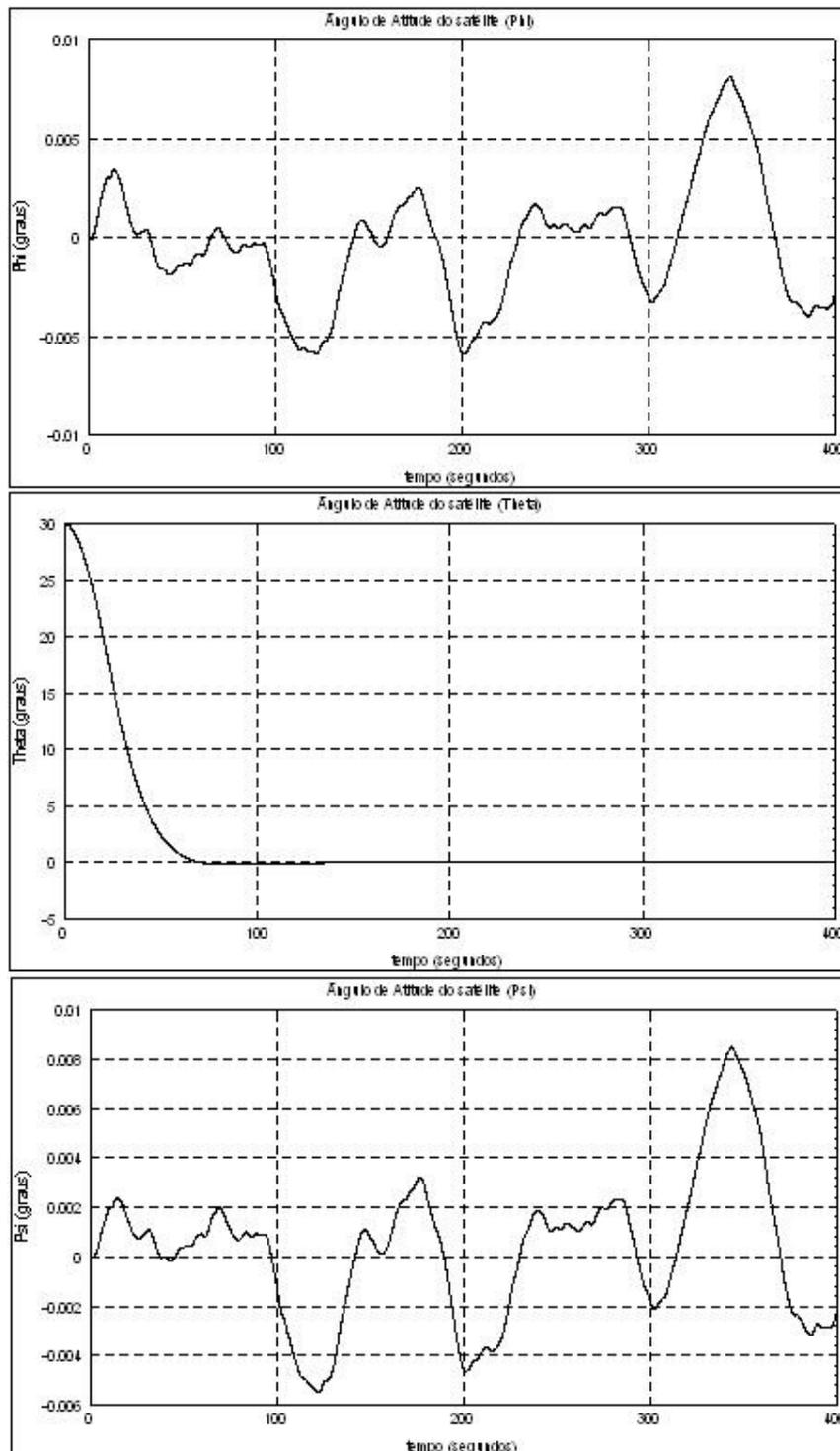


FIGURA 4.199 – RBT_1_LQR - Phi, Theta, Psi

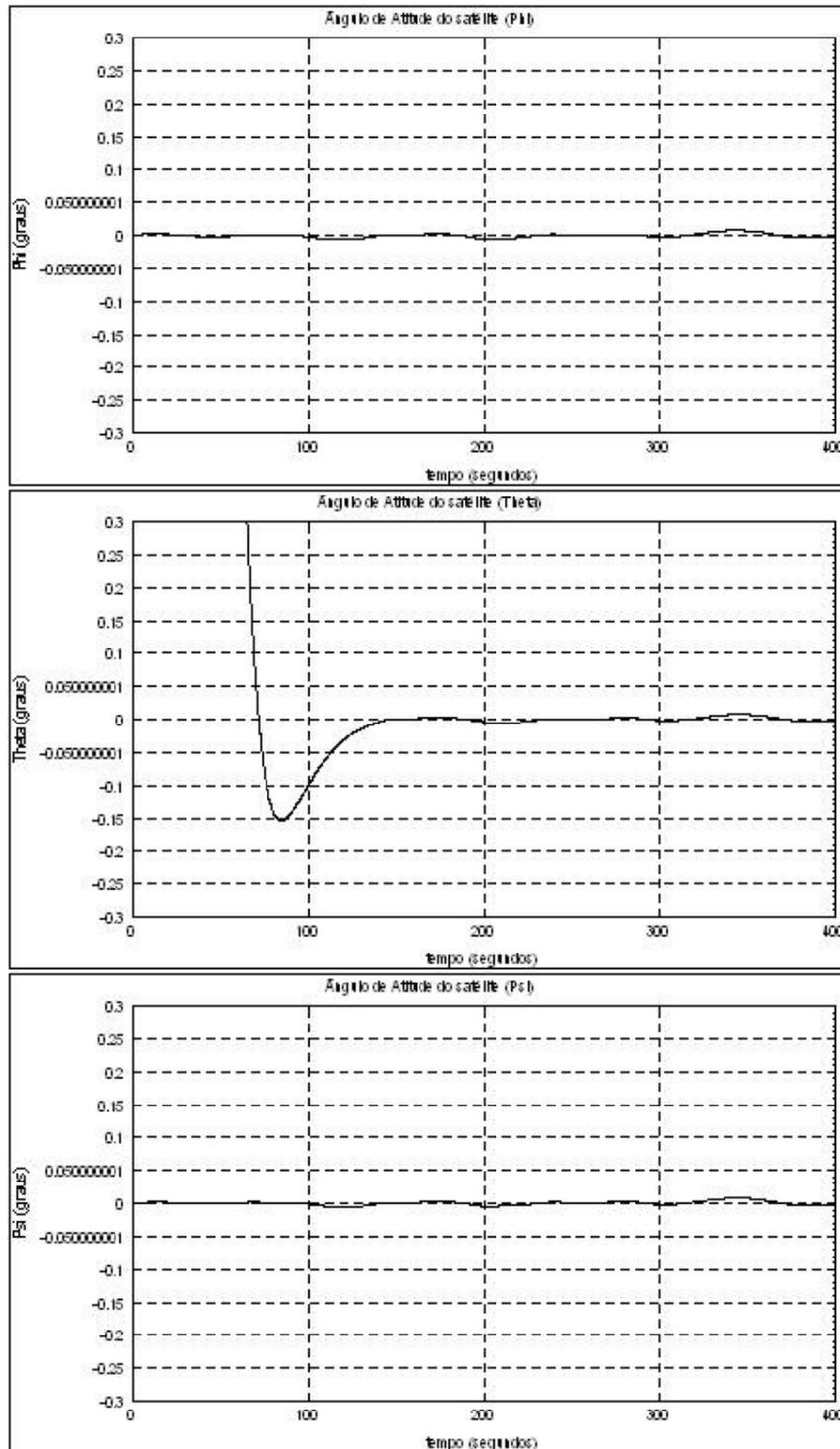


FIGURA 4.200 – RBT_1_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

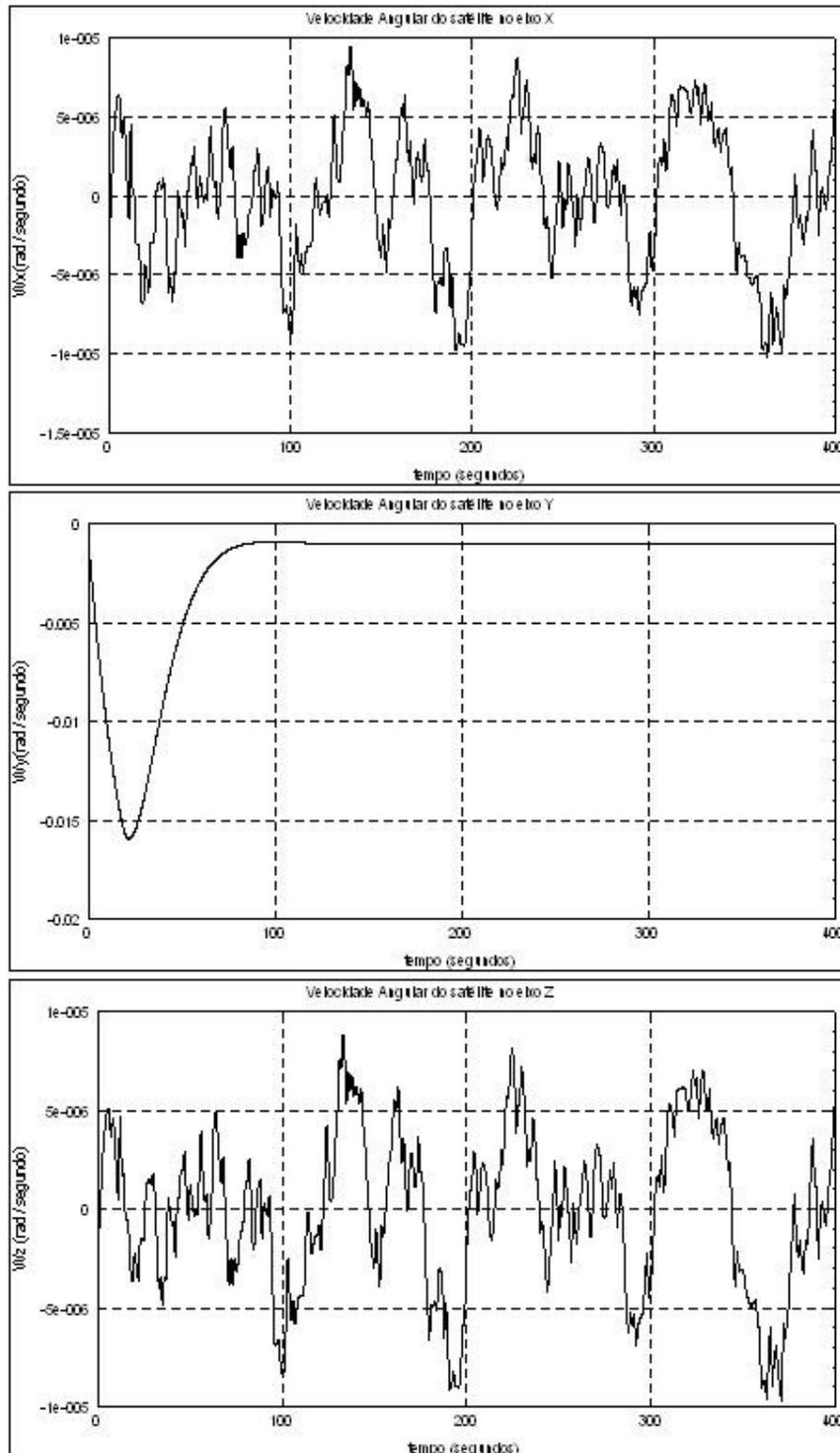


FIGURA 4.201 – RBT_1_LQR - W_x , W_y , W_z

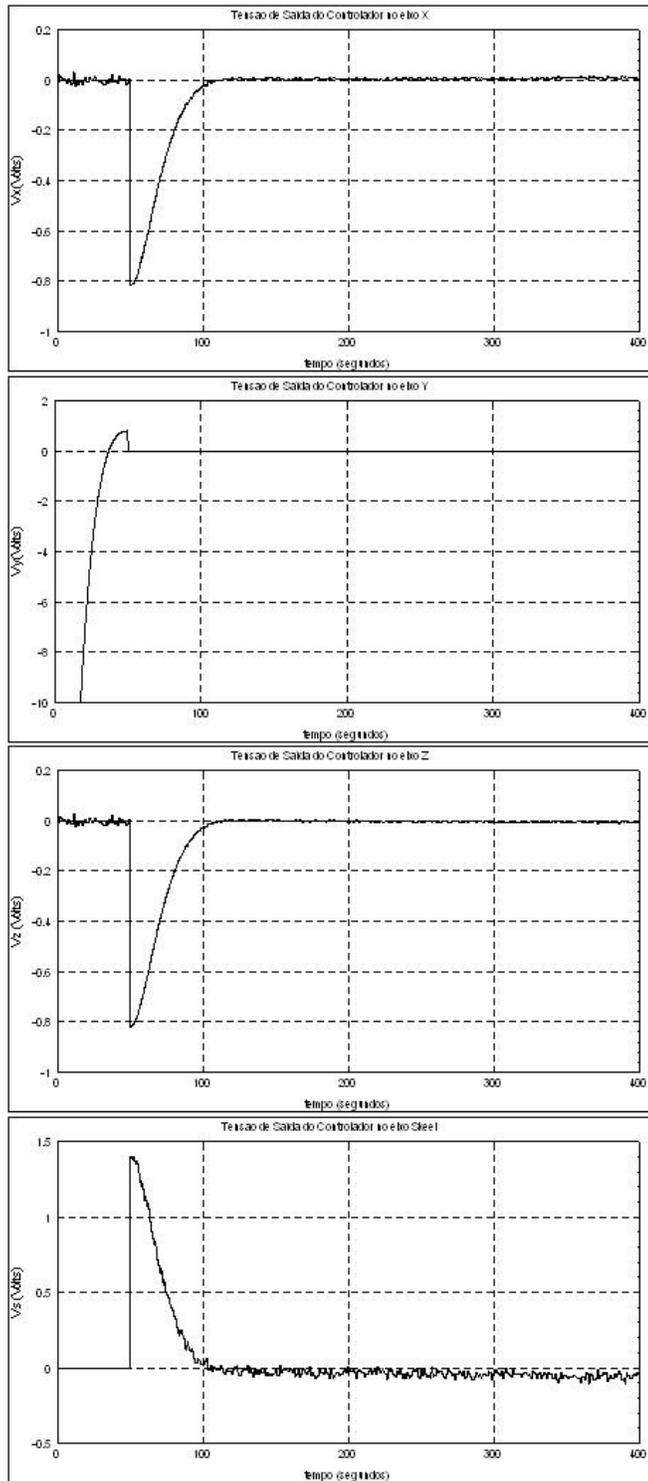


FIGURA 4.202 – RBT_1_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

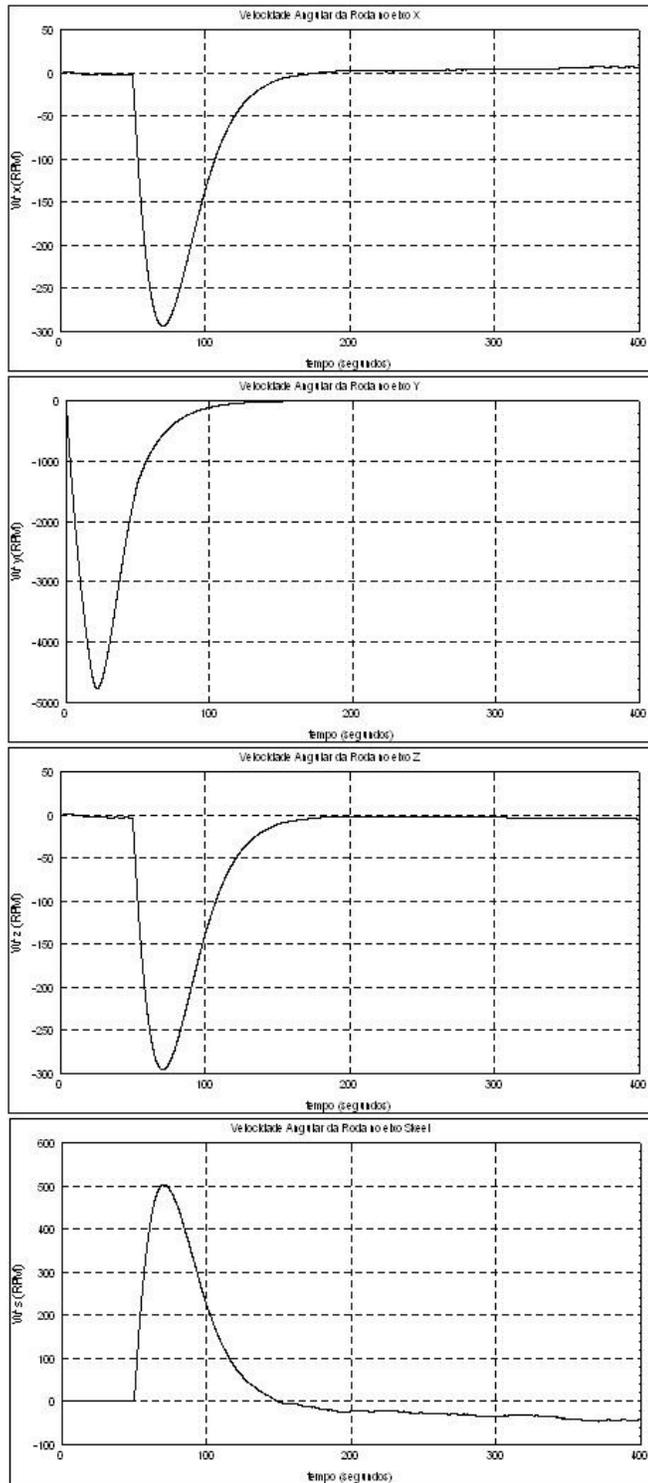


FIGURA 4.203 – RBT_1_LQR - W_{rx} , W_{ry} , W_{rz}

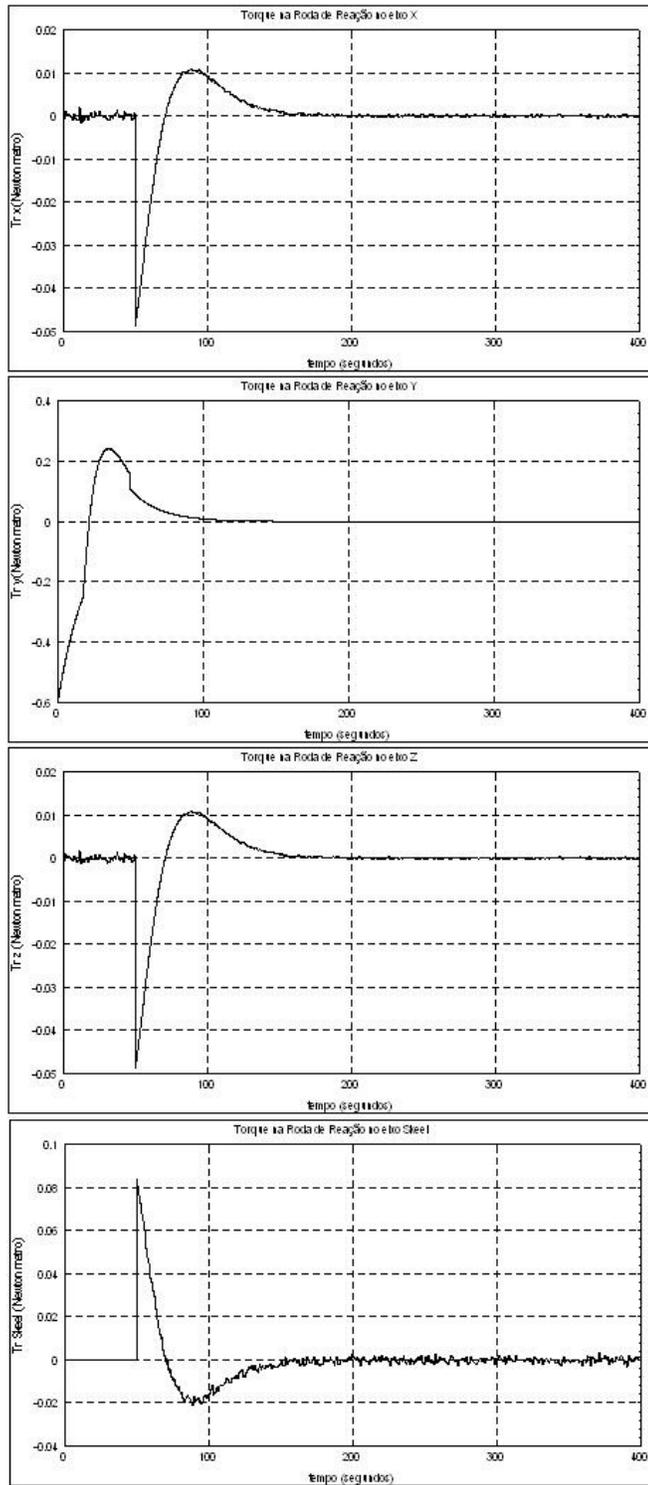


FIGURA 4.204 – RBT_1_LQR - Mrx, Mry, Mrz

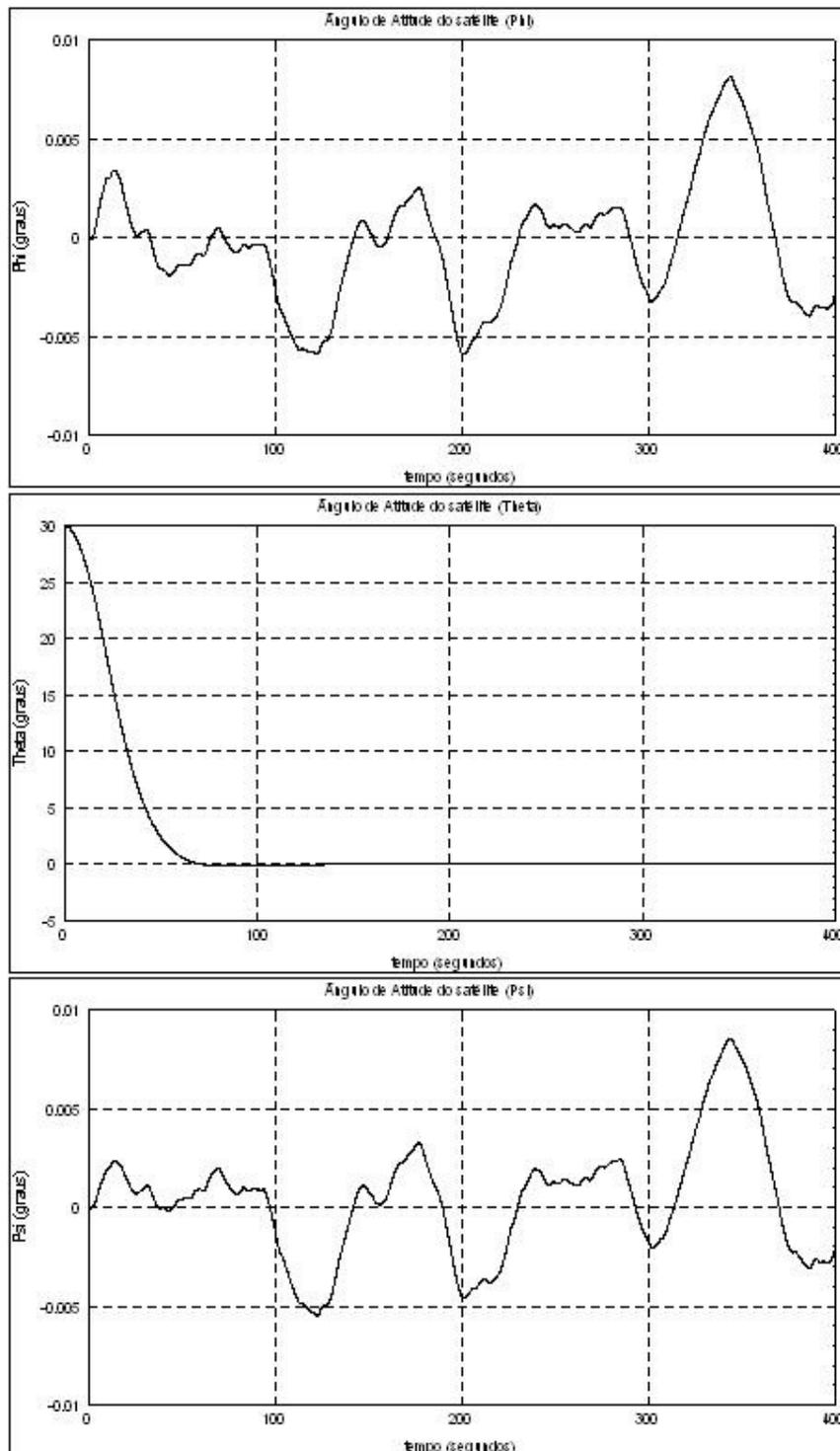


FIGURA 4.205 – RBT_1_PP - Phi, Theta, Psi

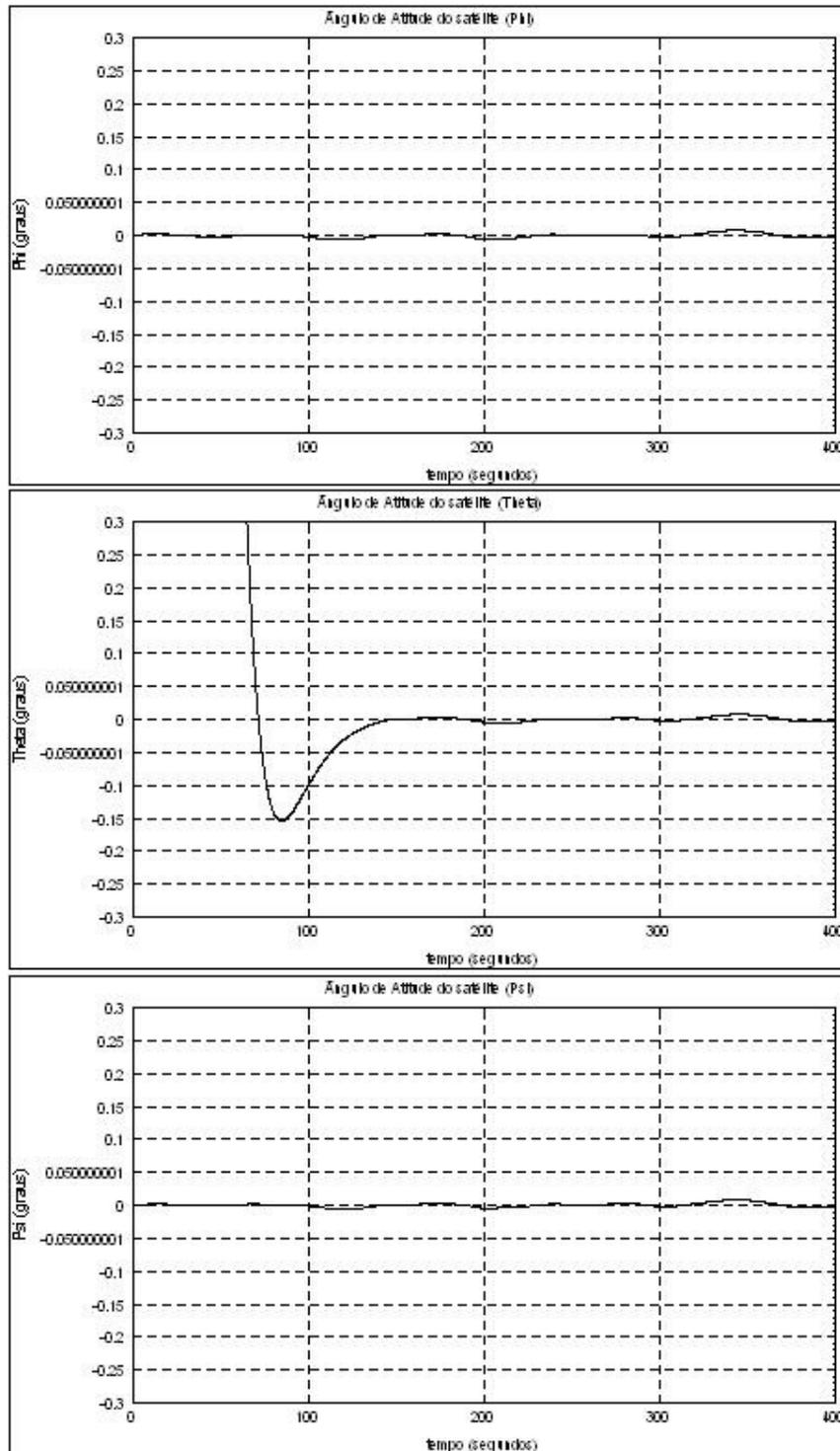


FIGURA 4.206 – RBT_1_PP - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

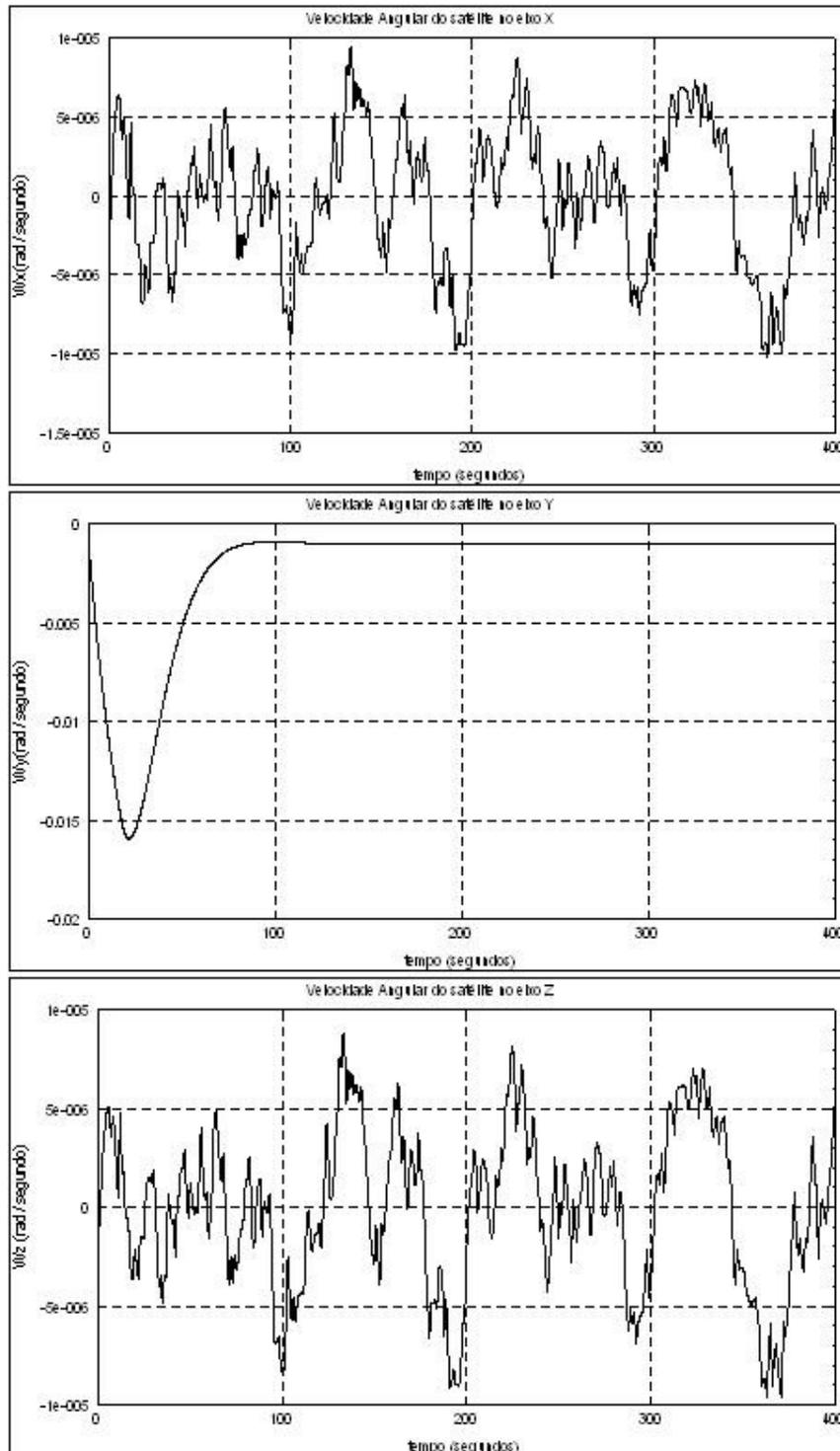


FIGURA 4.207 – RBT_1_PP - Wsx, Wsy, Wsz

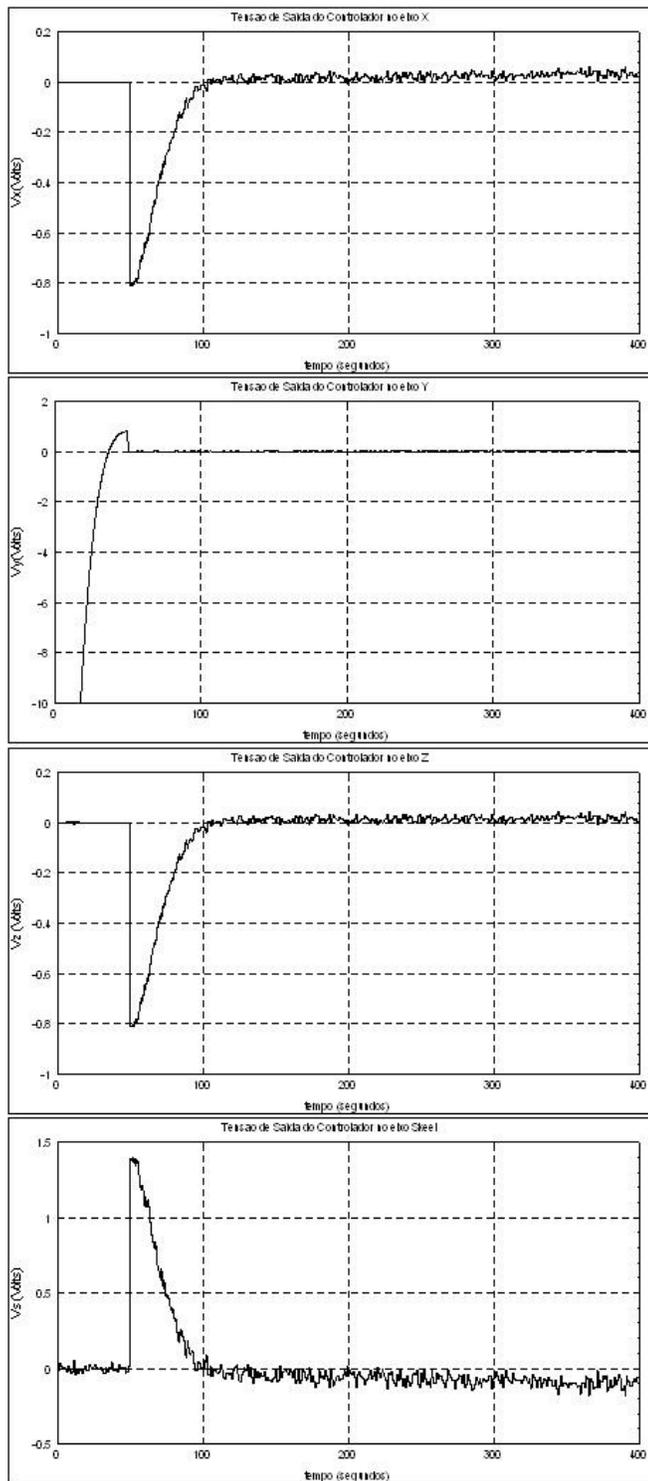


FIGURA 4.208 – RBT_1_PP - Vrx, Vry, Vrz

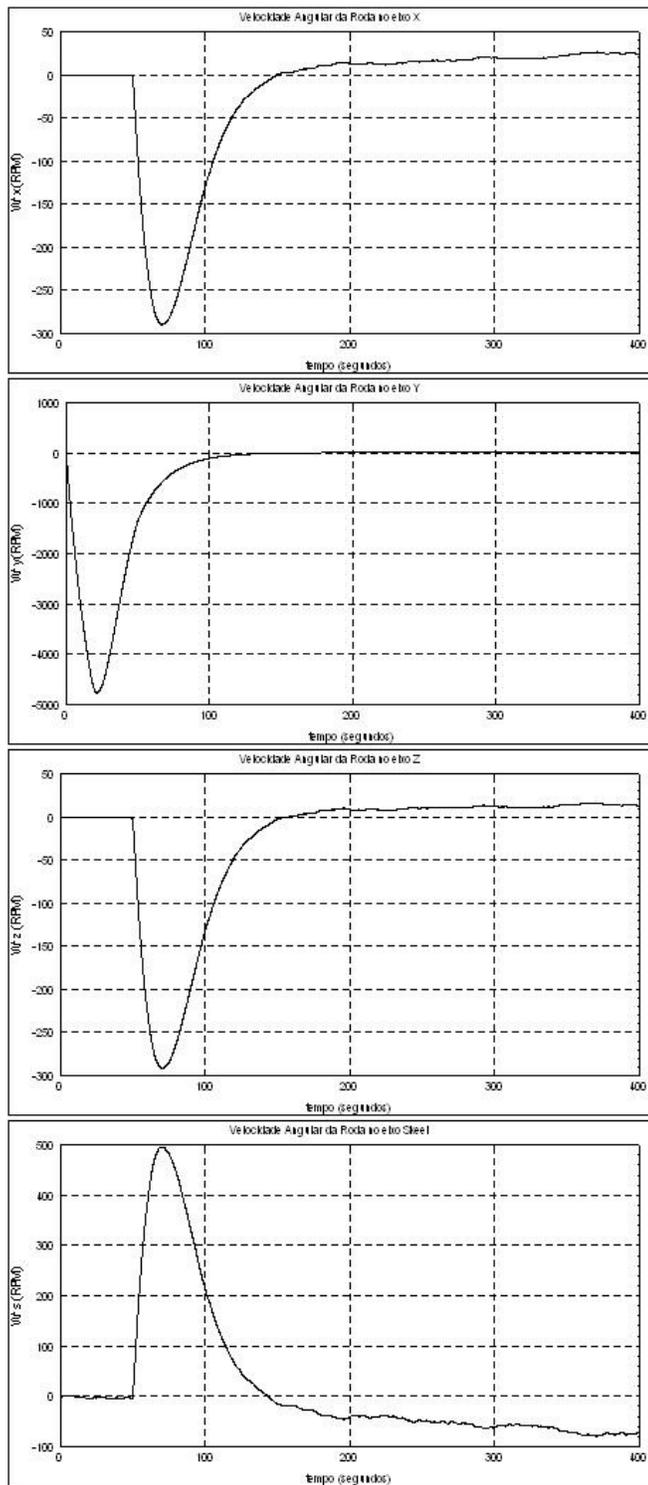


FIGURA 4.209 – RBT_1_PP - Wrx, Wry, Wrz

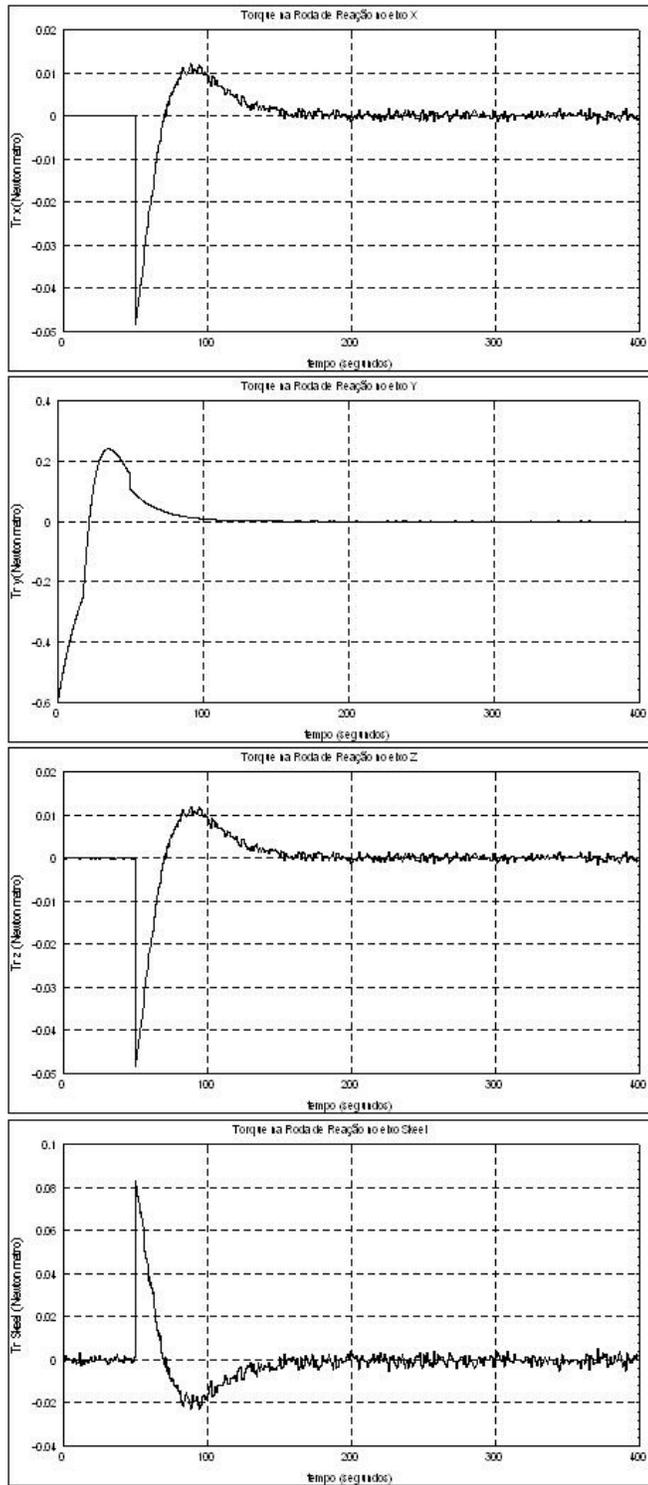


FIGURA 4.210 – RBT_1_PP - Mrx, Mry, Mrz

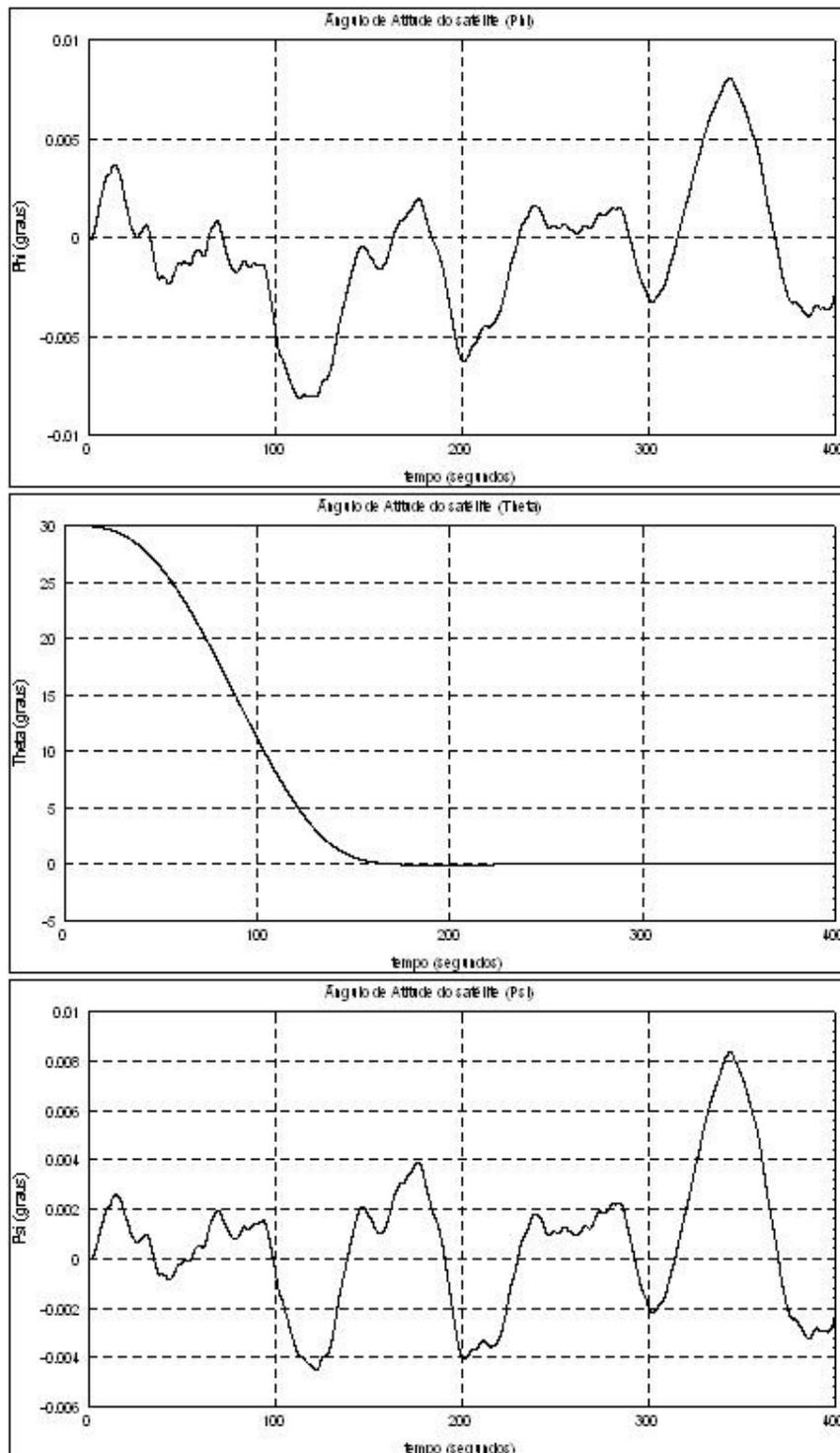


FIGURA 4.211 – RBT_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

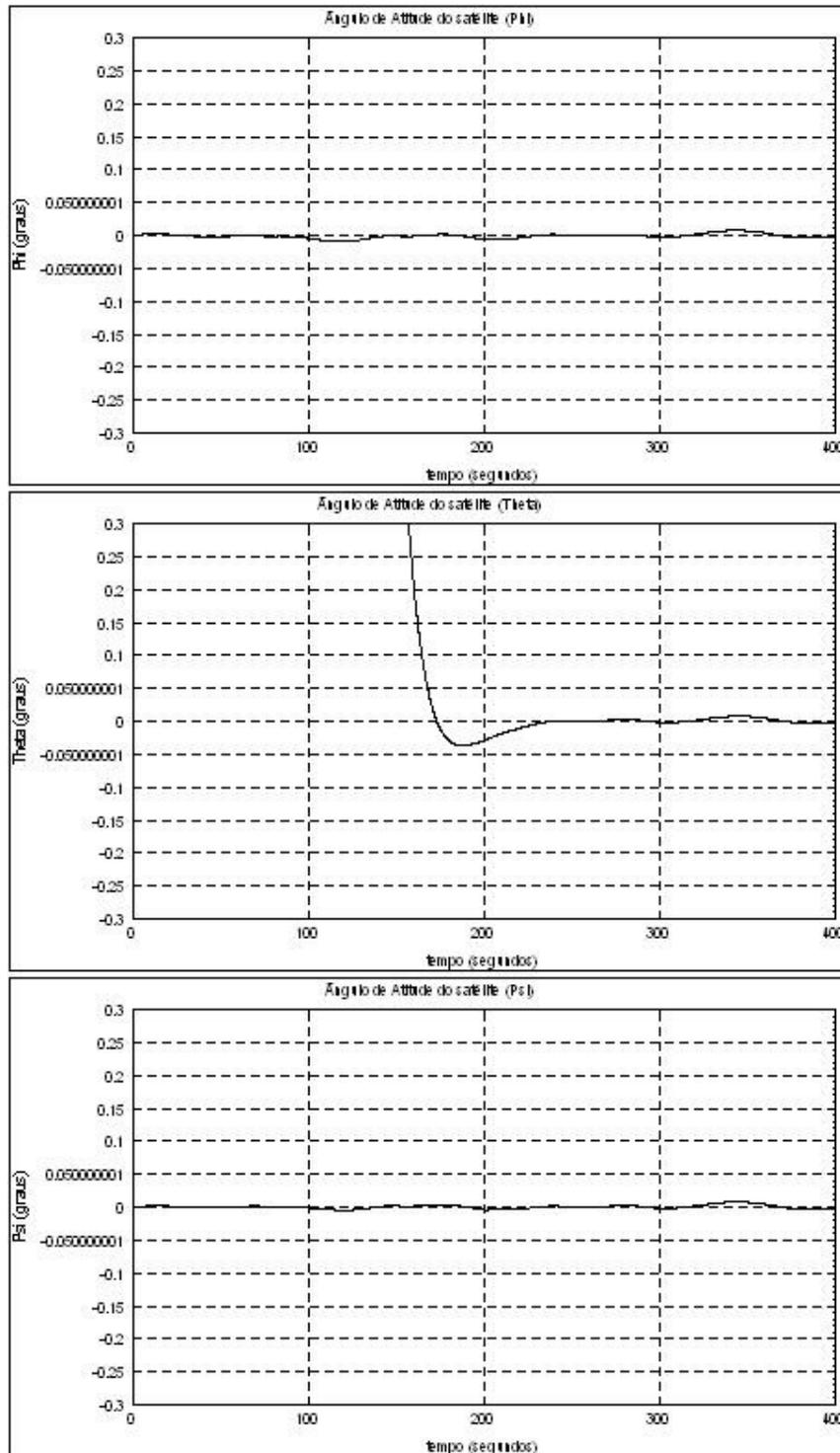


FIGURA 4.212 – RBT_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

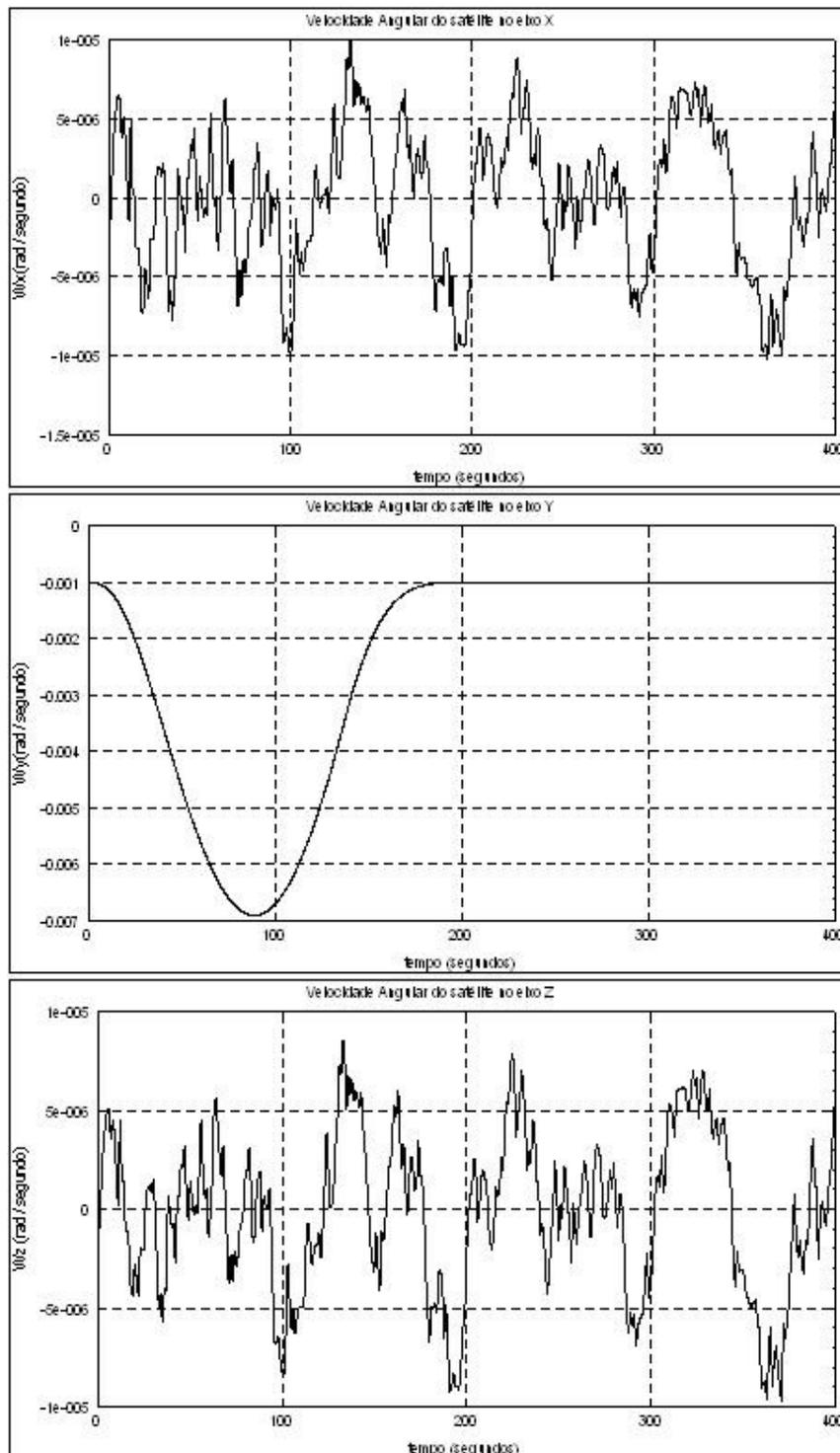


FIGURA 4.213 – RBT_1_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

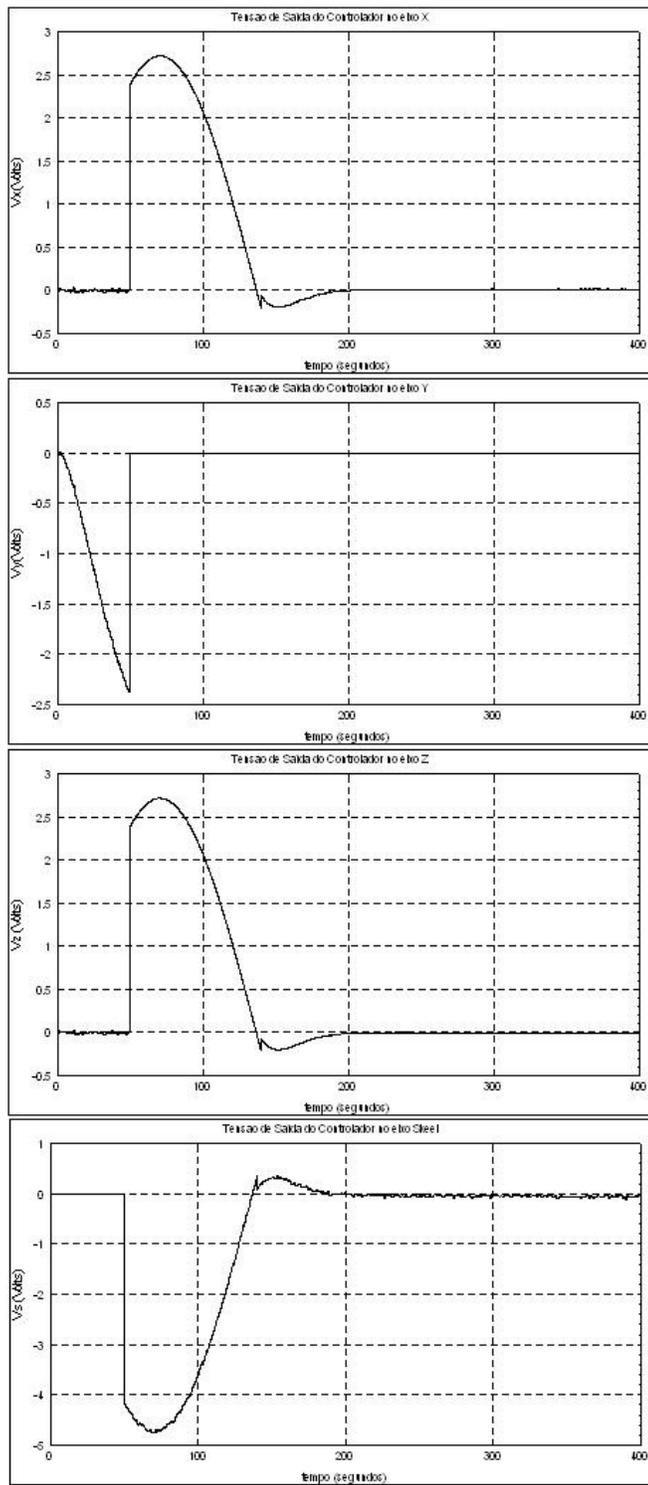


FIGURA 4.214 – RBT_1_Rastreador - Vrx, Vry, Vrz

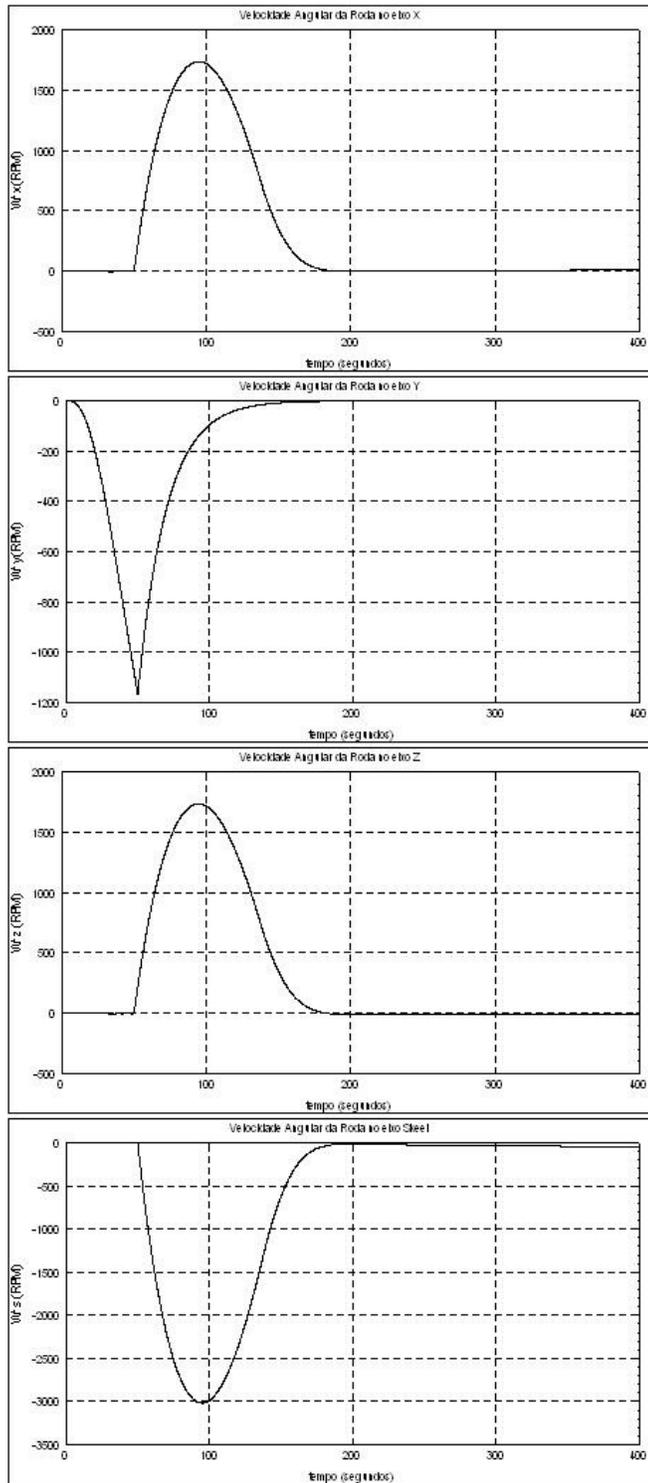


FIGURA 4.215 – RBT_1_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

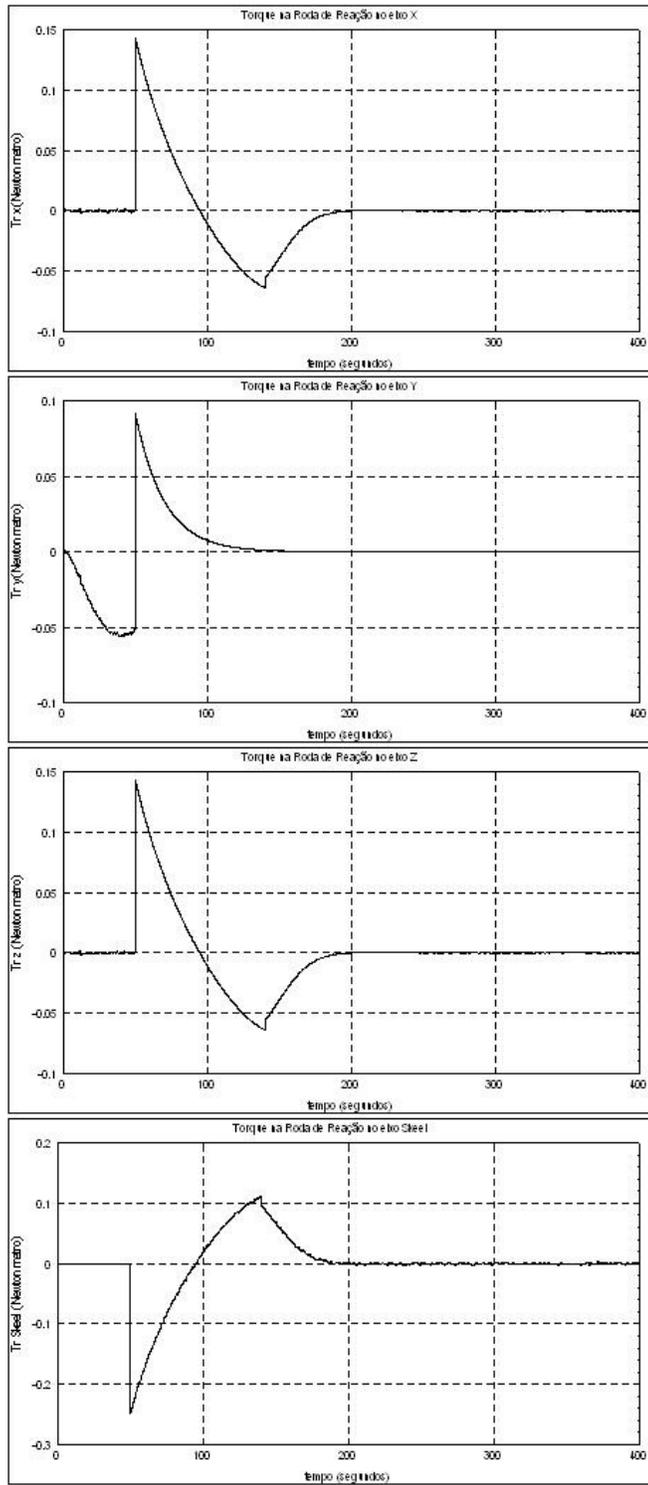


FIGURA 4.216 – RBT_1_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

4.2.3.2 Roda Modificada

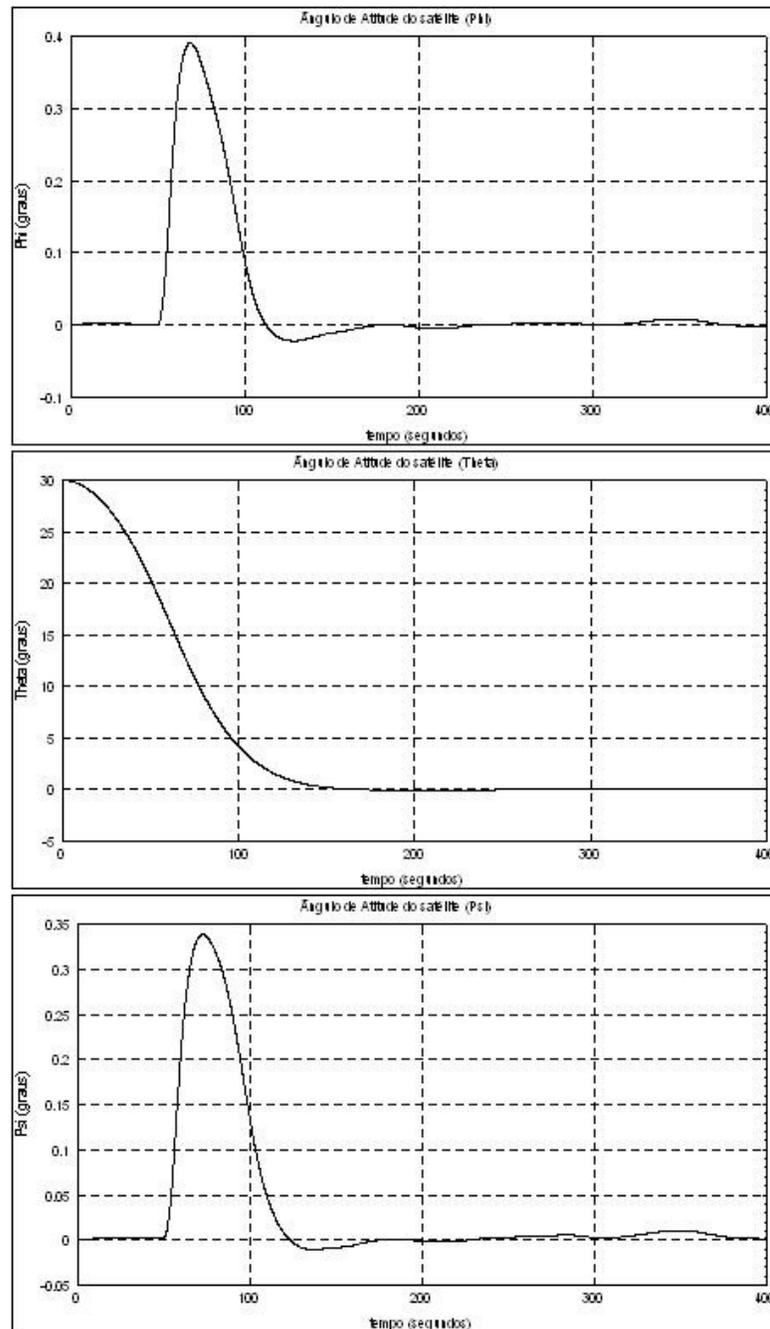


FIGURA 4.217 – RBT_1_LQR - Phi, Theta, Psi

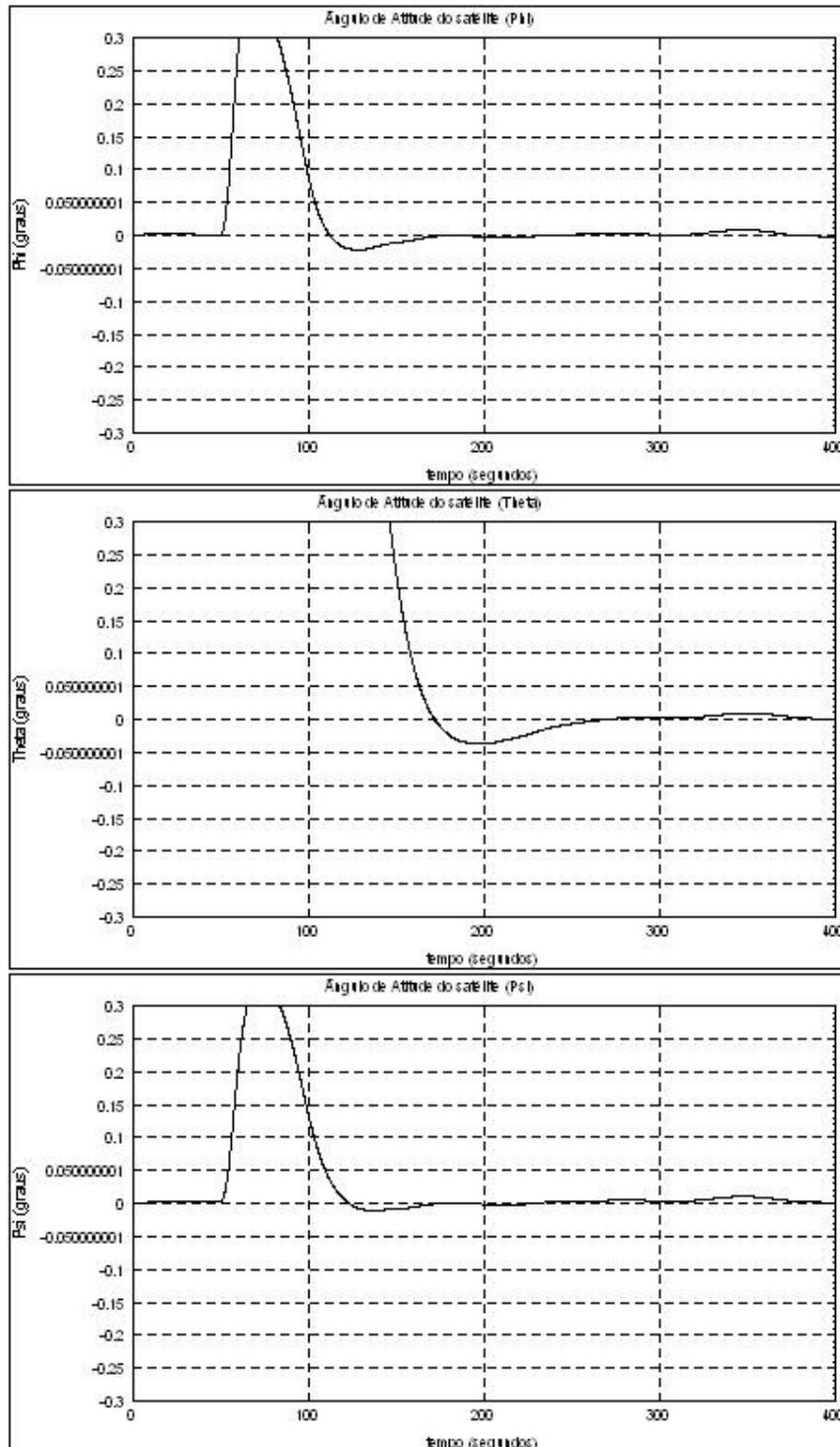


FIGURA 4.218 – RBT_1_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

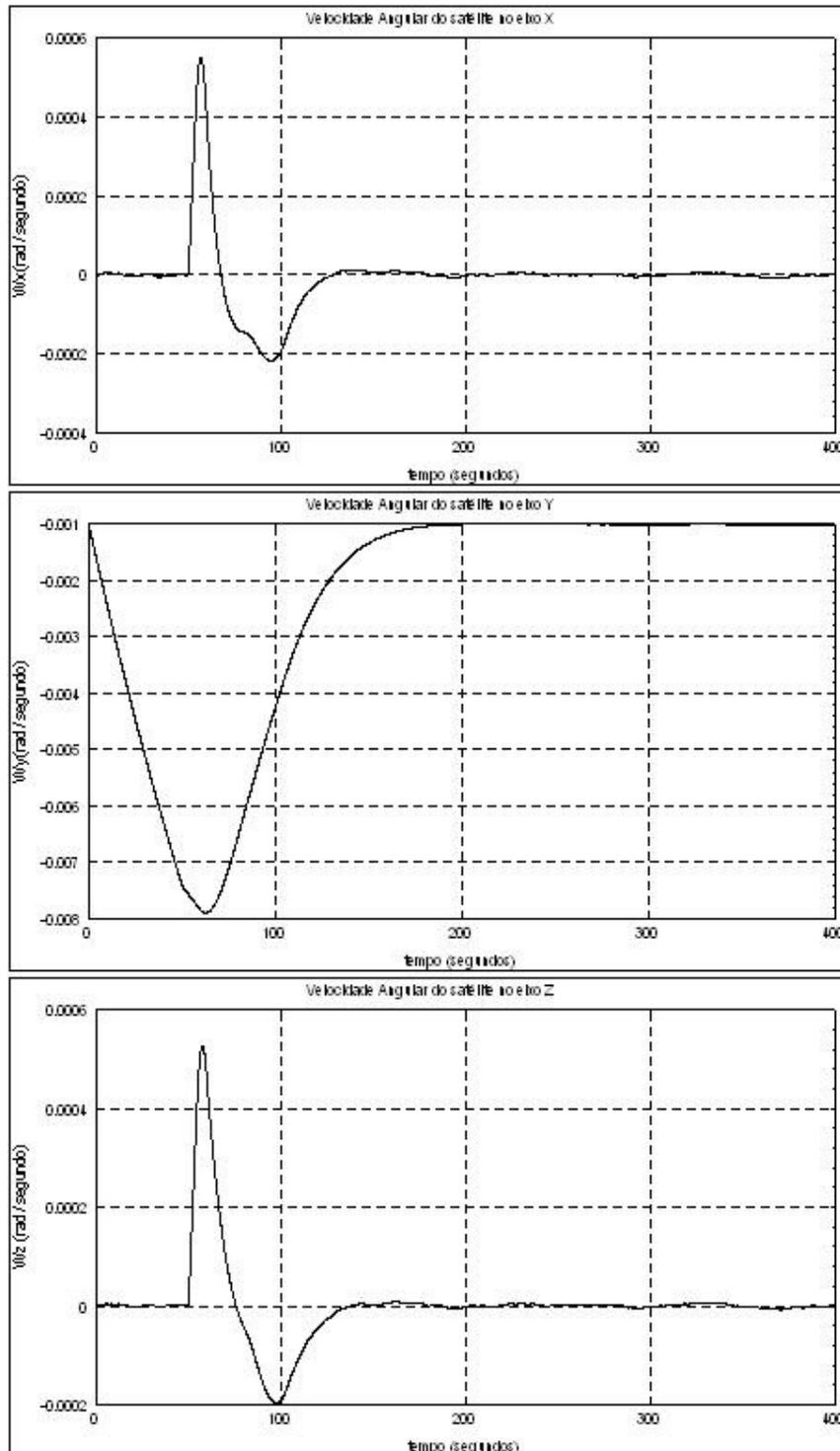


FIGURA 4.219 – RBT_1_LQR - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

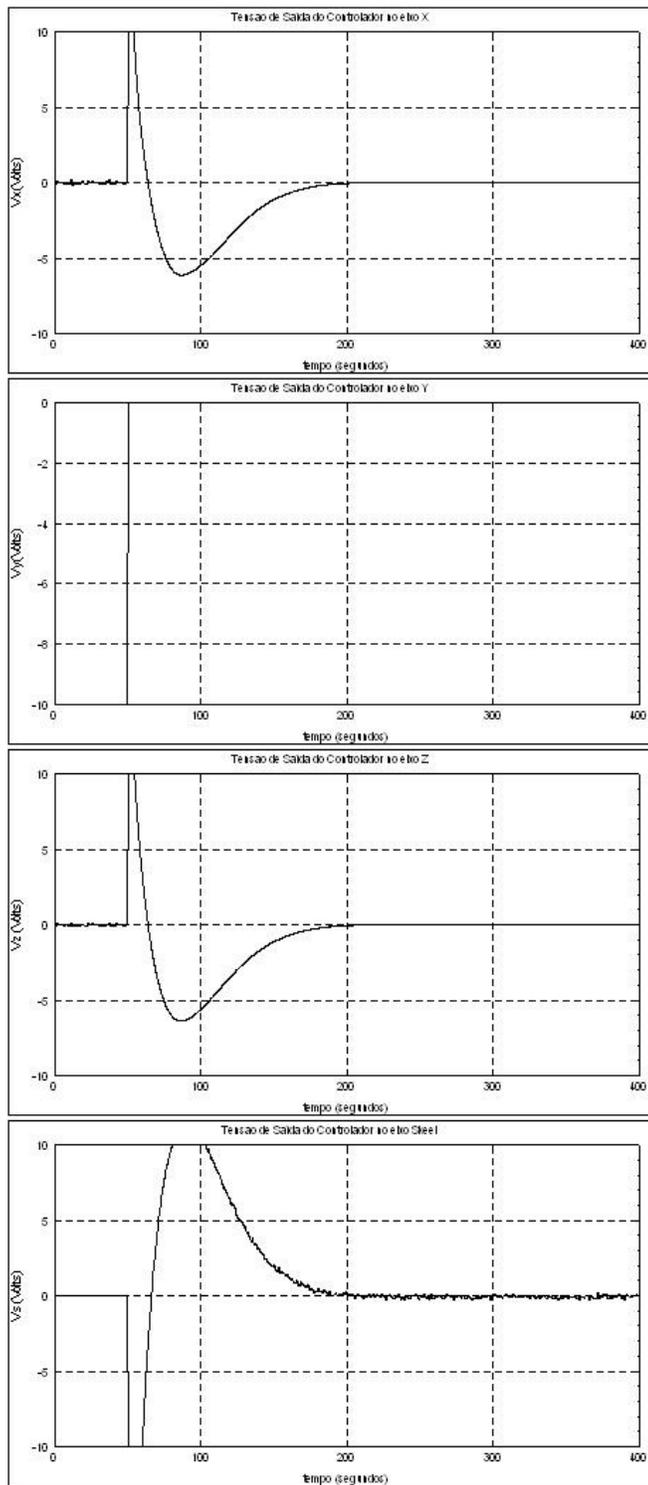


FIGURA 4.220 – RBT_1_LQR - Vrx, Vry, Vrz

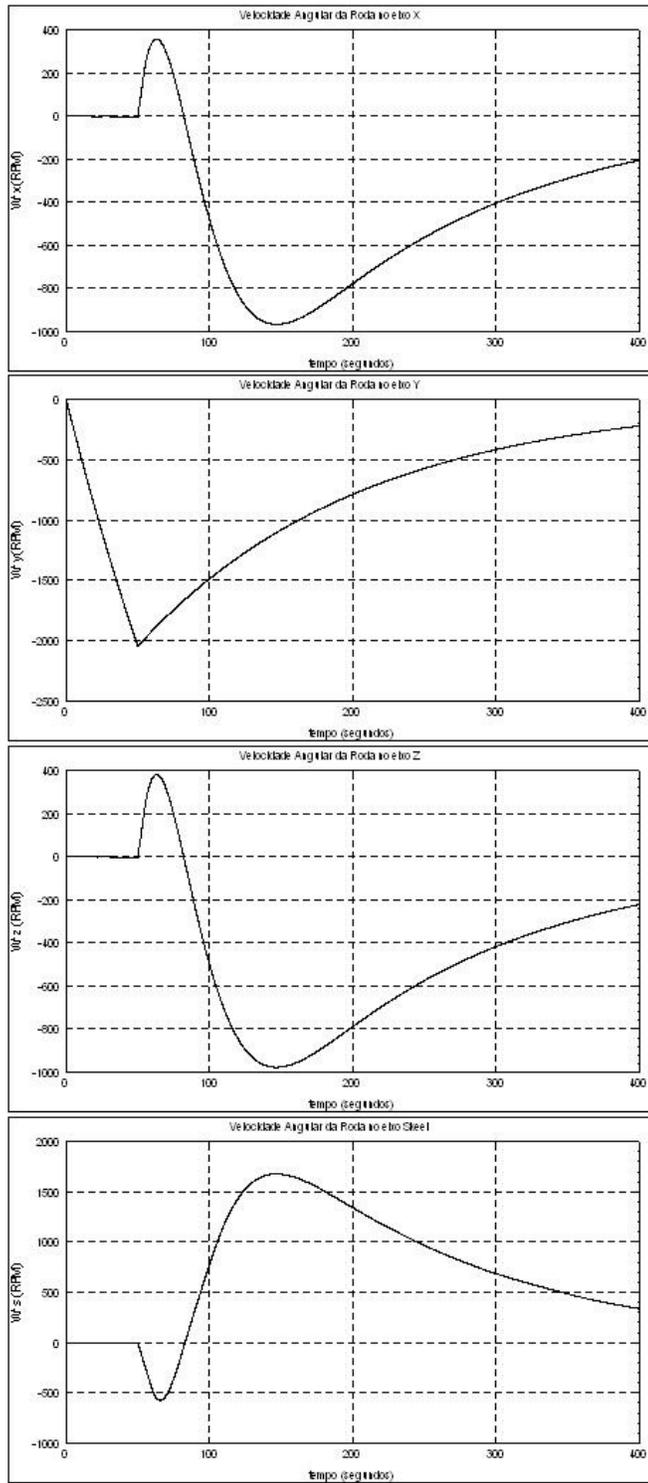


FIGURA 4.221 – RBT_1_LQR - Wrx, Wry, Wrz

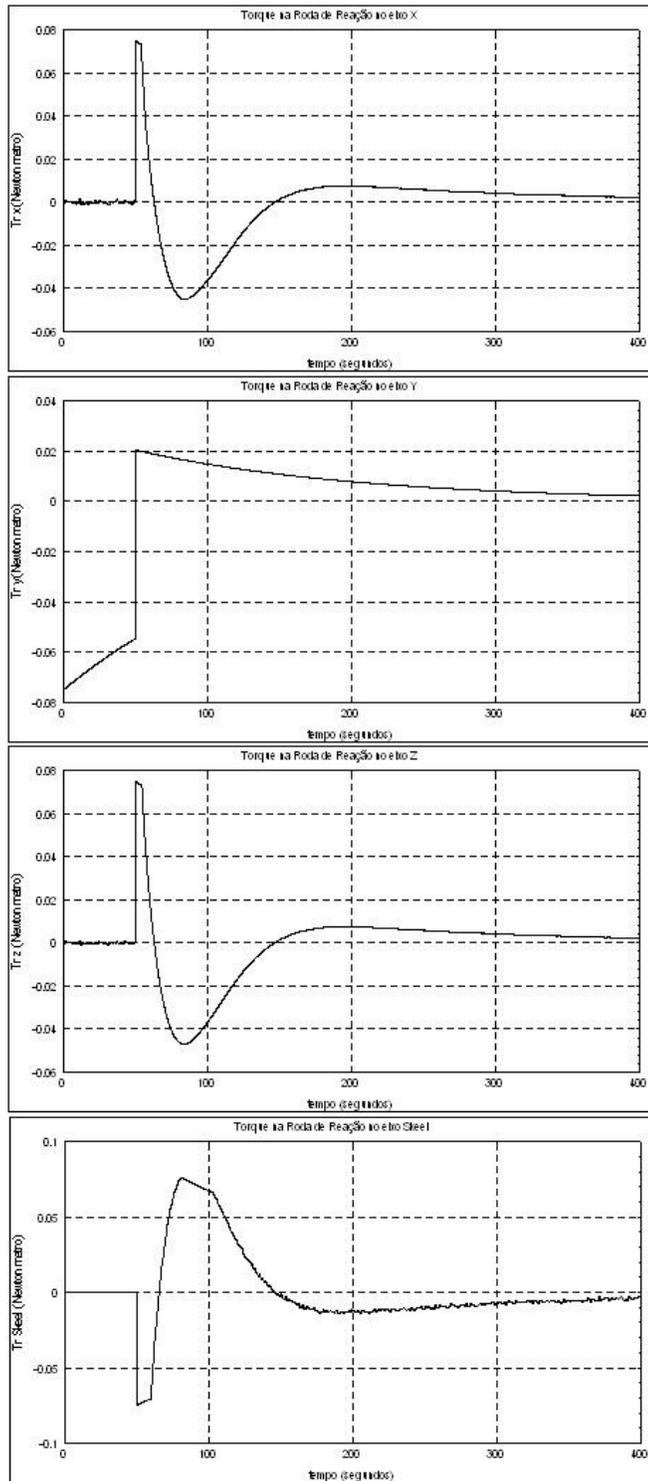


FIGURA 4.222 – RBT_1_LQR - Mrx, Mry, Mrz

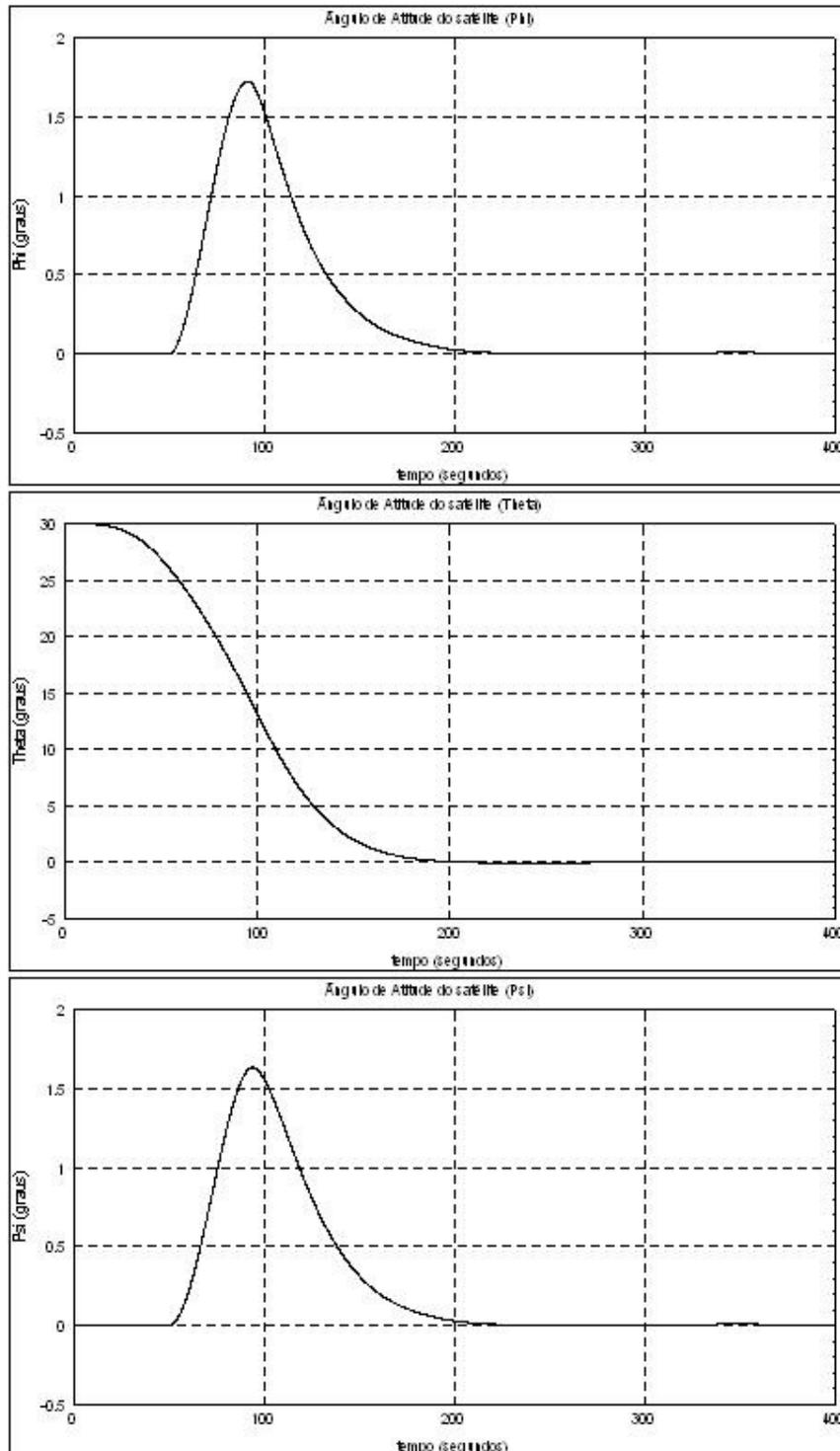


FIGURA 4.223 – RBT_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

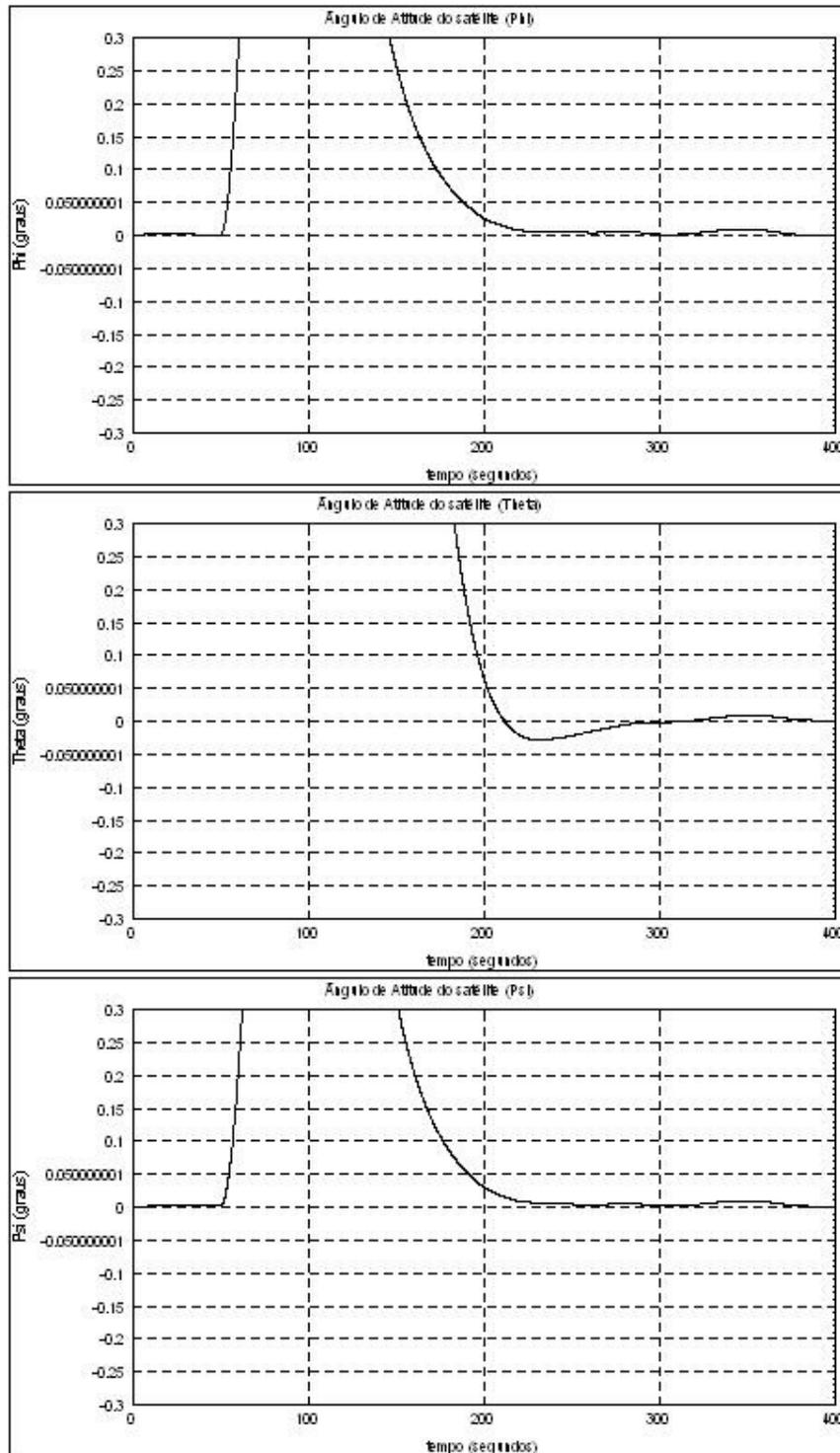


FIGURA 4.224 – RBT_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

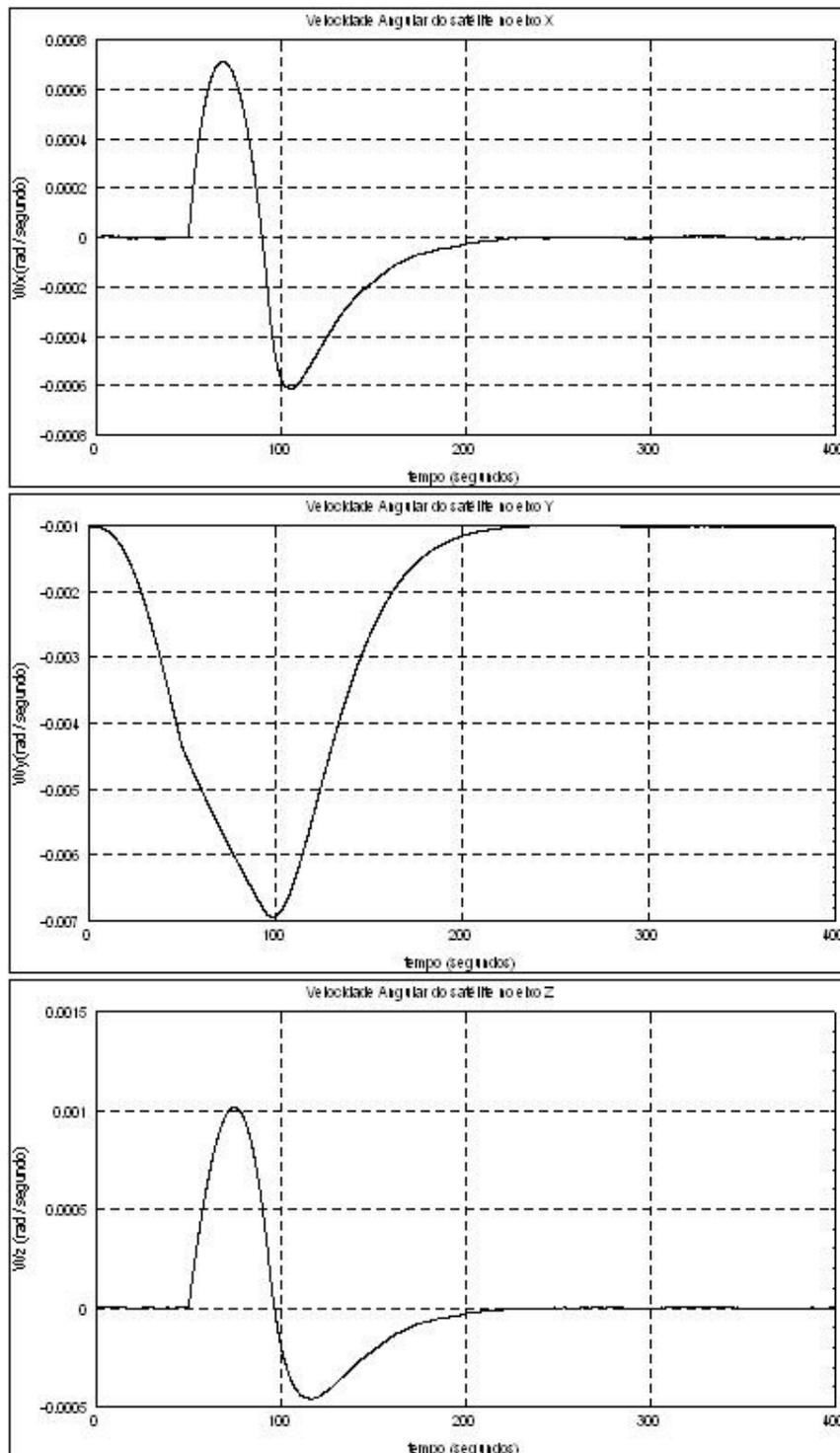


FIGURA 4.225 – RBT_1_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

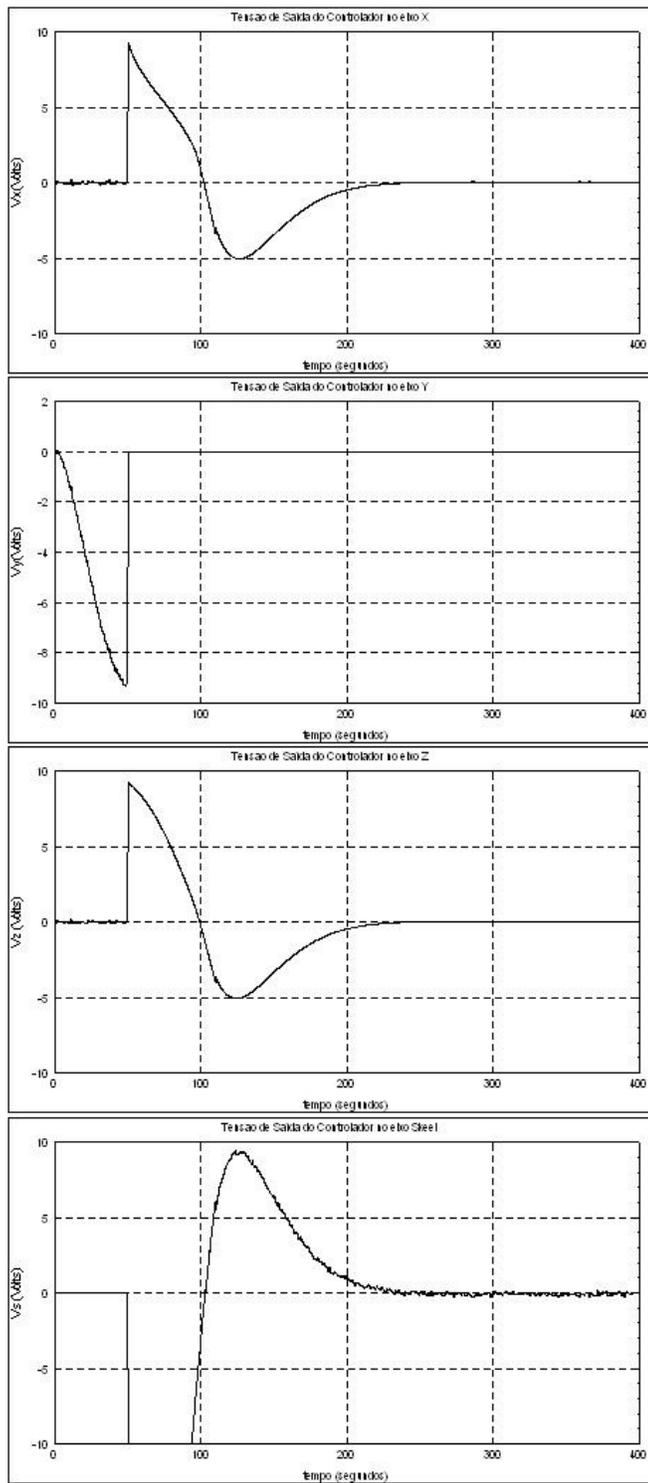


FIGURA 4.226 – RBT_1_Rastreador - Vrx, Vry, Vrz

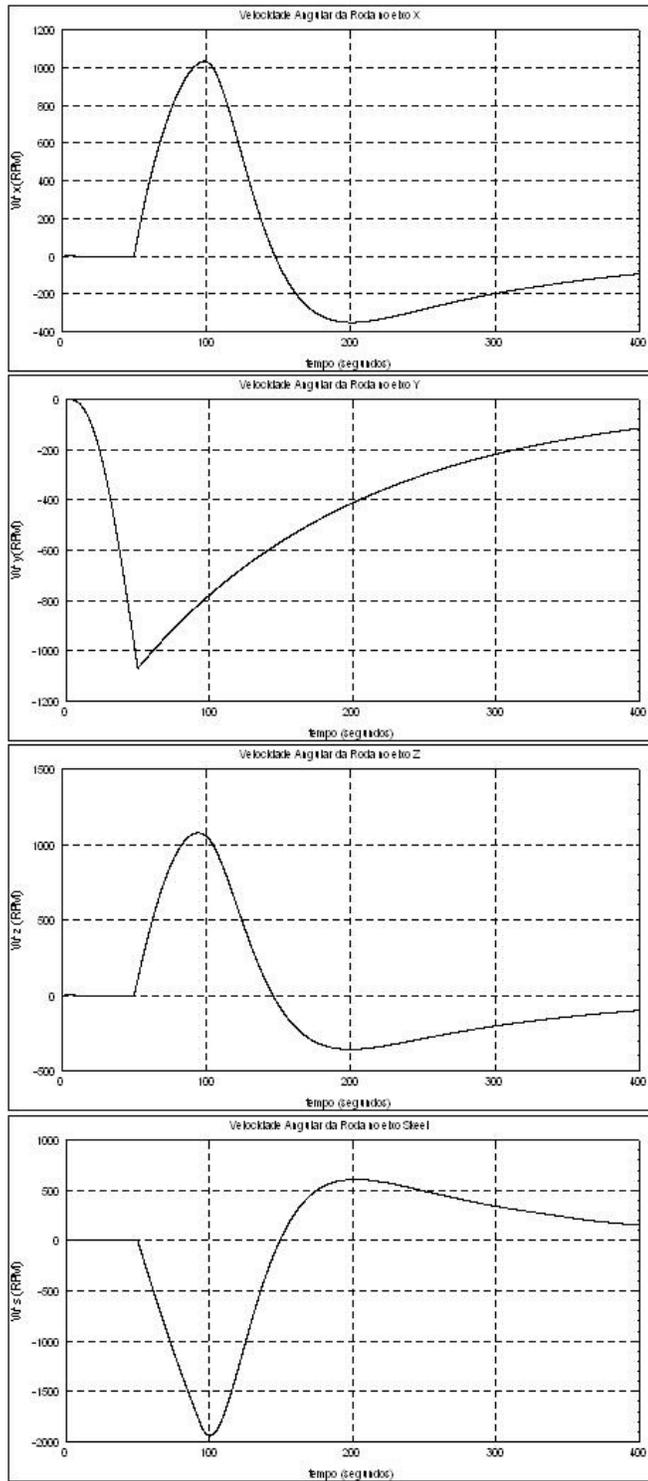


FIGURA 4.227 – RBT_1_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

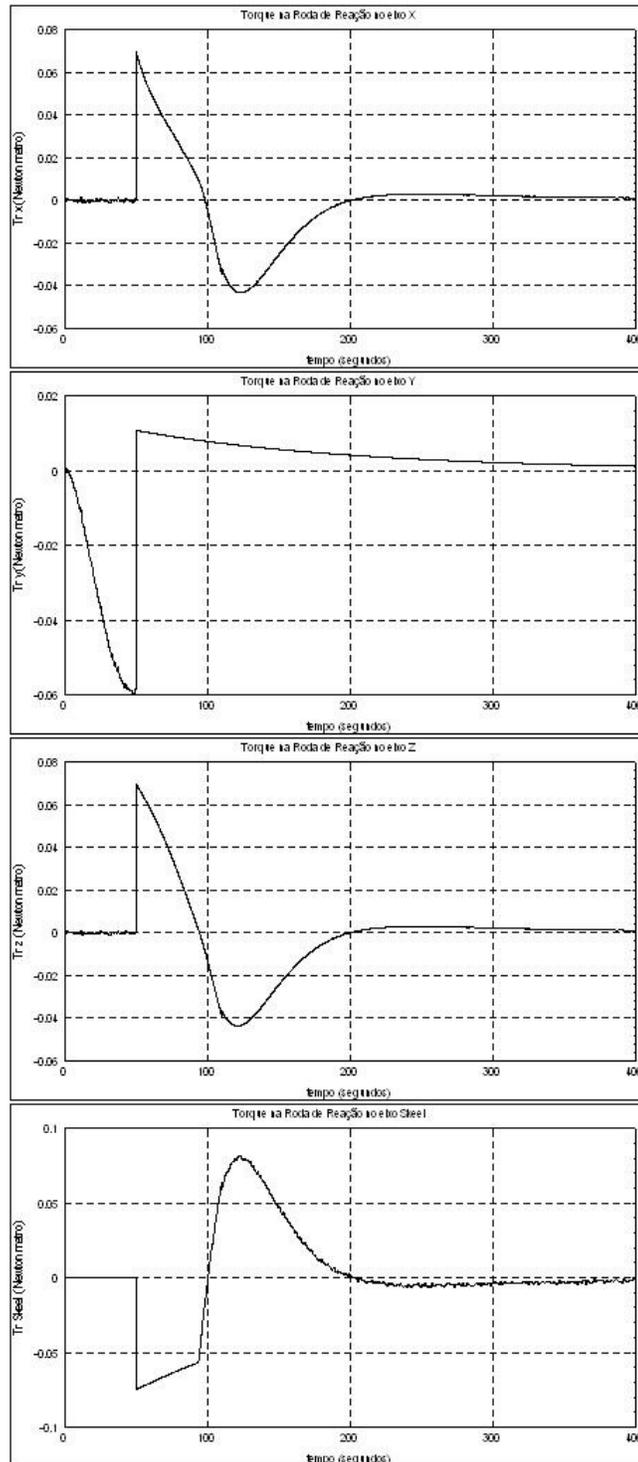


FIGURA 4.228 – RBT_1_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

4.3 Comparação dos Resultados

Quanto ao critério tempo de resposta para a roda modificada, todos os controladores propostos cumprem com o requisito de apontamento de 30° em 180 segundos, considerando a operação do satélite com as três rodas alinhadas aos eixos principais de inércia funcionando normalmente. Os controladores PD, LQR e MIMO PP apresentam aproximadamente o mesmo tempo de resposta (em torno de 100 segundos), ao passo que os controladores PID e R-LQR são um pouco mais lentos (próximo de 180 segundos). Foi verificado também que a energia de controle requerida para que o controlador PD apresentasse resposta transitória comparável aos controladores MIMO (LQR, PP e R-LQR) foi muito maior. A mesma comparação pode ser feita entre o controlador PID e os controles MIMO. Com uma energia de controle menor esses cumprem mais rapidamente com a especificação do que o controlador PID. Isso se dá ao fato da natureza “ótima” do LQR, “sub-ótima” do R-LQR e também ao fato dos ganhos do controlador MIMO PP serem bem semelhantes ao LQR. Dentre os controladores MIMO, aquele que apresentou menor demanda de energia de controle para cumprimento das especificações foi o R-LQR.

Já para a roda equivalente, o LQR (com o conjunto de ganhos calculado nesse trabalho) é capaz de cumprir com o requisito de apontamento de 30° em 180 segundos às custas de uma saturação excessiva da tensão do controlador além de sinais de saturação da roda na partida. O R-LQR elimina a saturação tanto em tensão quanto em torque, no entanto a especificação de 30° em 180 segundos não foi cumprida. Houve um atraso de aproximadamente 30 segundos e o erro de apontamento entrou dentro do limite determinado pela especificação em aproximadamente 210 segundos.

A introdução da falha em $t = 0[s]$ e o aumento do acoplamento, nas simulações com a roda modificada, mostram a impossibilidade do cumprimento dos controladores PD e PID com a especificação de manobra de 30° em 180 segundos, mesmo após a compensação das tensões. Já os controladores MIMO PP, LQR e R-LQR apresentaram praticamente o mesmo comportamento em termos de resposta temporal da manobra de apontamento sob as duas

condições (funcionamento normal e falha após compensação das tensões). A mesma consideração sobre energia de controle feita anteriormente é válida também para esse caso.

Com relação à roda equivalente, a introdução da falha atrasa significativamente a resposta temporal do LQR além de aumentar a saturação da tensão do controlador e dos atuadores. No caso do rastreador esses efeitos são menos pronunciados.

Quanto ao critério de erro de apontamento em regime estacionário, os controladores MIMO e o PID são os que apresentam, nas simulações com a roda modificada, os melhores resultados na ausência de falhas. Todos os três levam o erro em regime estacionário para valores inferiores ao especificado de 0.05° . O mesmo não ocorre na condição SPC_1 simulada com o controlador PD, onde a atitude inicial do eixo “x” (“roll”) era de 30° .

Com a introdução das falhas, os controladores PD e PID não cumprem com o requisito de erro de apontamento em nenhuma das condições simuladas cuja falha estava presente no momento inicial das simulações (BCK_1 e BCK_2). Já os controladores MIMO apresentaram boa imunidade, quanto ao erro de apontamento em regime estacionário, às falhas sob todas as condições simuladas.

As simulações com a roda modificada reforçaram ainda mais a questão da imunidade dos controladores MIMO, neste caso LQR e R-LQR, à falha no que diz respeito ao critério de erro de apontamento em regime estacionário.

Com exceção do R_LQR, todos os controladores apresentaram saturação da tensão do controlador nas simulações com a roda modificada e ausência de falhas. Isso se deve em parte ao conjunto de ganhos escolhido e utilizado nesse trabalho. Pode haver uma combinação diferente de ganhos que reduza os efeitos da saturação da tensão.

Já, observando o resultado das simulações com a roda equivalente nota-se o efeito ainda maior da saturação da tensão do controlador bem como do torque na roda. Ficou confirmado as vantagens do R-LQR no controle da roda equivalente mesmo a custo de um acréscimo de aproximadamente 30 segundos no tempo de acomodação da manobra de 30° .

As respostas do LQR e controlador MIMO via PP no controle da roda modificada são quase idênticas. A razão da semelhança se dá devido ao fato da escolha dos pólos durante o processo da alocação para o sistema MIMO, onde aqueles determinados pelo LQR foram utilizados como referência.

O ruído apresentado nos gráficos onde a escala aparece ampliada é proveniente dos sensores (sensor de estrelas e giroscópio). Nota-se nesses casos também alguns picos em instantes múltiplos de 100 segundos. Isso é efeito da atualização do integrador do giroscópio com a atitude medida pelo sensor de estrelas. Essa atualização gera picos em tensão nos controladores, picos esses que são numéricos e resultam de uma ação de controle que busca compensar os efeitos da atualização do integrador descrito anteriormente.

Mesmo após o transitório da manobra de atitude nota-se que as rodas continuam acelerando e gerando torques para compensar o torque externo constante de $1 \times 10^{-4} N.m$ utilizado nas simulações. Logo, embora a escala de alguns gráficos prejudique essa interpretação e dão mais ênfase ao torque máximo, fica justificado que a velocidade da roda nunca se estabiliza próximo de zero. Sabe-se que a passagem pelo zero é altamente prejudicial principalmente devido ao atrito estático nos mancais da roda durante a partida.

As tabelas a seguir incluem o resumo qualitativo das comparações efetuadas nesse capítulo.

TABELA 4.10 – Comparação dos resultados – roda modificada

Ausência de falhas						
	Sobresinal	Erro em Regime Estacionário	30º em 180s	Deriva	Energia de Controle	Observações
PD	OK	OK (*)	OK	OK	Alta	(*) Marginal
PID	NOK	OK	OK	OK	Média	
LQR	OK	OK	OK	OK	Média	
PP	OK	OK	OK	OK	Média	
R_LQR	OK	OK	OK	OK	Baixa	
Presença de falhas						
	Sobresinal	Erro em Regime Estacionário	30º em 180s	Deriva	Energia de Controle	Observações
PD	OK	NOK	NOK	NOK	Alta	
PID	NOK	NOK	NOK	NOK	Média	
LQR	OK	OK	OK	OK	Média	
PP	OK	OK	OK	OK	Média	
R_LQR	OK	OK	OK	OK	Baixa	

TABELA 4.11 – Comparação dos resultados – roda equivalente

Ausência de falhas						
	Sobresinal	Erro em Regime Estacionário	30º em 180s	Deriva	Energia de Controle	Observações
LQR	OK	OK	OK	OK	Alta (*)	(*) Saturação excessiva da tensão e torque
R_LQR	OK	OK	NOK (*)	OK	Baixa	(*) Atraso de 20 segundos no pior caso
Presença de falhas						
	Sobresinal	Erro em Regime Estacionário	30º em 180s	Deriva	Energia de Controle	Observações
LQR	OK	OK	NOK	OK	Alta (*)	(*) Saturação excessiva da tensão e torque
R_LQR	OK	OK	NOK	OK	Alta (*)	(*) Saturação excessiva da tensão e torque

5 CONCLUSÕES

Foi possível confirmar as diferenças das técnicas SISO e MIMO aplicadas a sistemas fracamente acoplados (no caso da PMM operando na ausência de falhas das rodas de reação) bem como aplicadas a sistema fortemente acoplados (no caso da PMM operando na presença de falhas de uma das rodas de reação).

Nas simulações com a roda modificada, dentre os controladores SISO, o controlador PD tem resposta mais rápida, no entanto apresenta vulnerabilidade em regime estacionário. A configuração de ganhos foi escolhida cuidadosamente nesse trabalho de modo a garantir erro de apontamento dentro das especificações e também que esse conjunto de ganhos não causasse extrapolação dos limites físicos dos atuadores. O controlador PD foi também o que utilizou a maior energia de controle durante as manobras de apontamento.

Já o controlador PID apresentou resposta mais lenta e com maior sobre-elevação em regime transitório, no entanto teve a vantagem de zerar o erro em regime estacionário. O controlador PID foi a solução adotada para zerar o erro do eixo “y” (“pitch”). No caso do controlador PD, a referência de atitude é uma rampa na entrada de um sistema tipo “0” o que acarreta em erro estacionário infinito e perda da estabilidade.

Os controladores MIMO apresentaram os melhores resultados tanto em termos de tempo de resposta como erro em regime estacionário. As respostas sempre foram consistentes e não se notou nenhuma vulnerabilidade. Devido também a natureza “ótima” do LQR, esses foram os controladores que gastaram menor energia de controle e apresentaram respostas tão rápidas quanto às apresentadas pelo controlador PD.

A introdução da falha de uma das rodas causou a instabilidade do sistema quando controlado pelos controladores MIMO. Esse fato era previsível uma vez que a falha afeta a estrutura das matrizes A e B , e por conseqüência a matriz K que no caso simulado não apresentava uma combinação adequada de ganhos que mantivesse a estabilidade do sistemas sob essa condição. No entanto, uma solução muito simples através de lógica de comutação e ganhos foi implementada ao controlador de forma a garantir a estrutura das matrizes A e

B em condições de falha previsíveis. Essa mesma lógica beneficiou também os sistemas SISO em termos da redução do tempo de resposta.

Ficou confirmado que em condição de falha, o que gera forte acoplamento entre os eixos, os controles SISO PD e PID não tem capacidade de cumprir com os requisitos especificados, ao passo que os sistemas MIMO cumprem com folga esses requisitos.

Na ausência de falhas, quando os acoplamentos mais fracos, o controlador PID consegue cumprir com as especificações ao passo que o controlador PD apresenta resposta marginal de erro em regime estacionário.

Ficou confirmado também, nas simulações com a roda equivalente, que a técnica do Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo é uma boa alternativa para redução ou até mesmo eliminação (no caso da ausência de falhas) dos efeitos de saturação da tensão do controlador e do torque rodas. O preço pago por isso foi um atraso no cumprimento da especificação da manobra de apontamento de 30° em 180 segundos.

Conclui-se portanto que mesmo a custo de uma maior complexidade a abordagem MIMO é mais adequada quando comparada à abordagem SISO no controle de sistemas fortemente acoplados.

Como sugestão para trabalhos futuros, recomenda-se:

- Testar outras leis de controle SISO, tais como Redes “Lead” e “Lag”; e MIMO, tais como Rastreador Linear Quadrático, H-infinito, LQG/LTR, outros (redes neurais, lógica nebulosa, ...);
- Verificar a versão digital dos controladores usados;
- Utilizar outros exemplos de aplicação de interesse da EMBRAER, como por exemplo, o sistema pneumático introduzido no capítulo 1.3;
- Utilizar modelos mais aperfeiçoados dos atuadores tipo roda de reação considerando, por exemplo, o atrito nos mancais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Arantes, G. Jr **Estudo Comparativo de Técnicas de Controle de Atitude em 3 Eixos para Satélites Artificiais. Dissertação de Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle.** 2005. São José dos Campos – SP.

Braslavsky, J. H. **Control Systems Design Lecture Notes - School of Electrical Engineering and Computer Science The University of Newcastle.** 2003-2004. Newcastle, Australia.

Chen, C.T. **Linear System Theory and Design.** 1984. New Yor., USA.

Franklin, G.F. & Powell, J.D. **Digital Control of Dynamic Systems.** 1980. Reading, MA, USA, Addison-Wesley Pub. Co., Inc.

Goodwin, Graham C. & Graebe, Stefan F. & Salgado, Mario E. **Control System Design.** 2000. Valparaíso.

INPE. **A822000-DPK-01/D5a – Multimission Platform Data Package for System Requirements Review (SRR).** 2001. São José dos Campos – SP.

INPE. **A821100-AIP-001-04 – Multi-Mission Platform Mechanical Architecture Description.** 2001. São José dos Campos – SP.

INPE. **A822700-SPC-001/05 – Multi-Mission Platform Attitude Control and Data Handling (ACDH) Subsystem Specification.** 2001. São José dos Campos – SP.

INPE. **A800000-PRR-01-D2 – Amazon Rainforest Observation System Mission Requirements.** 2001. São José dos Campos – SP.

Kaplan, Marshall H. **Modern Spacecraft Dynamics & Control.** Jonh Wiley & Sons, 1976. New York.

Kirk, D. E. **Optimal Control Theory – An Introduction.** Prentice-Hall. 1970. New Jersey, USA.

Kwakernaak, H. & Sivan, R. **Linear Optimal Control Systems**. Wiley-Interscience, 1972. New York.

Moscato, N. R. **Projeto de um Sistema de Controle de Atitude (Três Eixos) de Satélites Utilizando a Metodologia LQG/LTR**. Dissertação de Mestrado em Ciência Espacial/Mecânica Orbital. 1992. São José dos Campos – SP.

Ogata, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 2^a Edição. Prentice-Hall do Brasil Ltda, 1982. Rio de Janeiro.

Prudêncio, S.V. **Simulação Digital em Tempo Real de um Sistema de Controle de Atitude Magnético Autônomo de um Satélite**. Dissertação de Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle. 1997. São José dos Campos – SP.

Schultz, D. G. & Melsa, J. L. **State Functions and Linear Control Systems**. McGraw-Hill Book Company, 1967.

Souza, L. C. G de. **Controle de Atitude de um Satélite Artificial Através da Extensão da Teoria do Regulador Linear Quadrático**. Dissertação de Mestrado em Ciência Espacial. 1987. São José dos Campos – SP.

Souza, M. L. O. **Estudo e Desenvolvimento de um Sistema de Controle de Atitude Ativo em Três Eixos para Satélites Artificiais Usando Atuadores Pneumáticos a Gás Frio e Volantes de Reação**. Dissertação de Mestrado em Ciência Espacial. 1980. São José dos Campos – SP.

Souza, P. N. de. **Análise, Projeto, Construção e Testes de um Modelo de Roda de Reação para Aplicações Espaciais**. Dissertação de Mestrado em Ciência Espacial. 1986. São José dos Campos – SP.

Trivelato, G. da C. **Controle de Rodas de Reação através de Técnicas Digitais usando Modelos de Referência**. Dissertação de Mestrado em Ciência Espacial. 1988. São José dos Campos – SP.

Yairi, T. **On-Board Reconfigurable Attitude Control System with Optimization**. 1994.
19th International Symposium on Space Technology and Science. Yokohama, Japan.

Wertz, J. R. **Spacecraft Attitude Determination and Control**. 1978. London.

APÊNDICE A – SIMULAÇÕES RODA TELDIX

A roda TELDIX, cuja especificação encontra-se no apêndice B, é a roda que vai realmente equipar a PMM. Devido ao fato dessa informação tornar-se disponível para fins desse trabalho apenas em 10 de Maio de 2006, a estrutura do trabalho não foi alterada (rodas equivalente e modificada foram mantidas) e esse apêndice foi criado com o objetivo de apresentar as simulações realizadas com os novos dados, evidenciando as vantagens do Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo sob o Regulador Linear Quadrático no controle da PMM equipada com essa roda. Por questão de simplicidade e tempo, as simulações contidas nesse apêndice desconsideraram a presença de falhas.

A função de transferência da roda, que é em malha fechada, foi representada nessas simulações como sendo o ganho $K_{TELDIX} = 7.5 \times 10^{-3} Nm/V$, ganho esse proveniente descrição técnica da roda incluída no apêndice B.

O vetor de estados foi re-definido como sendo:

$$x(t) = [\phi \quad \dot{\phi} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \psi \quad \dot{\psi}] \quad (\text{A.a})$$

E o vetor de controle mantido como sendo:

$$u(t) = [V_{Rx_s} \quad V_{Ry_s} \quad V_{Rz_s}] \quad (\text{A.b})$$

A relação entre a tensão de saída do controlador e o torque gerado pela roda de reação em cada eixo será:

$$\dot{h}_{Rj}(t) = K_{TELDIX} \cdot V_{Rj_s} \quad (\text{A.c})$$

Baseando-se na dinâmica e cinemática linearizadas como em (3.2.5.2.f), podemos representar o espaço de estados para essas simulações como segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \theta \\ \dot{\theta} \\ \psi \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_{TELDIX}}{I_{Sx}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{TELDIX}}{I_{Sy}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{TELDIX}}{I_{Sz}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Rx_S} \\ V_{Ry_S} \\ V_{Rz_S} \end{bmatrix} \quad (\text{A.d})$$

A configuração final das matrizes Q, R e K, calculadas a partir do mesmo princípio apresentado em (2.4.4.2.1.f) e (2.4.4.2.1.g), é:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(30^\circ / 180s)^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(30^\circ / 180s)^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{(30^\circ / 180s)^2} \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} \frac{1}{62V^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{62V^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{62V^2} \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} 4.5115e + 002 & 6.5500e + 003 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4.5115e + 002 & 8.2247e + 003 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4.5115e + 002 & 7.1566e + 003 \end{bmatrix}$$

As seguintes simulações foram realizadas:

TABELA A.1 – Condições de simulação – roda TELDIX

	Condição	Condições Iniciais			Controlador	Figuras
		$\phi(t_0)$	$\theta(t_0)$	$\psi(t_0)$		
Roda TELDIX	APD_1	0°	30°	0°	LQR	A.1 até A.6
					Rastreador	A.7 até A.12

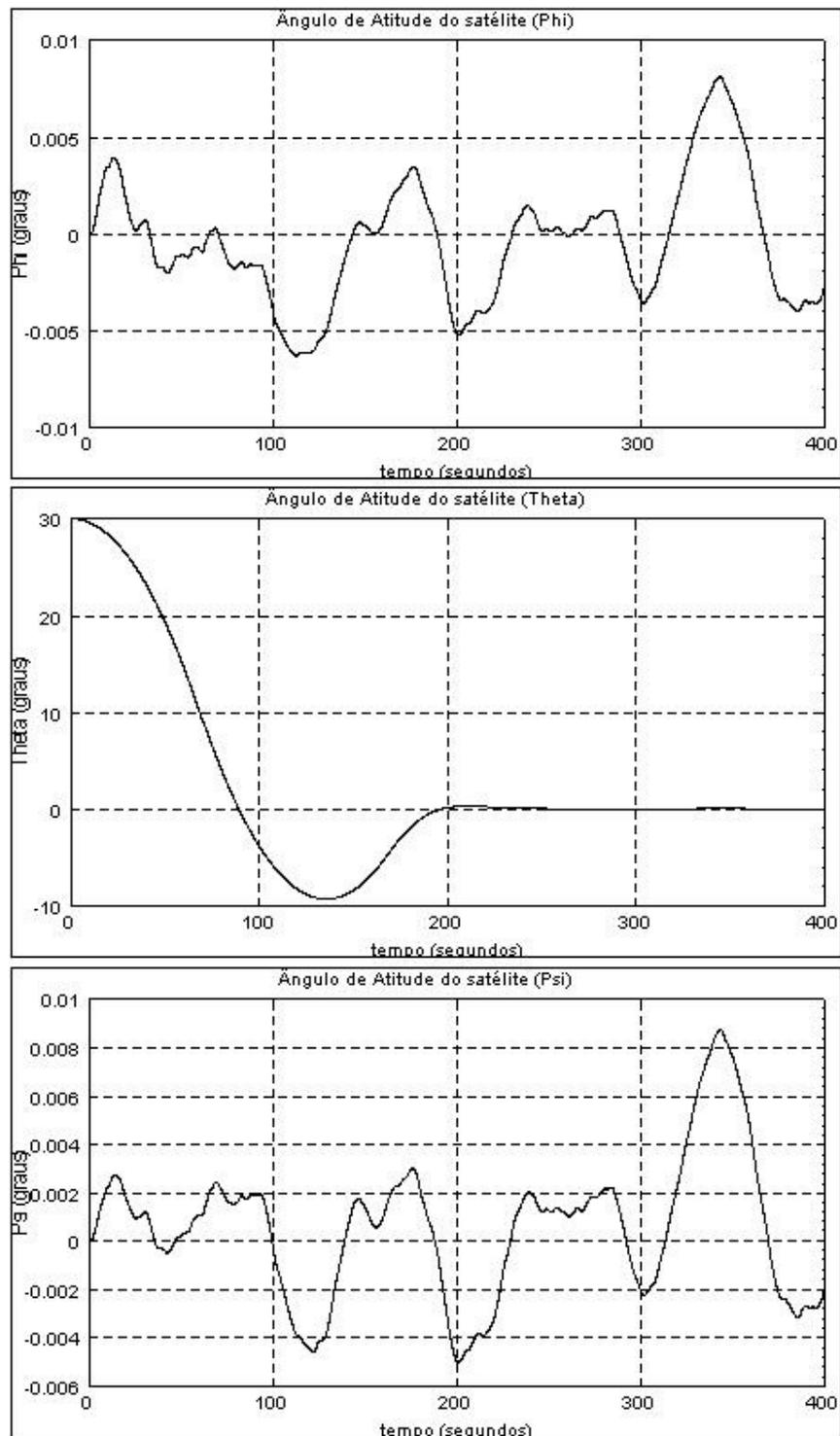


FIGURA A.1 – APD_1_LQR - Phi, Theta, Psi

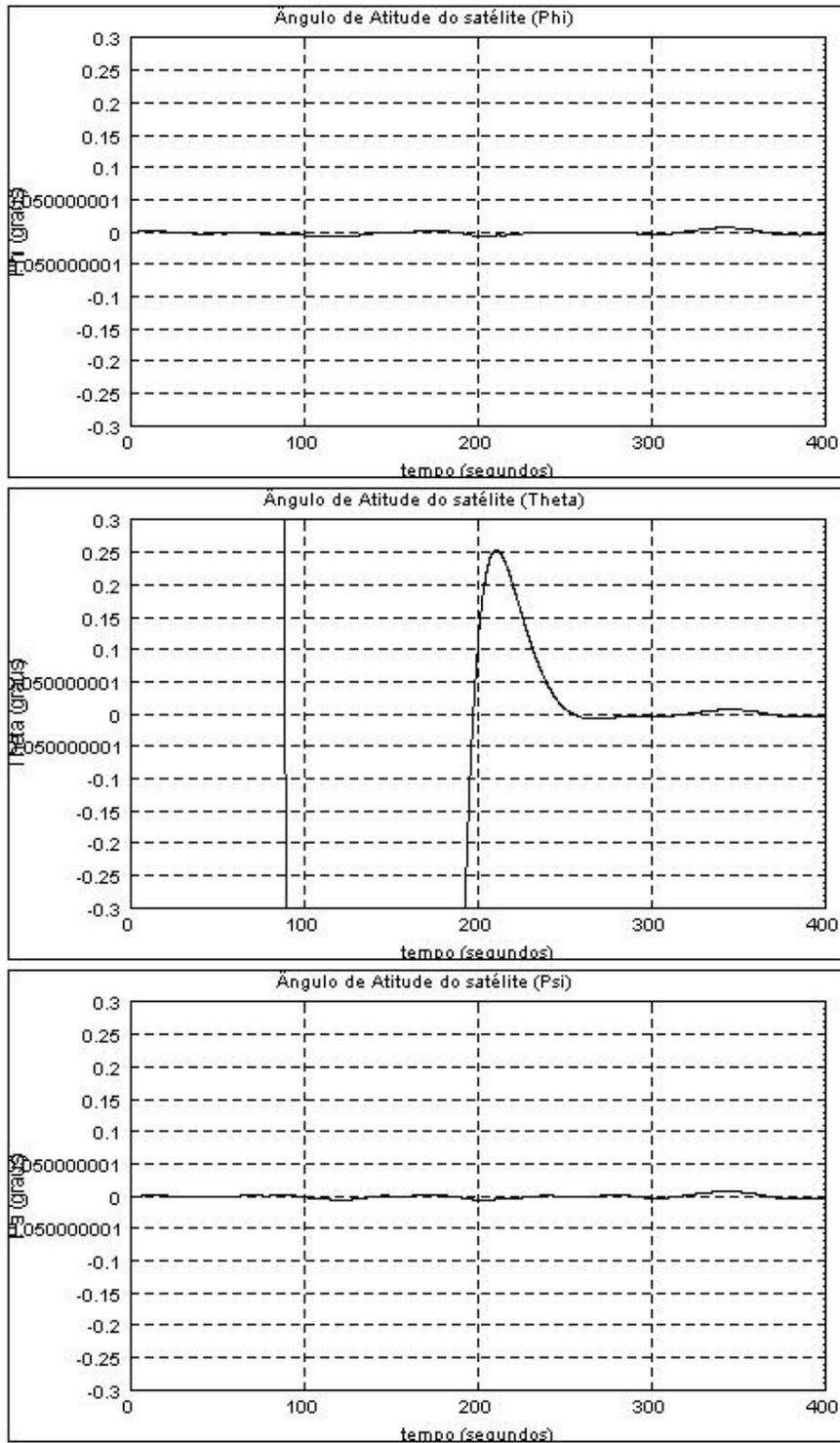


FIGURA A.2 – APD_1_LQR - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

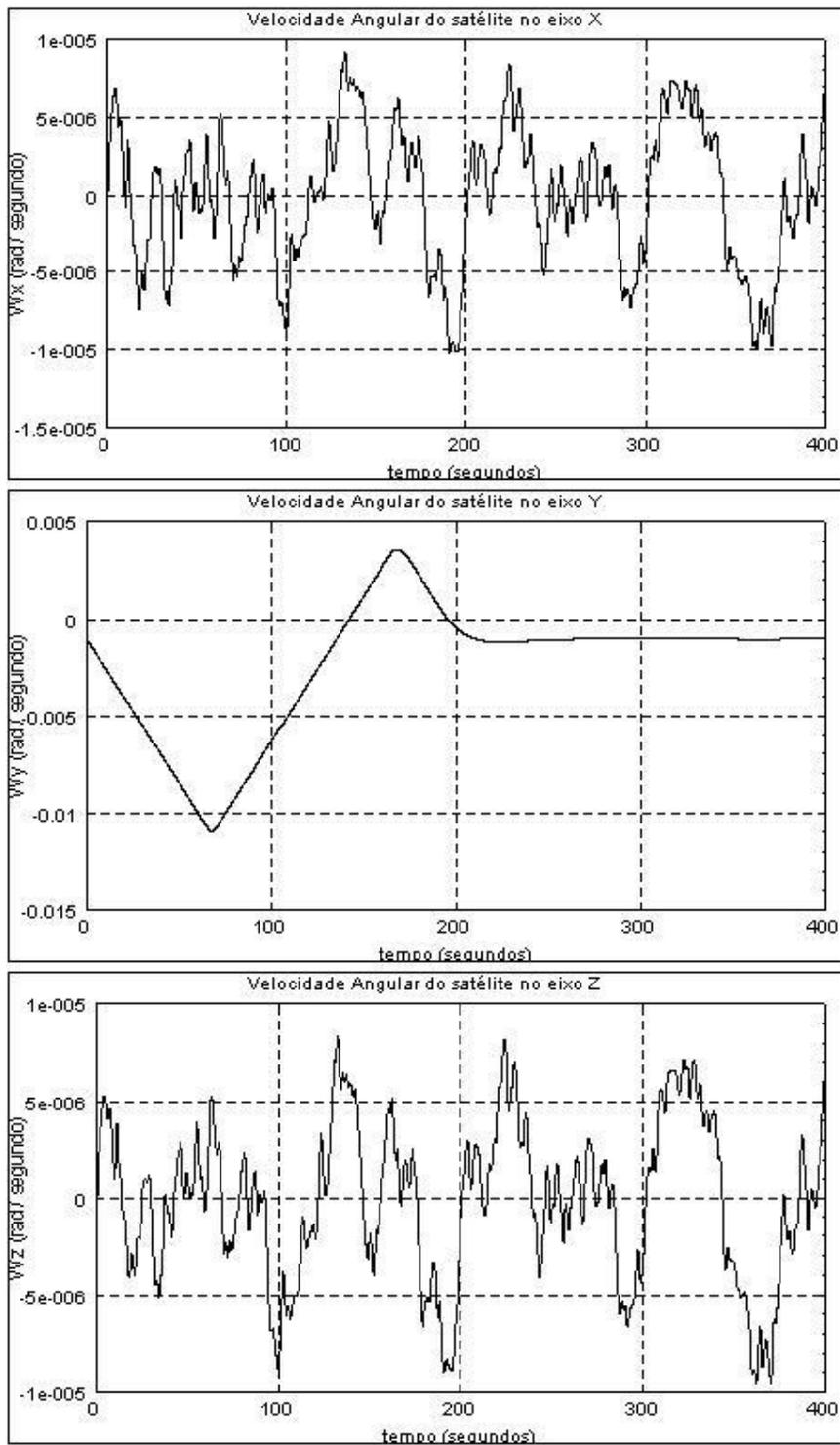


FIGURA A.3 – APD_1_LQR - W_{sx} , W_{sy} , W_{sz}

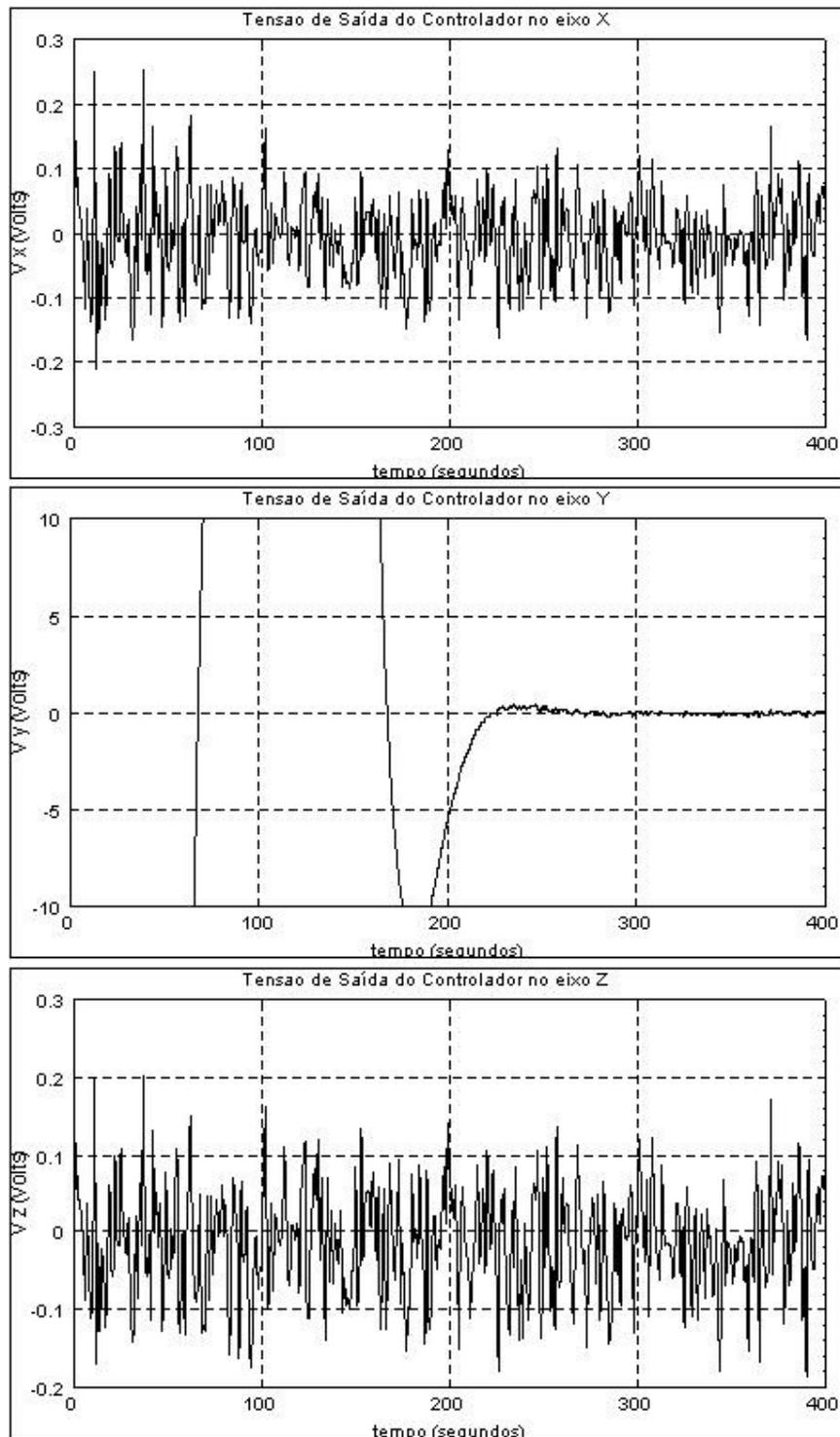


FIGURA A.4 – APD_1_LQR - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

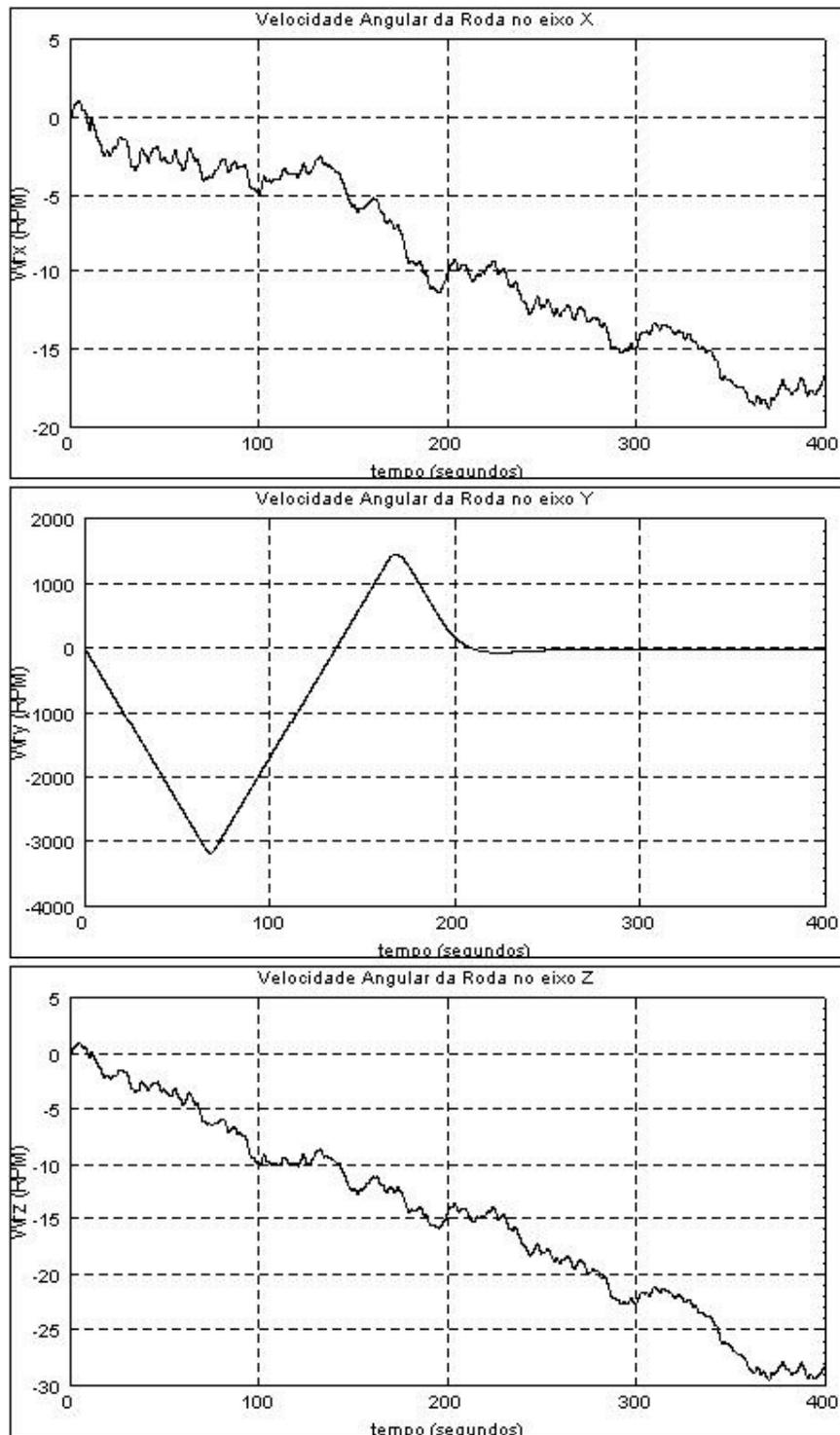


FIGURA A.5 – APD_1_LQR - Wrx, Wry, Wrz

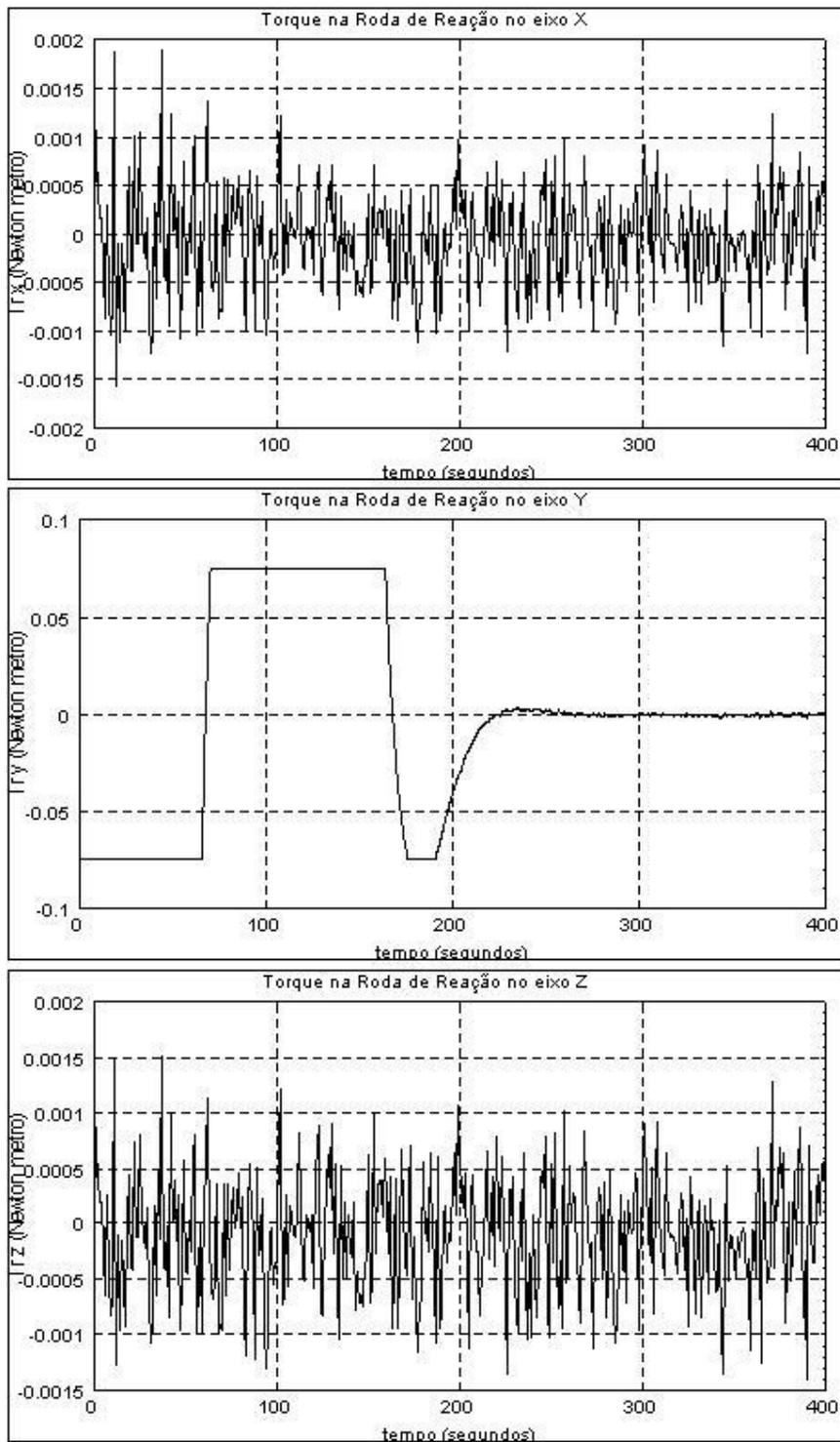


FIGURA A.6 – APD_1_LQR - Mrx, Mry, Mrz

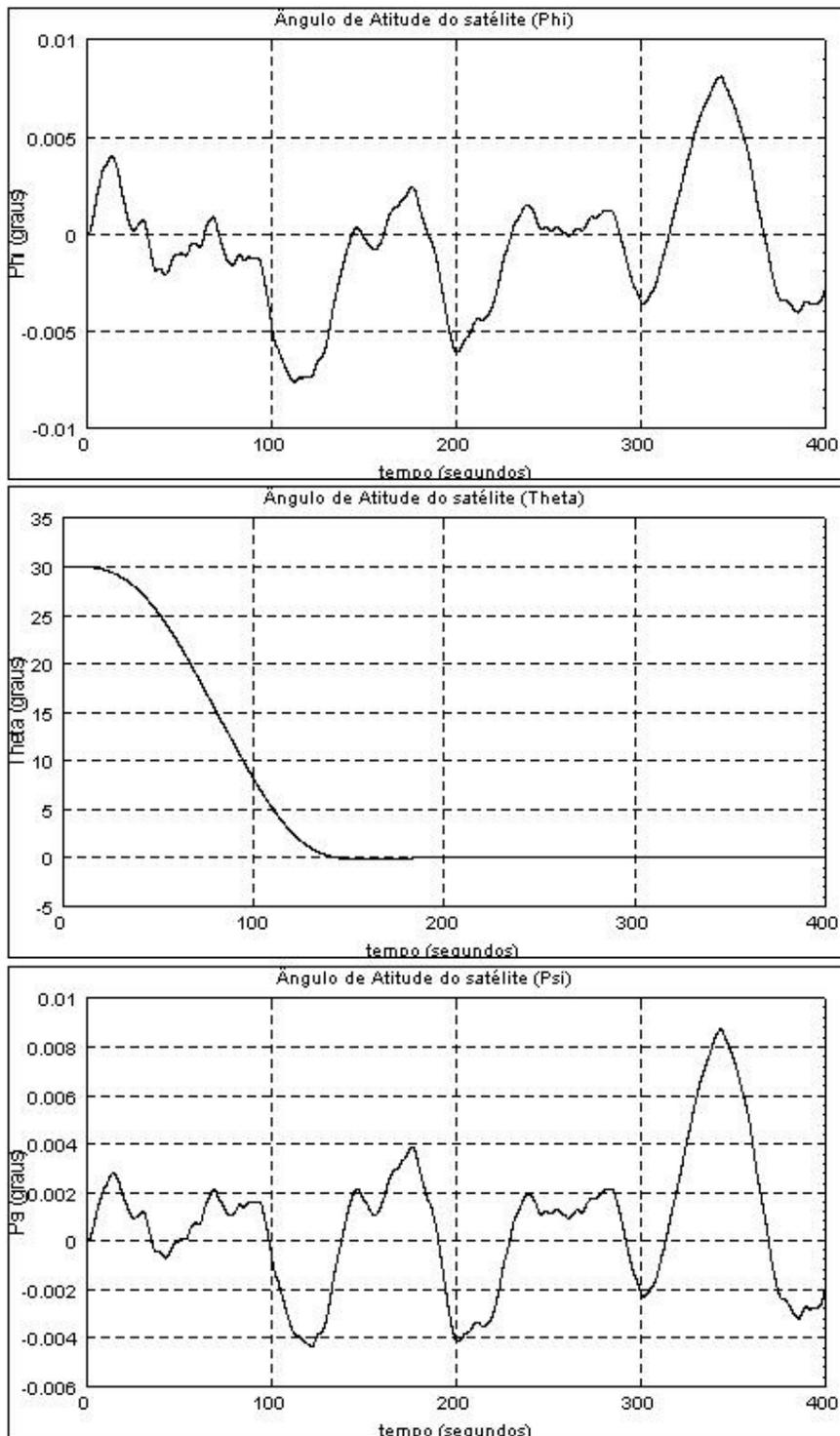


FIGURA A.7 – APD_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi

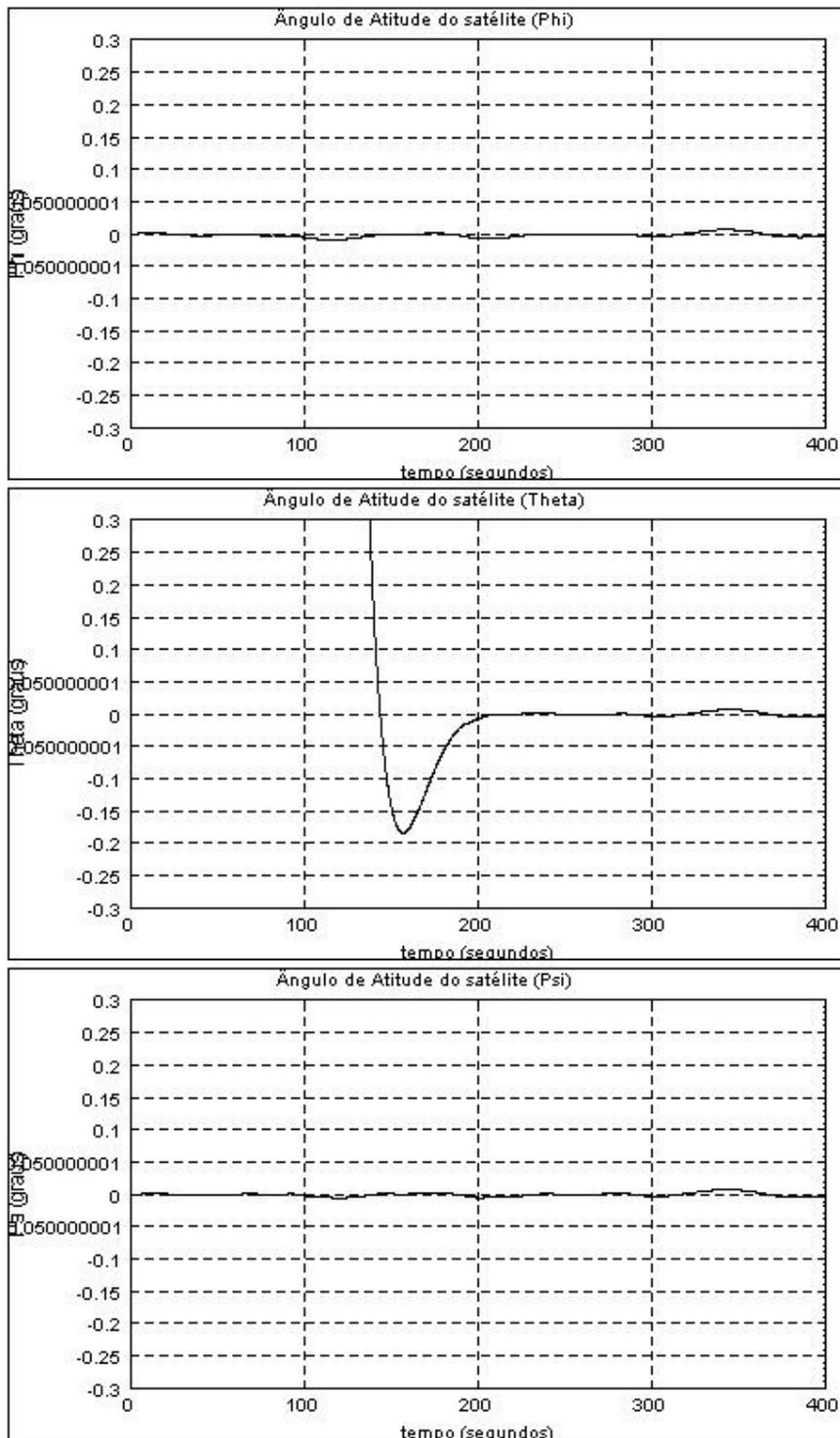


FIGURA A.8 – APD_1_Rastreador - Phi, Theta, Psi (Verificação Contra Especificação)

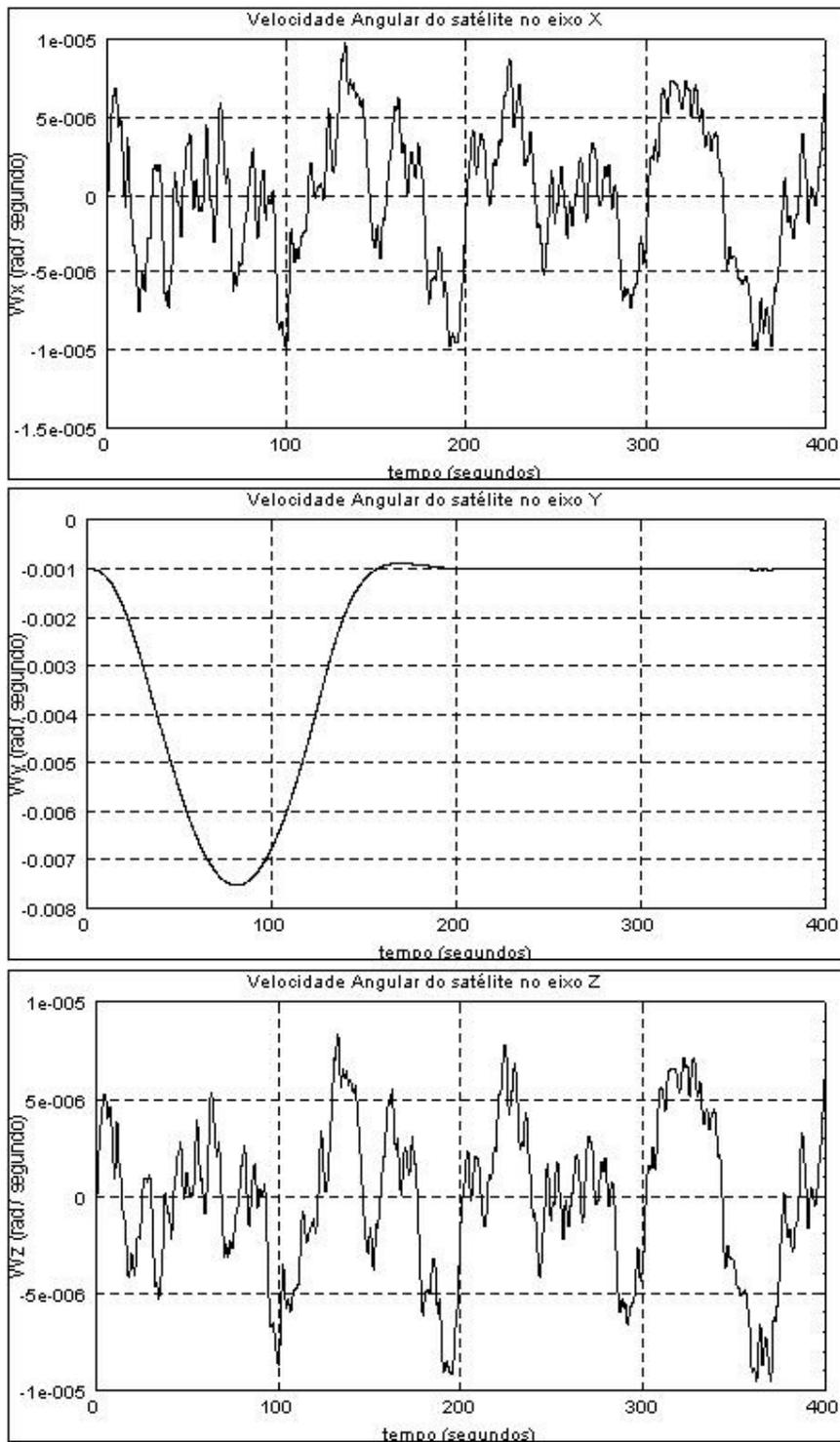


FIGURA A.9 – APD_1_Rastreador - Wsx, Wsy, Wsz

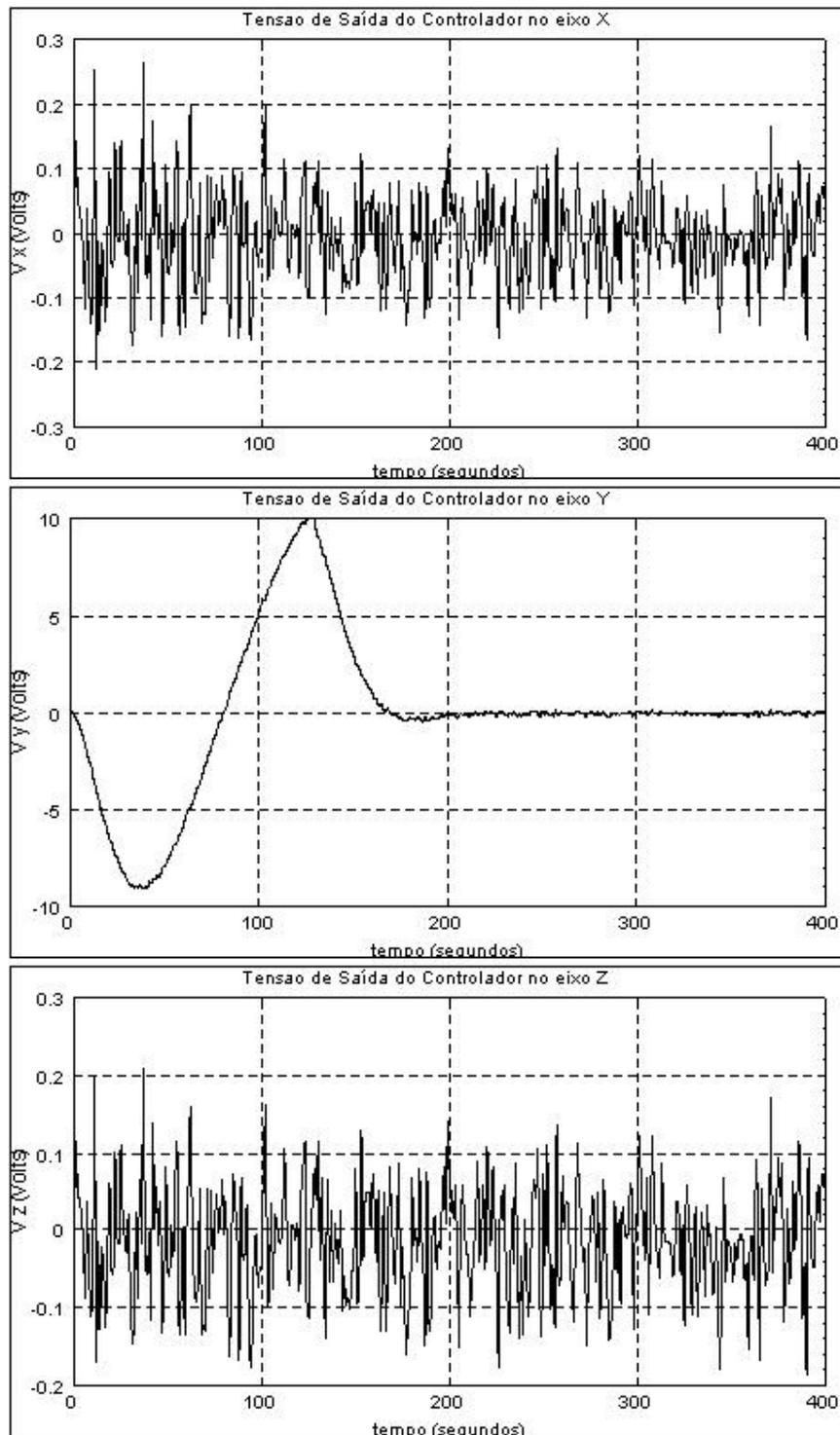


FIGURA A.10 – APD_1_Rastreador - V_{rx} , V_{ry} , V_{rz}

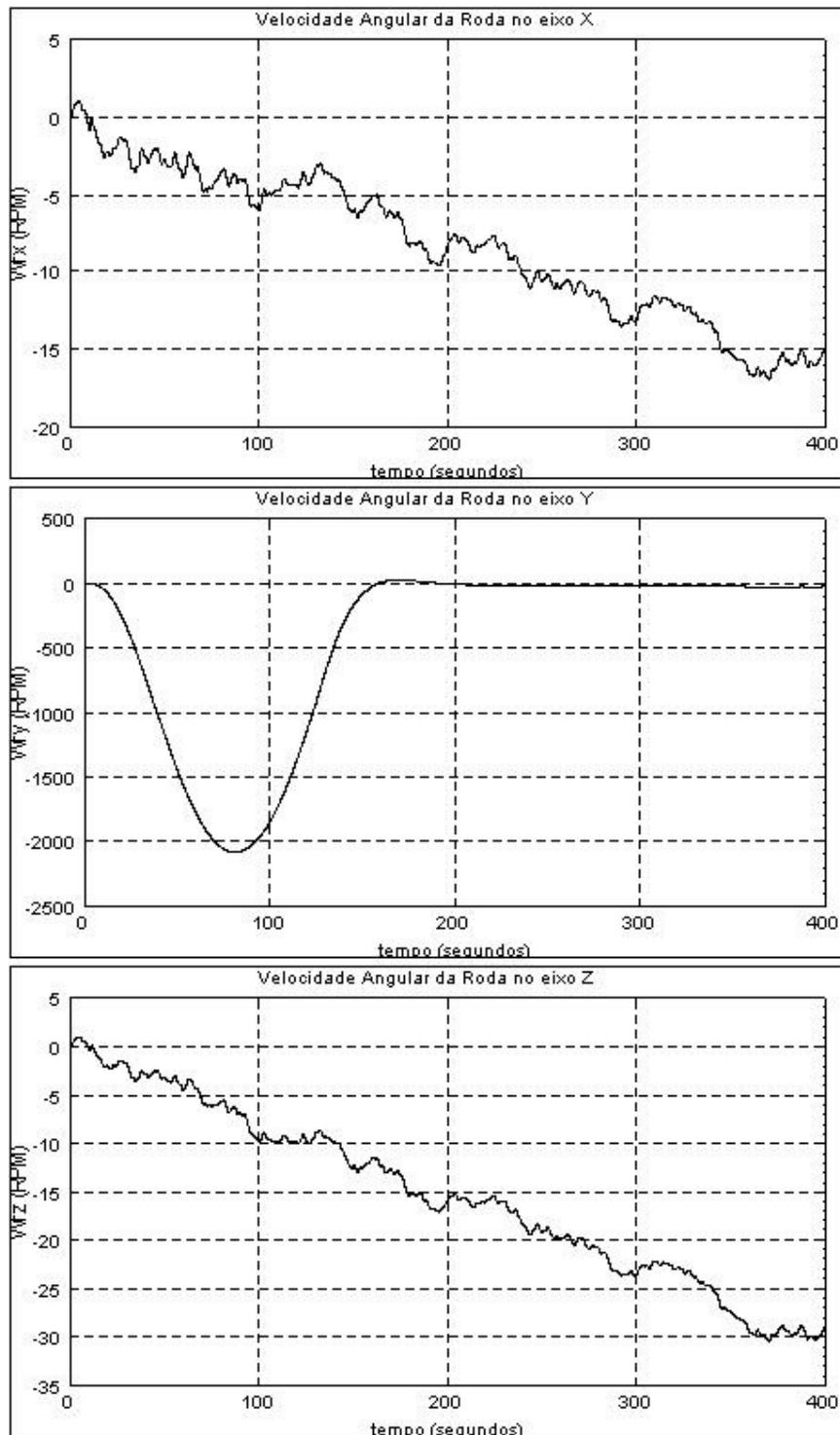


FIGURA A.11 – APD_1_Rastreador - Wrx, Wry, Wrz

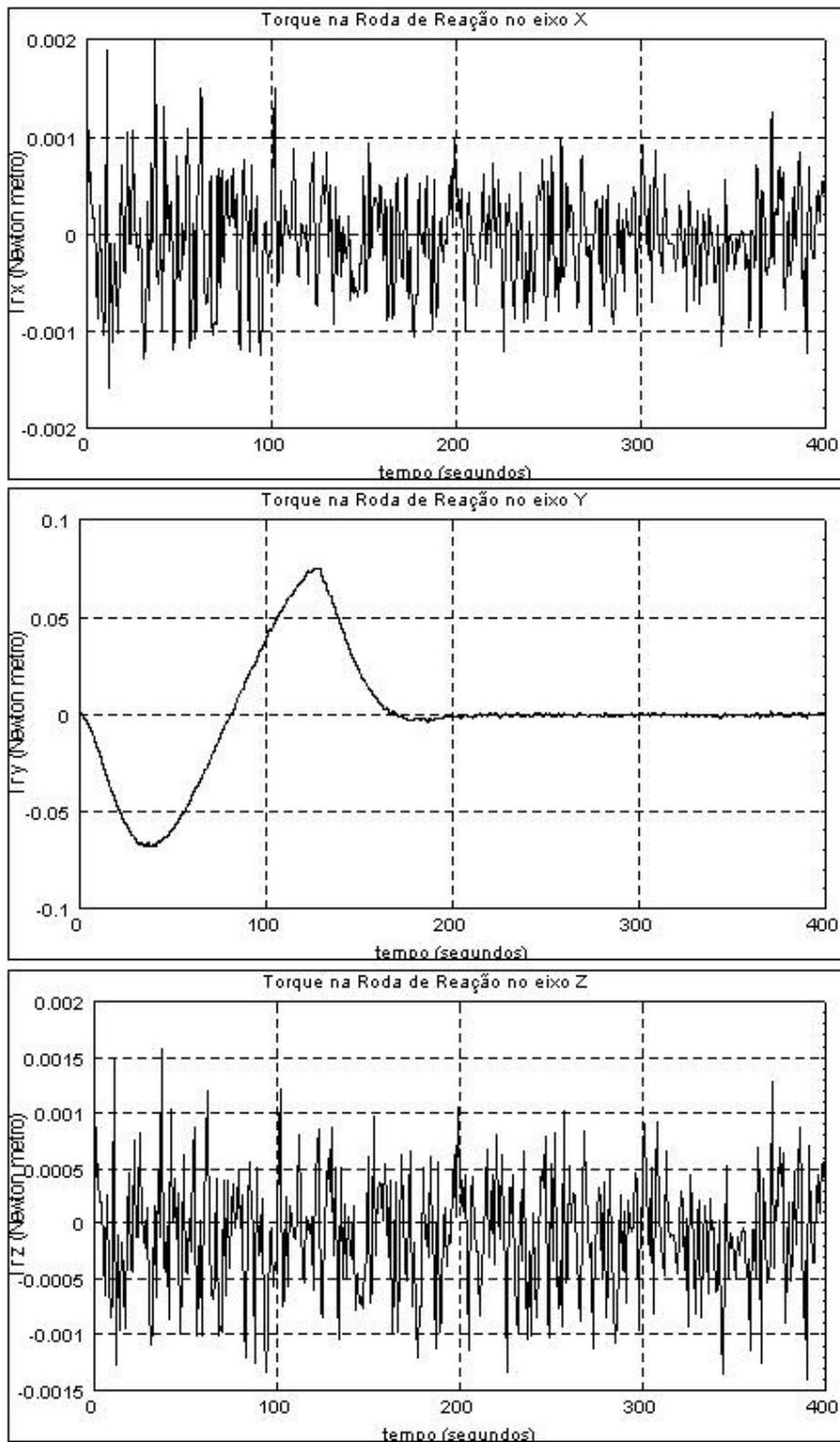


FIGURA A.12 – APD_1_Rastreador - Mrx, Mry, Mrz

Como observado nos resultados acima, o Rastreador Linear Quadrático Sub-ótimo continua sendo uma alternativa viável para o controle da PMM equipada com a roda de reação TELDIX.

Já o Regulador Linear Quadrático não obteve bons resultados no controle da PMM equipada com a roda de reação TELDIX visto a saturação excessiva da tensão do controlador bem como do torque das rodas de reação. As oscilações em regime transitórios foram bem mais acentuadas quando comparando-se ao Rastreador e a especificação de manobra de 30° em 180 segundos também não foi cumprida com o conjunto de ganhos utilizado.

APÊNDICE B – RODA TELDIX – DESCRIÇÃO TÉCNICA (RSI 12-75/601)



Technical Description

RSI 12-75/601

Page 1 of 2

Torque Control Transfer Function

The motor current and thus the torque are independent on the actual wheel speed and speed direction. Figure 1 shows the transfer function of the reaction wheel assembly.

Depending on the mode of operation (motor / generator) the transfer function of the current loop shows a different behavior. Operating the wheel without changing the torque direction, the transfer function depends purely on the I-controller or the motor current and can be calculated to:

$$T(S) = U_e \cdot K / (1 + T_i \cdot S)$$

where:

Motor Torque	$T(S) = \pm 0.075 \text{ Nm (net)}$
Torque set-point	$U_e = 0 \text{ to } +10 \text{ V}$
Constant of electronics and motor	$K = 7.5 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/V}$
Controller time constant	$T_i = 18 \text{ ms}$

For changing the torque direction the Current Controller is forced to motor current zero. In this configuration the commutation sequence of the motor is changed and afterwards the Current Controller is released again. Therefore an additional delay for the torque response results which can be calculated to:

$$\Delta T = (K_d / U_e) + T_d$$

where:

Additional delay in torque response	ΔT
Fixed delay	$T_d = 6 \text{ ms}$
Torque direction change constant	$K_d = 41 \text{ mVs}$
Torque set-point	$U_e = 0 \text{ to } +10 \text{ V}$

Depending on the actual speed of the motor the delay response comes up to:

$$T = 416 \text{ ms} \quad \text{for:} \\ \text{torque set-point } U_e = 0.1 \text{ V (1 \% of full scale)}$$

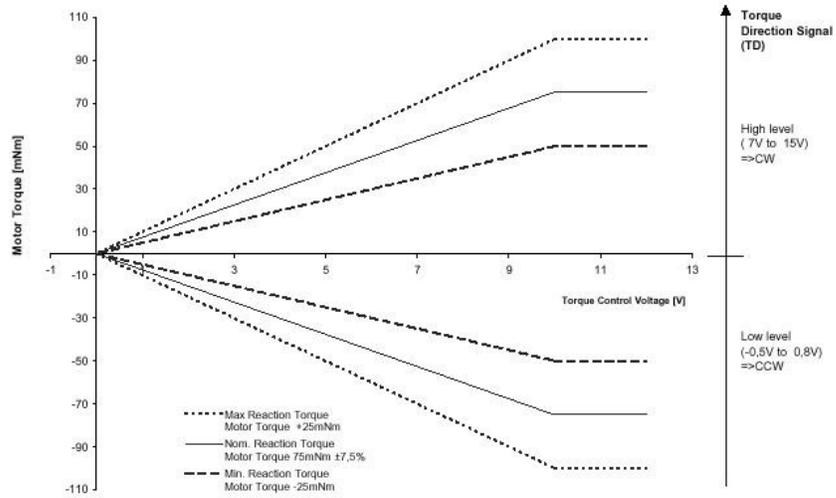


Figure 1 Torque Control Transfer Function