MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21b/2016/05.23.16.38-TDI

UMA ABORDAGEM NO DOMÍNIO 'FREQUÊNCIA-ESTRUTURA' PARA A DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM SISTEMAS DE CONTROLE RECONFIGURÁVEIS

Jairo Eduardo Moraes Siqueira

Tese de Doutorado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelos Drs. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, e Alexandre Carvalho Leite, aprovada em 01 de julho de 2016.

URL do documento original:
<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3LNR7CP>

INPE
São José dos Campos
2016

PUBLICADO POR:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
Gabinete do Diretor (GB)
Serviço de Informação e Documentação (SID)
Caixa Postal 515 - CEP 12.245-970
São José dos Campos - SP - Brasil
Tel.:(012) 3208-6923/6921
Fax: (012) 3208-6919
E-mail: pubtc@inpe.br

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21b/2016/05.23.16.38-TDI

UMA ABORDAGEM NO DOMÍNIO 'FREQUÊNCIA-ESTRUTURA' PARA A DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM SISTEMAS DE CONTROLE RECONFIGURÁVEIS

Jairo Eduardo Moraes Siqueira

Tese de Doutorado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelos Drs. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, e Alexandre Carvalho Leite, aprovada em 01 de julho de 2016.

URL do documento original:
<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3LNR7CP>

INPE
São José dos Campos
2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Siqueira, Jairo Eduardo Moraes.

Si75a Uma abordagem no domínio ′frequência-estrutura′ para a detecção e diagnóstico de falhas em sistemas de controle reconfiguráveis / Jairo Eduardo Moraes Siqueira. – São José dos Campos : INPE, 2016.

xxxiv + 450 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21b/2016/05.23.16.38-TDI)

Tese (Doutorado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Macânica Espacial e Controle) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2016.

Orientadores : Drs. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, e Alexandre Carvalho Leite.

1. Detecção de falhas. 2. Tolerância a falhas. 3. Sistemas de controle. 4. Controle de atitude. 5. Domínio da frequência. I.Título.

CDU 629.7.015:629.7.062.2

Aluno (a): ***Jairo Eduardo Moraes Siqueira***

Título: **"UMA ABORDAGEM NO DOMÍNIO 'FREQUÊNCIA-ESTRUTURA' PARA A DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM SISTEMAS DE CONTROLE RECONFIGURÁVEIS"**

Aprovado (a) pela Banca Examinadora em cumprimento ao requisito exigido para obtenção do Título de *Doutor(a)* em

Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle

Dr. Mário César Ricci

Presidente / INPE / SJCampos - SP

Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza

Orientador(a) / INPE / SJCampos - SP

Dr. Alexandre Carvalho Leite

Orientador(a) / IFF / Rio de Janeiro - RJ

Dr. Paulo Giácomo Milani

Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

Dr. Evandro Marconi Rocco

Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

Dr. Fernando José de Oliveira Moreira

Convidado(a) / EMBRAER / SJCampos - SP

Dr. Marcelo Curvo

Convidado(a) / EMBRAER / São José dos Campos - SP

Este trabalho foi aprovado por:

( ) maioria simples

(X) unanimidade

São José dos Campos, 01 de julho de 2016

“Se não houvesse tribulação, não haveria repouso. Se não houvesse inverno não haveria verão. Se não houvesse luta, jamais haveria vitória.”

São João Crisóstomo. Doutor da Igreja.

“Não podemos ter pleno conhecimento de uma só vez. Devemos começar acreditando; para que somente então possamos ser conduzidos a dominar as evidências por nós mesmos.”

Santo Tomás de Aquino, Doutor da Igreja.

“*Ninguém é mais verdadeiramente pobre do que o infeliz que desconhece a Verdade*.”

Santo Efrém, o Sírio, Doutor da Igreja.

AGRADECIMENTOS

Dedico este trabalho ao † Cristo Salvador e à † Santíssima Virgem Maria, por quem todo verdadeiro conhecimento e sabedoria subsistem na Criação. A Verdadeira Fé que herdei pelo Batismo é o cerne deste doutoramento.

Agradeço a minha esposa e companheira de todas as horas, Danielle, pela paciência e pela companhia silenciosa. Silêncio este tantas vezes necessário a contragosto de ambos. Amor assume várias formas. Teu sacrifício constituiu apoio fundamental neste processo longo e tantas vezes, doloroso. Que nosso pequeno João Teodoro se espelhe neste teu exemplo.

Agradeço a meus pais, Franklin e Maria Idelvira, pelo seu caráter, pela sua firmeza para comigo, pelos sacrifícios que tanto empreenderam para que eu pudesse ter bens que o tempo e a traça não corrompem: o temor a † Deus, o respeito pelo mais velho, o valor do esforço honesto. Tive o privilégio de, por meio deles, receber verdadeira educação.

Agradeço ao INPE pela aceitação de minha candidatura no programa de pós-graduação do ETE/CMC e por toda a estrutura disponibilizada no decorrer do curso.

Agradeço aos meus professores, todos eles, desde a primeira – Madre Francisca – e às marcantes Madres Maria Lozano (*in memoriam*) e Maria Luz, por em mim forjarem o pensamento da Ordem Concepcionista das Missionárias do Ensino: "*adelante, siempre adelante*".

Agradeço aos meus professores da gradução e do mestrado na USP São Carlos, *alma mater*, por meio dos quais me despertei para o valor da vida acadêmica.

Agradeço ao Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, pela oportunidade e confiança concedida a mim, acreditando numa capacidade da qual eu mesmo tantas vezes duvidei. Professor Marcelo, não poucas vezes sua proximidade foi fundamental para que eu não esmorecesse em minhas fraquezas e limitações intelectuais.

Agradeço ao Dr. Alexandre Carvalho Leite, a quem, desde o começo deste trabalho, tomei como referência de seriedade e competência. Suas poucas mas sempre bem colocadas intervenções foram essenciais para que eu conseguisse dar sentido aos meus pensamentos, não raro caóticos.

Agradeço ao Dr. Gilberto da Cunha Trivelato, pessoa e amigo que me incentivou a redescobrir a vontade de estudar e, por quem fui apresentado ao Dr. Marcelo Lopes.

Agradeço ao Dr. Atair Rios Neto, que generosamente abriu mão de seu merecido descanso algumas vezes, para filosoficamente discutir esta tese.

Agradeço aos docentes com os quais tive contato próximo: Dr. Evandro Marconi Rocco, Dr. Mário César Ricci, Dr. Hélio Koiti Kuga, Dr. Valdemir Carrara, Dr. Waldemar de Castro e Dr. Paulo G. Milani. Por meio dos ensinamentos e do tempo dispensado por eles, foi possível plantar as sementes das ideias e a curiosidade por investigar possibilidades.

Agradeço aos grandes amigos que a convivência nestes anos no DEM/INPE me proporcionou: Dr. Jairo Amaral, Dr. Francisco Carlos de Amorim Terceiro, Dr. Eloy de Oliveira Martins, Dra. Lorena Gayarre-Peña... A lista seguiria longa por vários outros importantíssimos... Alain Giacobini, Adolfo Graciano, Alexandre Nagy, Humberto Manelli, Marize Simões, Pierre Bigot...

Agradeço com muito carinho à Valdirene, pelos seus préstimos de valor, pela sua atenção e solicitude às necessidades de um aluno quase sempre perdido nas matrículas e no calendário acadêmico.

Agradeço aos chefes e colegas que tive na EMBRAER S/A, pois por meio das experiências que compartilhamos pude testemunhar que a sinergia entre o estado da arte da tecnologia e a prática empresarial não é apenas possível, mas fundamental.

Por fim, agradeço aos chefes que tive/tenho na Mectron/ODT S/A, Carlos Gentil e Rodrigo Lima, que sempre me estimularam e apoiaram neste trabalho de doutoramento e, aos colegas Dr. Henrique Mohallem, Luciano Augusto Kruk e Mário Toshikazu Turu, pelas conversas sempre instrutivas e interessantes. Pouparam-me de muitos erros.

1º de Julho de 2016 A.D., dia dos Santos Anárgiros † Cosme e † Damião.

RESUMO

O uso de abordagens padrão para a concepção e o desenvolvimento de estruturas de controle automático para sistemas complexos, podem incorrer em degradação de performance operacional com perda das margens de estabilidade e de segurança, caso falhas de sensores ou de atuadores ocorram. Tais falhas, as quais representam perdas locais no sistema como um todo, podem potencialmente evoluir para falência do sistema de controle se não forem eliminadas ou mitigadas em tempo e medida adequados. Tais eventos não são aceitáveis, dado que os mesmos representam a perda completa das capacidades originais de segurança ou de missão. Desta forma, este trabalho visa estudar o problema de detecção e diagnóstico de falhas em sistemas de controle reconfiguráveis, de forma a propor uma metodologia enquanto solução a tal problemática, baseada no chamado domínio “frequência-estrutura”. A fim de que sejam atingidos os objetivos propostos, são tomados os seguintes passos: 1) Revisão de literatura sobre métodos disponíveis para detecção e diagnóstico de falhas, assim como de reconfiguração de controle; 2) A partir de um modelo **LTI** genérico, é proposto um repertório de falhas de sensores e de atuadores, as falhas são modeladas e caracterizadas, considerando então para cada modelo/modo de falha (a) como as topologias das malhas de controle – i.e., as estruturas – são afetadas, (b) qual é o impacto gerado (propagação temporal) nas malhas de controle, (c) quais são os conteúdos espectrais específicos; (3) é proposto um método que se baseia nas potências espectrais de um conjunto pré-determinado de resíduos (de sensores e de atuadores) e no uso de clusterização como meio de obtenção dos limiares de falhas; (4) o método é testado com complexidade incremental, a partir de um modelo linear sem ruído e de **1-DOF**, sem capacidade de reconfiguração, até um modelo não-linear e ruidoso, com **3-DOF** e dotado de redundâncias para reconfiguração de sensores e de atuadores. Os numerosos resultados mostram que o método diagnostica as falhas modeladas, mesmo na presença de acoplamento **MIMO**, não linearidades giroscópicas inerentes, e ruídos e distúrbios significativos, na planta usada, sugerindo sua aplicabilidade a casos mais gerais e difíceis.

Palavras-chave: detecção de falhas, tolerância a falhas, sistemas de controle, controle de atitude, domínio da frequência, análise espectral, filtros digitais, classificação.

A "FREQUENCY-STRUCTURE" BASED APPROACH FOR FAULT DETECTION AND DIAGNOSIS IN RECONFIGURABLE CONTROL SYSTEMS

ABSTRACT

The use of standard approaches for the conception and development of automatic control structures for complex systems may inccur in operational performance degradation with loss of stability and safety margins, when sensor or actuator faults occur. These faults, which represent local losses within the overall control system, may potentially evolve to system failure if not eliminated or mitigated in proper time and measure. Such an event is not acceptable, since it represents the complete loss either of the original safety or mission capabilities. Therefore, this work studies the problem of fault detection and diagnosis in reconfigurable control systems, and proposes a new method to solve such problem, which is based on the so called “frequency-structure” domain. To accomplish the proposed goals, the following steps are undertaken: 1) A literature review on available fault detection and diagnosis methods is presented, as well as those for control reconfiguration; 2) Starting from a generic view of a **LTI** system, a set of sensor and actuator faults is proposed, the faults are modelled and characterized, considering for each fault/faulty mode (a) how the control loops topologies – i.e., the structure – are affected, (b) what is the impact (timewise propagation) caused on the control loops, (c) what are the spectral contents; 3) a method is proposed, which is itself based on the spectral power of pre-determined model-based residuals (sensors and actuators), and uses clusterization as means for obtaining thresholds; (4) the method is tested with incremental complexity, batchwise and recursively, from an initial noiseless, linear, **1-DOF** control system without reconfiguration capabilities; to a noisy, non-linear, **3-DOF** one, itself capable of sensor and actuator reconfigurations. The numerous results show that the method diagnoses the modeled faults, even in the presence of **MIMO** coupling, inherent gyroscopic nonlinearities and significant noises and disturbances in the plant used, suggesting its applicability to more general and difficult cases.

Keywords: fault detection, fault tolerance, control systems, attitude control, frequency domain, spectral analysis, digital filter, classification.

LISTA DE FIGURAS

Pág.

LISTA DE TABELAS

Pág.

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ACDH	Attitude Control and Data Handling
AFTCS	Active Fault Tolerant Control System
CC	Corrente Contínua
CR	Control Reconfiguration
CUSUM	Cumulative Summing
DOF	Degree of Freedom
EA	Eigenstructure Assignment
ECI	Earth Centered Inertial
EKF	Extended Kalman Filter
FBW	Fly-By-Wire
FDD	Fault Detection and Diagnosis
FFT	Fast Fourier Transform
FHA	Failure Hazard Analysis
FMEA	Failure Mode and Effect Analysis
FTCS	Fault Tolerant Control System
FTA	Fault-Tree Analysis
GLRT	Generalised Likelihood Ratio Test
GOS	Generalised Observer Scheme
GPS	Global Positioning System
HST	Hypothesis Sequential Testing
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
KF	Kalman Filter
LQ	Linear Quadratic

LQI	Linear Quadratic Integrator
LQR	Linear Quadratic Regulator
LTI	Linear Time-Invariant
MIMO	Multiple-Input, Multiple-Output
MMAE	Multiple-Model Adaptive Estimation
MPIM	Modified Pseudo-Inverse Method
NASA	National Air and Space Administration
NASB	Netherlands Aviation Safety Board
NTSB	National Transportation Safety Board
PCA	Principal Component Analysis
PD	Proporcional-Derivativo
PFTCS	Passive Fault Tolerant Control System
PIM	Pseudo-Inverse Method
PMM	Plataforma Multimissão
PSD	Power Spectral Density
R-LQR	Rastreador LQR
SHT	Structured Hypothesis Testing
SISO	Single-Input, Single Output
STFT	Short-Time Fourier Transform
UAV	Unmanned Aerial Vehicle
VLHL	Vertical Local Horizontal Local
1-DOF	One Degree of Freedom
3-DOF	Three Degrees of Freedom

LISTA DE SÍMBOLOS

A, B, C, D	Matrizes que descrevem no espaço de estados um sistema **LTI** em modo Normal.
A_f, B_f, C_f, D_f	Matrizes que descrevem no espaço de estados um sistema **LTI** em algum modo falhado.
A_m, B_m	Matrizes do modelo no espaço de paridade
$\tilde{A}, \tilde{B}$	Par controlável segundo transformação não-singular
$A1, A2, A3$	Identificador de falhas de atuador.
$C_z(\cdot)$	Função de presença, da potência espectral calculada para o j-ésimo resíduo do i-ésimo eixo, no *cluster* homólogo da assinatura do modo.
$c\phi, c\theta, c\psi$	Co-senos dos ângulos de Euler
$D_z(\cdot)$	Função de diagnóstico de um modo de falha específico para um eixo de controle.
D, K, L, M	Grandezas que definem as dimensões de tratamento de uma sequência de dados amostrados submetida ao método de Welch.
$E\{\ \cdot\ \}$	Esperança de uma variável estocástica.
$F^{(k+1)\times h}$	Matriz que contém as sequências amostradas para cálculo *on-line* das potências espectrais dos resíduos.
f_{samp}	Frequência de amostragem para obtenção de sequência temporal.
$f, g, h, i, j, k, m, n, p$	Índices de contadores para vetores e matrizes.
$\vec{H}_{(\cdot)}, H_{(\cdot)}$	Vetor torque em um eixo de controle e módulo do mesmo vetor.

$I_{(\,\cdot\,)}\,,\ J_{(\,\cdot\,)}$	Momento de inércia de algum eixo principal ou de alguma roda de reação.
$\boldsymbol{J}$	Funcional a ser minimizado para síntese **LQR**.
$k\cdot T$	Tempo discretizado com período de amostragem T.
K	Matriz de ganhos da lei de controle **LQR**, matriz de correção do filtro de *Kalman*
$\tilde{K}$	Matriz de ponderação da estimação de estados no filtro de *Kalman*
$K_{I_a}\,,\ K_w$	Constantes de corrente e de torque para a roda de reação
$\mathbb{N},\ \mathbb{N}^*$	Conjunto dos números naturais, completo e sem o zero.
$N\sim(\,\cdot\,)$	Distribuição gaussiana.
$N_{samp}\,,\ N'_{samp}$	Número de amostras, nominal e ajustado, calculado para uso nas estimativas da **PSD** dos resíduos.
$\hat{P}(\cdot),\ P(\cdot)$	Matrizes de covariância estimada e corrigida no filtro de *Kalman*
$P_z^i(\,\cdot\,)$	Cluster de referência, constituinte de $\mathrm{X}(i)$.
$P^{int}(\,\cdot\,)$	Potência espectral calculada para a instância do j-ésimo resíduo no i-ésimo eixo.
$P_z^{min}(\,\cdot\,),\ P_z^{max}(\,\cdot\,)$	Mínimo e máximo valores do *cluster* de um resíduo, para um modo específico.
$Q(\,\cdot\,)$	Matriz de penalização dos estados para síntese **LQR**.
$R(\,\cdot\,)$	Matriz de penalização dos comandos do controlador para síntese **LQR**.
$\mathbb{R},\ \mathbb{R}^*$	Conjunto dos números reais, completo e sem o zero

$\tilde{r}_i(\,\cdot\,)$	Vetor de resíduos para um dado parâmetro de interesse qualquer.
$r,\ u,\ x,\ y$	Vetores que no espaço de estados representam as referências de rastreio, as ações de controle, os estados e as saídas do sistema.
$S1,\ S2,\ S3,\ S4$	Identificador de falhas de sensor.
$s\phi,\ s\theta,\ s\psi$	Senos dos ângulos de *Euler*.
$S_x(\,\cdot\,)$	Estimativa da **PSD** de um resíduo de interesse.
3σ	Intervalo de confiança estatística de 99%.
T_{aq}	Tempo de aquisição para obtenção de sequências temporais utilizadas no cálculo de potências espectrais.
T_{10}	Tempo de subida até 10% do valor de regime para a saída de um sistema **LTI**.
T_w	Constante de tempo da roda de reação
$\hat{V}$	Versor do referencial VLHL descrito no referencial inercial
V_i	Tensão de saída do controlador/acionamento da roda de reação no i-ésimo eixo.
$v_k\ ,\ w_k$	Processos gaussianos dos estados e das saídas de um sistema **LTI**.
$W(s)$	Matriz geradora dos resíduos estruturados ortogonais
$x(t), \dot{x}(t)$	Vetores de estados e de derivadas (respectivamente)
$\mathrm{X}(i)\big\|_{i=1:p}$	Matriz com as *z* assinaturas de falha dos *p* eixos de controle.

$X_k(\,\cdot\,)$	Periodograma modificado segundo uma janela de aquisição específica.
$z_1,\ z_2$	Variáveis de estado auxiliares para o estimador analítico
$\Phi(t_0,\,t)$	Matriz de transição de estados de um sistema linear.
$\phi,\,\theta,\,\psi$	Ângulos de *Euler* no referencial do corpo do satélite
$\dot{\phi},\,\dot{\theta},\,\dot{\psi}$	Taxas de variação instantâneas dos ângulos de *Euler* no referencial do corpo do satélite.
$\Gamma(k\cdot T)$	Função de decisão para reconfiguração pós-**FDD**.
$\lambda_i\,,\ \overline{\lambda}_i$	Autovalores de um sistema dinâmico, em malhas aberta e fechada
$\zeta\ ,\ \omega_n$	Amortecimento e frequência natural de um sistema de 2ª ordem.
$\nu(kT)$	Ruído gaussiano de processo em sensor ou atuador
ω_0	Constante orbital de um satélite.
$\vec{\omega}_{RS}$	Vetor velocidade angular, relativa entre o satélite e a roda de reação
$\vec{\omega}_{S}$	Vetor velocidade angular do satélite
$\Omega(s)$	Velocidade de rotação de uma roda de reação no espaço de paridade.
$\Omega,\,\dot{\Omega},\ddot{\Omega}$	Representação genérica das variáveis de estado, para todos os eixos de controle, na forma do filtro de *Kalman* discretizados.
$*$	Operador de convolução de um sinal contínuo no tempo por uma função de transferência no domínio da frequência.
$(\,\cdot\,)^T$	Operador de transposição de uma matriz.

$\subset, \not\subset$	Operador de “está contido em” e “não está contido em” de um elemento para um conjunto.
$\frac{\partial}{\partial t}$	Operador de derivada temporal.
$\in, \notin$	Operadores “pertence” e “não pertenece” a um conjunto.
$\lvert G(j\omega) \rvert$	Magnitude da função de transferência $G(j\omega)$
$\angle G(j\omega)$	Fase da função de transferência $G(j\omega)$
$\bigcup$	Operador “união” de dois conjuntos.

SUMÁRIO

Pág.

1 INTRODUÇÃO

1.1. Contexto

A concepção, desenvolvimento e implementação de sistemas complexos e dependentes de controle automático – tais como satélites, lançadores (foguetes), aeronaves, etc. – sempre representou desafios às engenharias que os tratam, haja vista a crescente exigência sobre os mesmos. Tais exigências devem ser traduzidas por seus requisitos de segurança, de desempenho e de operação, assim como pela capacidade em retornar investimentos.

Os complexos sistemas automáticos tão largamente empregados atualmente na indústria consistem – de fato – em centenas ou milhares de partes funcionais interdependentes e cada uma delas é por si sujeita a falha ou mau-funcionamento.

Nesse sentido, o uso de um projeto de controle de retroalimentação "convencional" para um sistema complexo certamente recairá, caso ocorram falhas de sensores ou atuadores, na degradação de desempenho operacional e na perda de estabilidade e segurança. Esta perda local devido a uma falha – caso não seja devidamente eliminada ou mitigada – pode levar todo o sistema/planta à sua completa falência, o que é totalmente indesejável, seja por segurança seja por preservação de missão.

Frente à necessidade de superar tais limitações, o projeto e uso de **Sistemas de Controle Tolerante a Falhas (*Fault-Tolerant Control Systems*, FTCS)** – desde os trabalhos de *Vander Velde* (1984) e *Looze et al.* (1985) – busca suprir a crescente demanda por **dependabilidade** (*AVIZIENIS, 2004*), um conceito que, em seu significado, sintetiza confiabilidade, disponibilidade e segurança.

Passa-se então a haver um entendimento não mais puramente técnico, mas também social, da problemática tratada pela Engenharia de Controle: preservar uma função ou um conjunto de funções significa não mais manter desempenho ou minimizar sua degradação, mas também a capacidade em se poupar vidas ou salvar a execução de uma missão, por meio da contenção dos efeitos de uma falha ocorrida (*SIQUEIRA; LOPES*, 2013).

Uma planta que vier a ser automatizada, i.e., dotada de controle automático, deve ser considerada como constituída de três constituintes fundamentais: os atuadores, a estrutura (ou, o processo) e os sensores.

Pela sua capacidade de reconhecer e tomar ações remediais após a ocorrência de falhas potencialmente perigosas (isto é, que possam levar o sistema a uma falência completa), o conceito de **FTCS** apresenta a capacidade de contornar ou acomodar as consequências posteriores à ocorrência de falhas de sensores, de atuadores, ou, até mesmo falhas estruturais (exemplo: perda ou travamento de painéis solares em um satélite).

De acordo com *Patton* (1997), um **FTCS** pode ser passivo (*Passive FTCS*, **PFTCS**) ou ativo (*Active FTCS*, **AFTCS**). Segundo *Zhang e Jiang* (2008), a realização de um **FTCS** depende de duas capacidades: (1) a de detectar e diagnosticar a falha ocorrente (*Fault Detection and Diagnosis*, **FDD**); e (2) a de reconfigurar o controlador (*Controller Reconfiguration*, **CR**) em questão, tão rápido quanto possível após o diagnóstico da falha. Ainda segundo *Zhang e Jiang* (2008), *Patton* (1997) e *Blanke et al.* (2006) o processo de **CR** é característico de um **AFTCS**.

Então, para que um **CR** seja possível, é mandatório que existam antes as capacidades de:

1. Detectar a ocorrência de uma falha;

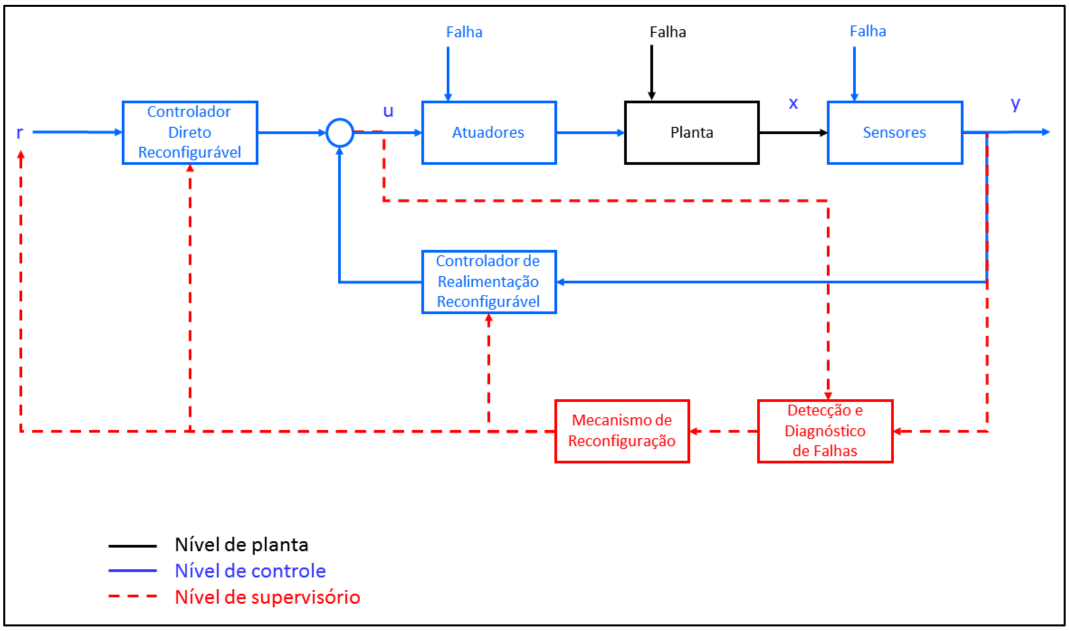
2. Identificar onde a falha ocorreu;

3. Isolar/quantificar a magnitude desta falha.

Obs.: os itens (2) e (3) logo acima compõem o que se denomina “diagnóstico de falha” (Blanke et al., 2006).

A posse e a qualidade destas informações são mandatórias para que um processo de **CR** seja bem-sucedido[1]. A Figura 1 retrata uma topologia genérica para um **AFTCS**.

Figura 1 – Topologia genérica para um AFTCS



Fonte: adaptado de Zhang e Jiang (2008)

Ocorre que há diversos métodos que podem ser utilizados para a obtenção de um **AFTCS**, contemplando tanto a etapa de **FDD**, quanto aquela de **CR**. Entretanto, a maioria dos trabalhos realizados é, como observado na literatura, comum e exclusivamente baseados em uma das etapas (**FDD** ou **CR**).

Esta tratativa disjunta evidencia que ainda existe, ou, ao menos demonstra-se que:

1. Pouca ênfase em abordagens integradas como solução ao problema da realização de **FTCS**, as quais consigam conjugar os esforços entre dois campos afins, o de **FDD** e o de **CR**;

[1]Neste caso, pressupõe-se que são preservadas a controlabilidade e a estabilidade da planta, ou, existem estabilizabilidade e detectabilidade para a mesma após a ocorrência da falha.

2. Foco na obtenção de "ótimos locais" (sejam de **FDD** ou de **CR**), sem a preocupação da serventia mútua entre ambos.

Por todo exposto, o presente trabalho tem a proposta de estudar abordagens para a detecção e diagnóstico de falhas em sistemas de controle reconfiguráveis, a fim de contribuir para o domínio das soluções do problema de realização de **FTCS's** com uma tratativa integrada.

1.2. **Histórico e Motivação**

O conceito de redundância para obtenção de tolerância a falhas é bastante antigo. Porém, com o advento da eletrônica embarcada, a preocupação e o histórico por **FTCS** – especificamente para o mundo aeroespacial – datam do final da década de 60 do século XX. Apesar disso, o tema não perde fôlego e continua sendo intensamente investigado, dado o interesse inerente pelos benefícios que pode oferecer (*STEINBERG*, 2005).

Grande parte do trabalho realizado em **FTCS** é fortemente, se não quase que exclusivamente, motivado por:

1. Requisitos de desempenho e sobrevivência ditados pela doutrina e estratégia de forças de segurança;

2. Melhoria das capacidades de segurança e sobrevivência de operadores comerciais/governamentais, frente à ocorrência de desastres.

O caso (1) logo acima pode ser observado, por exemplo, no desenvolvimento do sistema de voo por fio (*Fly-by-Wire*, **FBW**) instalado em um caça *Vought F-8C* modificado. *Empfinger* (1975) traz uma tratativa para atender requisitos de confiabilidade e de gestão de atuadores redundantes.

Desai et al. (1976) já utilizavam o termo "*fault tolerant flight control system*" e o conceito de redundância analítica, combinando estimações de estados e relações cinemáticas, como auxílio a um esquema de votação para detecção de falhas em sensores anemométricos. Resultados do desenvolvimento com esta aeronave foram empregados como solução para os programas do *Space Shuttle* e do caça F-16 (***NASA***, 1977).

Em setembro de 1982, foi patrocinado pela NASA um *workshop* sobre o que então se chamou de “controles reestruturáveis” (*MONTOYA et al*., 1982), os quais deveriam ter os seguintes atributos:

1. Um método que avaliasse a efetividade do modo corrente;
2. Uma técnica que identificasse quais controles haviam sido perdidos, a partir da medida dada pelo método acima;
3. Meios para determinar as características dos controles remanescentes;
4. Uma rotina para o reprojeto automático de novas leis, sem intervenção humana.

O caso (2) logo acima tem alguns registros históricos dignos de nota. Um desses é o voo 191 da *American Airlines* no ano de 1979 (***NTSB***, 1979). Nele, houve perda estrutural (separação) de um dos três motores da aeronave, a qual era um *McDonnell-Douglas DC-10*. Esta aeronave, com sua entrada em serviço, trouxe então uma arquitetura de sistemas revolucionária para sua época.

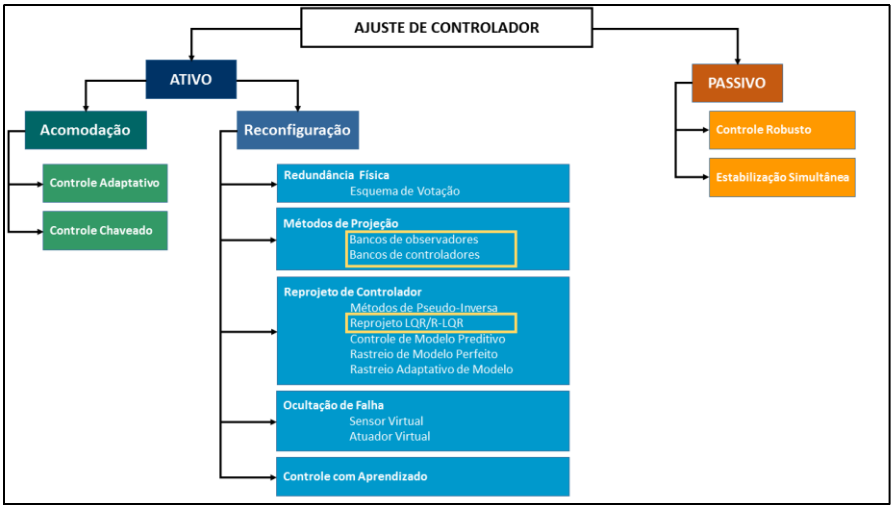
Segundo análises de engenharia e de simuladores de voo feitas *a posteriori,* foi demonstrado que a aeronave retinha controlabilidade apesar do evento de separação do motor. Porém, por falta de meios para diagnóstico e reconfiguração embarcados, não foi possível à tripulação tomar ciência da falha, de sua localização e de sua magnitude, assim como empreender corretamente as medidas necessárias para evitar a tragédia.

Um segundo caso, é o do voo 1862 da *El Al*, em 1992 (***NASB***, 1992). Neste segundo caso, houve também perda estrutural de motor (a aeronave era um *Boeing 747 Cargo*), e, conforme depois demonstraram *Maciejowski e Jones* (2003), era também viável, caso houvesse **FDD** e **CR** adequados, recuperar o controle da aeronave e evitar a perda catastrófica de vidas e de equipamento.

Não pode deixar de ser citado o marco representado pelo satélite dinamarquês *Ørsted* (*BOGH; BLANKE*, 1996), destinado à observação geomagnética da Terra. Este satélite tinha uma capacidade automatizada de tolerância a falhas. A partir de um repertório de falhas obtido por meio de métodos clássicos (**FHA** - *Failure Hazard Analysis*, **FTA** - *Fault Tree Analysis* e **FMEA** - *Failure Mode and Effect Analysis*), o satélite foi dotado de um mecanismo de diagnóstico de falhas, a partir do qual gerenciava o conjunto de redundâncias existentes, para que as ações de reconfiguração fossem devidamente tomadas quando ocorresse uma decisão positiva sobre a ocorrência e o local da mesma falha.

Atualmente, existem diversos métodos disponíveis para realizar projeto/reprojeto de controladores (vide Figura 2) que podem ser utilizadas para **CR**, como mostram *Zhang e Jiang* (2008), *Lunze e Richter* (2006), *Patton* (1997) e *Blanke et. al.* (2006).

Figura 2 – Classificação de possíveis esquemas de **CR**



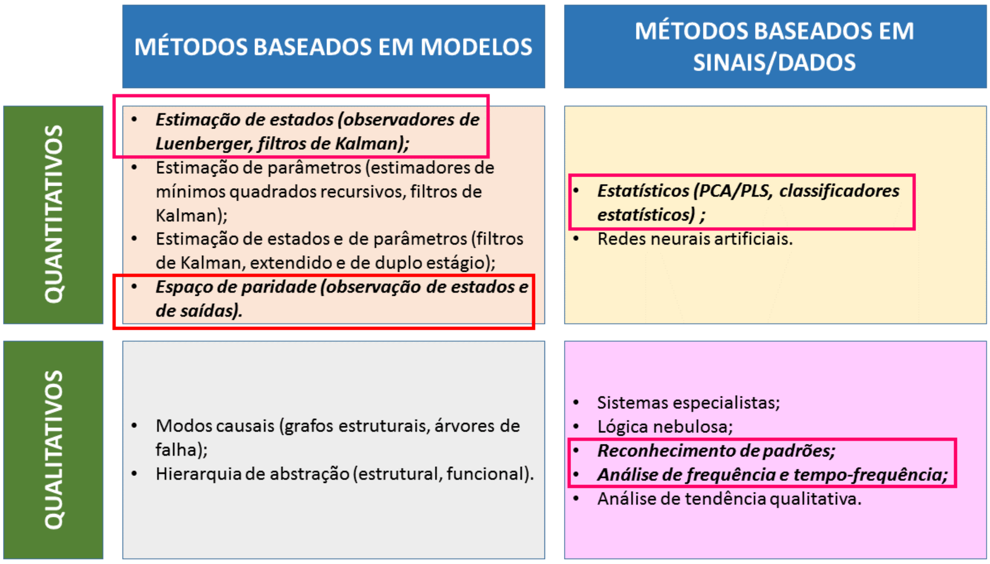
Fonte: Adaptado de Lunze e Richter (2006).[2]

Da mesma forma, *Zhang e Jiang* (2008) classificam diferentes abordagens possíveis (porém, não todas) para **FDD**, as quais são segregadas em

[2] As abordagens demarcadas em amarelo se referem àquelas encontradas neste trabalho.

quantitativas ou qualitativas, baseadas em modelos ou em dados/sinais (vide Figura 3).

Figura 3 – Classificação de métodos de **FDD**



Fonte: Adaptado de Zhang e Jiang (2008).[3]

Um aspecto interessante é o de que as abordagens baseadas em modelos são preponderantes (*ZHANG; JIANG,* 2008), o que abre espaço para as tratativas baseadas em dados ou sinais, as quais combinadas com as primeiras, podem trazer resultados interessantes.

Um exemplo deste tipo de combinação, de modelos e dados/sinais, foi feito por *Marques Filho et al.* (2012), utilizando–se de estimação de *Kalman* com filtros estendidos (método baseado em modelos) e de redes neurais artificiais (método baseado em dados/sinais), para que fosse gerado o modelo de erro em um sistema de navegação inercial de baixo custo.

Claramente, pelo número de possibilidades à mão para a obtenção de um **AFTCS** e pela particularidade oriunda dos requisitos operacionais/de missão/segurança e sobrevivência/desempenho que cada planta apresenta (satélite, lançador, *rover*, aeronave, etc.), há que se investigar

[3] As abordagens demarcadas em vermelho se referem àquelas encontradas neste trabalho.

como as potenciais soluções se encontram (ou não) com as necessidades (os problemas).

Dessa investigação podem surgir novas propostas para a cadeia de eventos que compõe um **AFTCS** (detecção **E** diagnóstico **E** reconfiguração), ou, novas abordagens que tratem e solucionem problemas – ainda não abordados – em algum dos elementos dessa cadeia de eventos (detecção **OU** diagnóstico **OU** reconfiguração).

Nesse sentido, é interessante comentar que *Teixeira* (2005) e *Leite* (2007) estudaram a fundo os problemas de detecção e diagnóstico de falhas, tanto em sensores (*TEIXEIRA,* 2005; *LEITE,* 2007), quanto em atuadores (*LEITE*, 2007); falhas simples (*LEITE*, 2007) e falhas múltiplas (*TEIXEIRA*, 2005); utilizando como método essencial estimadores não estocásticos (*Teixeira*, *2005*; *Leite*, 2007) e estocásticos (*LEITE*, 2007).

Outra observação a ser feita é sobre o domínio dos trabalhos supramencionados: as abordagens de **FDD** trabalham predominante ou exclusivamente sobre o domínio do tempo e usam de métodos estatísticos para tomada de decisão. Este fato torna interessante a investigação de métodos no domínio da frequência, uma vez que as características frequenciais de sistemas têm manifestações distintas. Ademais, é interessante que exista uma abordagem dotada de robustez para tratar de **FDD** em sensores e atuadores.

1.3. **Justificativa**

Analisando-se novamente a Figura 1 (topologia genérica para um **FTCS**), nota-se que existem 3 níveis tratados, segundo uma hierarquia ascendente:

(i) Planta ou sistema controlado;

(ii) Sistema de controle;

(iii) Sistema supervisório.

O primeiro nível ("sistema" ou "planta") está diretamente sujeito à ação do segundo nível ("controle"). Neste segundo nível, os sensores monitoram os estados / parâmetros de interesse da planta, a fim de que o controlador possa gerar o sinal de comando necessário à ação dos atuadores sobre a mesma. O terceiro nível ("supervisório") monitora, por sua vez, os sinais gerados pelos sensores e também os sinais internos dos atuadores, para que possa realizar – por meio do processamento destes sinais – a tarefa de **FDD**, a saber:

- **Detecção de falha:** são geradas características (por meio de, *e.g.*, estimação de estados e estimação de parâmetros) as quais permitem inferir – com probabilidade favorável – que houve falha. É gerada uma **assinatura de falha** que dispara o processo seguinte;

- **Diagnóstico de falha:** num segundo estágio, a partir da assinatura de falha, parte-se para sua **isolação** (localização) e posterior **identificação** (magnitude como função do tempo).

Os dados gerados (*"quando?", "onde?"* e "*qual a magnitude*?") permitem que se estabeleça uma base para tomada de decisão para que o efeito da falha seja, pelo menos, mitigado. Esta decisão habilita o processo, ou evento, subsequente, denominado de **reconfiguração** (ou, simplesmente **CR**).

A **reconfiguração** consiste em manter a planta em questão controlada por meio da malha ainda plenamente funcional (exemplo: manter estável e controlável um satélite com perda de canal de um sensor, substituído por redundância analítica). Há também a abordagem alternativa de **acomodação**, que busca utilizar a parte parcialmente funcional (exemplo: manter estável e controlável um avião sujeito a limitação de excursão de uma ou mais de suas superfícies de controle).

Note-se que, apesar da dualidade proposta por *Kalman* (1960) para controlabilidade/estabilizabilidade (ponto de vista de atuadores) e observabilidade/detectabilidade (ponto de vista de sensores), soluções adequadas para um domínio não necessariamente podem ser adequadas para o outro. A dualidade existente no tratamento analítico da teoria de controle em sistemas **LTI** não necessariamente se estende à aplicabilidade de soluções para tolerância a falhas.

A compensação de falhas em atuadores é naturalmente mais difícil, pois mandatoriamente exige que exista algum nível de redundância física: elementos repetidamente instalados na planta. Não basta então apenas fazer uma redistribuição de sinais elétricos, como seria para o caso de falhas em sensores.

Não faz sentido algum que haja outra forma de redundância para atuadores que aquelas estritamente físicas, e, este entendimento deve ser parte da definição sistêmica que viabilizará, de um ponto de vista estrutural, tolerância a falhas.

Um outro ponto sobre qual é deve ser colocada atenção é que, com o uso das redundâncias em caso de falhas, o sistema de controle poderá ou deverá conviver com restrições de desempenho, face à condição nominal. Por isso, o objetivo primeiro de uma **CR** é readquirir e garantir a estabilidade do sistema falhado. Posteriormente, e se possível, deve minimizar a perda da condição nominal de desempenho. Em qualquer caso, a alteração da estrutura da lei de controle não deve ser uma premissa rígida, mas um desenvolvimento a partir dos requisitos identificados e alocados para o sistema de controle.

Pelo exposto, é possível entender que a realização de um **AFTCS** é, por si, mais trabalhosa do que a obtenção de um sistema de controle para condições nominais de operação. Pois, além do conhecimento da dinâmica do sistema em "modo normal", é no mínimo desejável que as dinâmicas do repertório de modos falhados – sejam/estejam bem caracterizadas. Esta é uma premissa que deve (ou, deveria) guiar todo o processo de conceituação e realização de um **AFTCS**.

Assim, espera-se propor uma metodologia apropriada para a obtenção de um **AFTCS**, a qual leve em conta as restrições que compõem o sistema: a estrutura (arquitetura) do mesmo, a natureza das falhas (tanto de sensores como de atuadores) e a necessária integração entre os processos de **CR** e **FDD**.

1.4. Originalidade, Generalidade e Utilidade

É esperado de um trabalho de doutorado, que o mesmo traga em si essas três características, as quais devem ser cumpridas a rigor.

A **originalidade** vem da proposição de uma abordagem a qual diretamente considere a análise das características temporais e espectrais do sistema de controle, tanto das falhas como da própria malha de controle, e que faça uso combinado de técnicas baseadas em modelos com aquelas baseadas em sinais. Adicionalmente, o método (1) evita o uso de métodos estatísticos clássicos para diagnóstico, usando ao invés um método de classificação não-supervisionada para tal e (2) busca tirar proveito do ruído e perturbação específicos dos modos falhados para obter os limiares necessários à separação destes do modo **Normal**;

A **generalidade** vem do fato da abordagem proposta ser baseada na topologia do diagrama da Figura 1, a qual traz em si os elementos que constituem uma malha de controle genérica e, claro, da viabilidade da abordagem para sistemas de diferentes dinâmicas e/ou usos, uma vez que preconiza a caracterização dos modelos e modos, normais e falhados. A 'tratativa de' e o 'uso em' sistemas não-lineares, multi-variáveis, perturbados e ruidosos não constituem limitação ao desempenho esperado, pois a caracterização supracitada é utilizada como parte dos critérios de projeto do esquema de **FDD**;

A **utilidade** vem da obtenção de um método que utiliza ferramentas de processamento de sinais de abordagem espectral consagradas em vários sistemas dinâmicos de interesse da engenharia, primeiramente, mas não exclusivamente, de natureza espacial. Adicionalmente, a utilidade também advém do desempenho satisfatório para sensores e atuadores e, por ter implementação computacional simples e de baixo custo.

1.5. **Objetivos do Trabalho e Resultados Esperados**

O objetivo principal desta tese de doutorado é apresentar uma abordagem no domínio “frequência-estrutura” para detecção e diagnóstico de falhas em sistemas de controle reconfiguráveis.

Para tal, são adotados os passos a seguir:

i. Revisão da literatura sobre métodos de detecção e diagnóstico de falhas (inclusive métodos baseados em dados/sinais), e, reconfiguração de controle após falhas (inclusive métodos baseados em acomodação/adaptação);

ii. Proposição de método e critérios que, a partir da modelagem, análise e caracterização de falhas e de modos de falhas, viabilize condições para a reconfiguração do controle em modo **Normal** para o controle em modo(s) falhado(s), segundo um mecanismo prévio de detecção e diagnóstico de falhas;

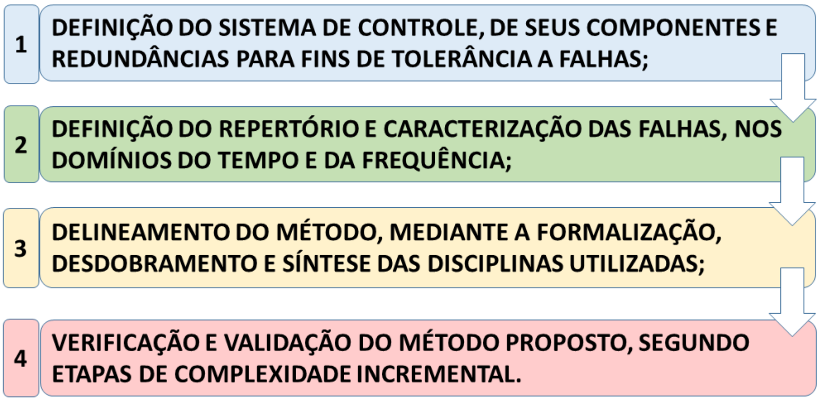
iii. Implementação do método proposto, segundo o trabalho de análise feito anteriormente e validá-lo, por meio simulação de uma instância de veículo espacial (no caso deste trabalho, um satélite, a **PMM**), sujeito a falhas de sensores e de atuadores;

iv. Verificar a eficácia do método proposto sobre a retomada de estabilidade do sistema, na fase pós-reconfiguração, por meio de modelagem e simulação.

1.6. **Metodologia e Organização do Trabalho**

A Figura 4 mostra esquematicamente como este trabalho evolui ao longo dos capítulos apresentados:

Figura 4 – Visão esquemática do fluxo do trabalho.



O mesmo é organizado como descrito pelos capítulos a seguir:

- **Capítulo 2 (Revisão Bibliográfica):** aborda a revisão de literatura feita, contemplando os conceitos utilizados nas disciplinas de detecção e diagnóstico de falhas e, de reconfiguração do sistema de controle após sua ocorrência;
- **Capítulo 3 (Modelo de Estudo – A PMM):** aborda o trabalho de obtenção do simulador utilizado para o trabalho, por meio de modelagem matemática da dinâmica do satélite **PMM**, dos sensores e atuadores e, a obtenção da estratégia de controle para modo **Normal**. São contempladas também as convenções para os sistemas de referência, as hipóteses simplificadoras para a linearização da planta e a obtenção da malha de controle segundo uma estratégia de múltiplas entradas e múltiplas saídas. Por fim, traz o repertório de redundâncias que equipa o modelo, assim como os geradores de resíduos para o esquema de tolerância a falhas;
- **Capítulo 4 (Caracterização das Falhas):** aborda a modelagem das falhas de sensores e de atuadores no domínio do tempo, de maneira genérica. Também são apresentados o estudo e a caracterização das falhas e das dinâmicas falhadas (sensores e atuadores), no domínio do tempo e no domínio da frequência;
- **Capítulo 5 (FDD Baseado na Frequência-Estrutura):** apresenta o método proposto, por meio dos modelos desenvolvidos no capítulo 4 e dos métodos – aqueles baseados em modelos e aqueles em

sinais – selecionados, nos domínios do tempo e da frequência. Propõe uma abordagem de caracterização do conteúdo frequencial das falhas e o uso deste resultado como insumo para geração e exacerbação de resíduos de sensores e atuadores. Propõe e realiza a combinação do cálculo de densidades espectrais de potência e o uso de técnicas de classificação não-hierarquizada (*clusters*) como meio de obtenção de limiares de falhas consistentes. Verifica a robustez dos limiares obtidos, considerando a não-linearidade do modelo obtido para **PMM**, a presença de ruído nos sensores e nos atuadores, a ação de torques externos (não constantes) de perturbação na planta controlada. Valida os resultados obtidos segundo um modelo linear simplificado.

- **Capítulo 6 (Extensão do Método para 3-DOF):** estende o método verificado e validado no capítulo 5 para um modelo de satélite com **3-DOF**, não-linear e com acoplamentos giroscópicos. A partir dos resultados de **FDD**, introduz a reconfiguração pelo uso das redundâncias disponibilizadas no capítulo 3 e testa a capacidade dos limiares atuarem em condições de ruído exacerbado;
- **Capítulo 7 (Conclusões e Trabalhos Futuros):** sintetiza o conjunto de resultados, analisa as virtudes e as limitações do método e, elenca desdobramentos sob a forma de trabalhos futuros.

2 CONCEITOS BÁSICOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. **Fundamentos e terminologia**

Os termos "falha", "mal-funcionamento" e "falência" foram conceituados por, mas não somente, *Gertler* (1988), *Bøgh* (1997), *Nyberg* (1999), *Blanke et al.* (2006), e *Isermann* (2006). É particularmente difícil uma definição a qual abranja em si o entendimento comum sobre estes termos, de maneira universal.

A seguir são dadas as definições escolhidas – sobre falha, falência e mau-funcionamento – que serão tomadas como terminologia ao longo deste trabalho.

Para o termo "Falha", são dadas as definições:

- "... *mudança nas características de um componente de tal maneira que o modo de operação ou o desempenho do componente se alteram indesejavelmente*...". (*BLANKE et al*., 2006);
- "... *desvio indesejado de, pelo menos, uma propriedade característica ou variável de um sistema de seu comportamento aceitável, usual ou padrão..*."; (*ISERMANN*, 2006);

Para o termo "Mau-funcionamento", é dada a definição:

- "... *evento que caracteriza a irregularidade intermitente no cumprimento da função desejada para um dado sistema, podendo decorrer de uma ou mais falhas*...". (*ISERMANN,* 2006).

Para o termo "Falência", são dadas as definições:

- "... *evento irreversível que descreve a inabilidade de um sistema ou subsistema em cumprir sua função, pois é* ..."; (*BLANKE et al*., 2006);

- "...*interrupção permanente da habilidade do sistema de realizar uma determinada função sob condições específicas de operação*..." (*ISERMANN,* 2006).

Observa-se claramente, então, que antes de um dado sistema dotado de controle automático entrar em mau-funcionamento ou falência, é condição necessária que ao menos uma falha tenha ocorrido. Eventualmente, a falência pode ser imediata à ocorrência de uma falha (um exemplo muito simples é o de uma lâmpada incandescente que queima).

Falhas ocorrem devido a erro de projeto, a manufatura deficiente, erro de montagem, desgaste devido ao uso e às condições operacionais, erro de operação, erro de manutenção, dentre outras causas (*ISERMANN,* 2006).

Por sua vez, como já mostrado pela Figura 1 deste trabalho, falhas podem ser classificadas como sendo de atuadores, de sensores e estruturais (da planta controlada) (*BLANKE et al.,* 2006).

Neste trabalho serão tratadas somente falhas de atuadores e de sensores.

As falhas – de atuadores, de sensores e da planta – podem ser subdivididas ainda quanto ao seu comportamento dinâmico:

- **Falhas abruptas:** simplesmente correspondem a falhas repentinas (tipo degrau) de um componente de sistema. Este tipo de falha, em termos qualitativos, tem manifestação mais rápida do que a dinâmica característica do sistema (planta + sistema de controle) e pode comprometer o desempenho do sistema (isto é, leva-lo à falência) tão rapidamente quanto foi a sua manifestação. Um exemplo, no caso de atuador, seria a saturação espúria – para o máximo valor em módulo – da tensão de saída de uma eletrônica de potência para servomotor;

- **Falhas incipientes:** correspondem a falhas com dinâmica de progressão (tipo rampa). Logo, a falência não é iminente à manifestação da falha como no caso abrupto. Se detectada com antecedência suficiente, fatalidades ou perda de capacidade de missão do sistema (logo, a falência) podem ser evitadas. Um exemplo seria, no caso de sensor, ao valor do viés (*bias*) de um giroscópio ter deriva de pequena inclinação.

Finalmente, de acordo com *Gertler* (1988), falhas ainda podem ser classificadas (num contexto baseado em modelos) como:

- **Falhas de Medidas Aditivas:** são as discrepâncias entre as medidas das saídas da planta e os seus respectivos valores verdadeiros ou entre as medidas das entradas da planta e os seus valores verdadeiros. Tais falhas podem descrever o mau funcionamento nos sensores ou nos, atuadores resultante das tendências de medidas ("viés" ou "*bias*") ou de perdas de atualizações de medidas;

- **Falhas de Medidas Multiplicativas:** são mudanças (abruptas ou graduais) entre as medidas das saídas da planta e os seus respectivos valores verdadeiros ou entre as medidas das entradas da planta e os seus respectivos valores verdadeiros. Podem descrever a falha devido à perda de alimentação, mau funcionamento de um condicionador do sinal da medida ou variação do fator de escala da medida de um sensor ou de um atuador;

- **Falhas de Processos Aditivas:** são as perturbações (entradas não medidas) agindo na planta, normalmente consideradas nulas, mas que causam um desvio nas saídas, independente das entradas medidas. Tais falhas descrevem as fugas, variação de cargas, etc.

- **Falhas de Processos Multiplicativas:** são mudanças (abruptas ou graduais) dos parâmetros da planta. Tal falha descreve a deterioração dos componentes da planta, tais como, perda de potência, contaminação de superfície, etc.

O tipo de falha e/ou a susceptibilidade de um sistema ou componente a falhas dependem da natureza deste componente/sistema, do ambiente e do estado de integridade durante a operação. Mesmo assim, é possível sintetizar, para sensores e atuadores, características gerais de falhas.

Esta ação é importante na medida em que torna sistemática a abordagem na análise das falhas e no desenvolvimento de modelos – comportamentais e matemáticos – que permitam caracterizá-las.

2.2. **Falhas de Atuadores**

Quando ocorrem falhas em atuadores, as propriedades da planta não são afetadas, mas a influência do controlador na planta é interrompida ou modificada. Tornam a planta parcialmente incontrolável e atuadores alternativos devem ser utilizados. Um exemplo clássico de falha de atuador é o *hardover* de profundor, no qual o mesmo trava *abruptamente* em uma de suas posições de fim de curso, prejudicando a estabilidade e a controlabilidade do avião em questão.

A Figura 5 abaixo retrata, de maneira esquemática, as manifestações/tipos de falhas de atuador consideradas mais comuns (inclusive a de *hardover* supramencionada), sem, no entanto, pretender encerrar o universo das classificações possíveis para falhas de atuadores.

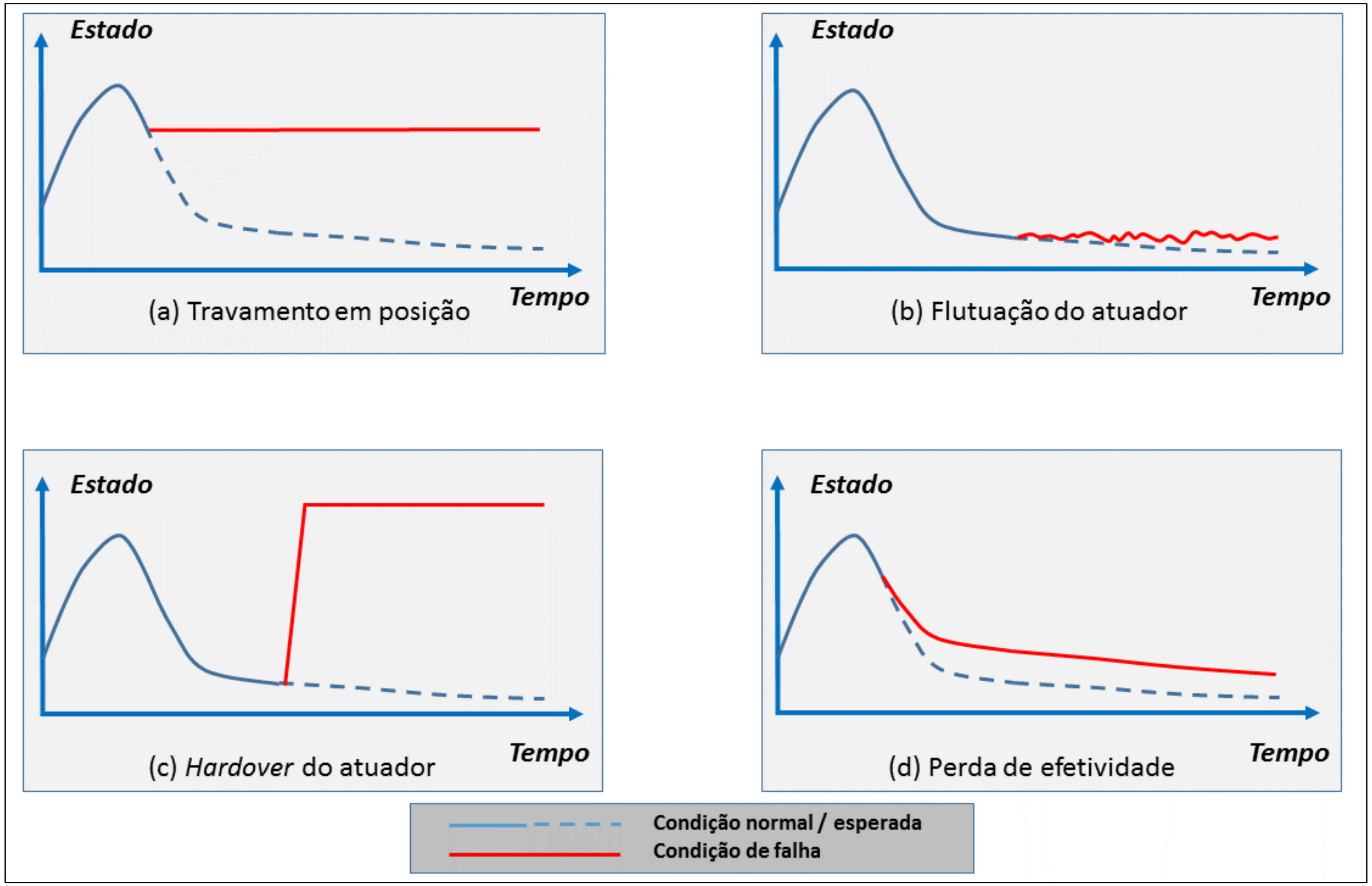
Descritivamente:

a. **Travamento em posição:** pode ser entendido, no caso de um atuador linear, como a parada seguida de imobilidade do mesmo, em uma dada posição, a despeito de comandos do controlador. Em atuadores como rodas de reação, utilizadas em satélites, poderia ser entendido como o congelamento de sua velocidade de rotação em um valor específico;

b. **Flutuação do atuador:** o atuador neste caso passa a trabalhar erraticamente “ao redor” de uma posição (atuador linear) ou de uma rotação (como na roda de reação), porém sem oferecer efetividade/autoridade de controle à planta;

c. ***Hardover* do atuador:** ocorre pelo comando de acionamento em “taxa máxima” do atuador em questão e congelamento do mesmo na condição propiciada pelo mesmo comando. Neste caso, mesmo que espúrio, há autoridade exercida sobre a planta;

Figura 5 – Tipologia de falhas de atuador



Fonte: adaptado de Alwi et al. (2011)

d. **Perda de efetividade:** neste caso, o atuador permanece com alguma funcionalidade, mas ocorre perda parcial de autoridade, devido a alguma limitação interna do atuador, como perda de corrente elétrica, vazamento de fluido hidráulico ou atrito excessivo em mancal.

2.3. **Definições sobre Falhas de Sensores**

Analogamente às falhas em atuadores, as falhas de sensores não afetam a planta diretamente, porém as leituras dadas pelo sensor em questão contêm erros substanciais. A informação que liga a planta ao controlador tem seu fluxo interrompido e medições alternativas devem ser utilizadas. Um exemplo é a indicação "nula" ou "constante" das taxas angulares pela unidade de medida inercial embarcada em um satélite ou lançador.

A Figura 6 retrata, de maneira esquemática, as manifestações/tipos de falhas de sensor consideradas mais comuns, sem, no entanto, pretender encerrar o universo das classificações possíveis para falhas neste componente/subsistema.

Descritivamente:

a. **Congelamento:** o sensor passa a informar um valor único, indistintamente de o estado relacionado continuar a variar no tempo. Ocorre, neste caso, um 'salto' entre o último valor real informado para o então valor espúrio, que caracteriza a falha;

b. **Congelamento de último valor:** é semelhante ao caso anterior, mas fica congelado o último valor informado corretamente;

c. **Deriva de viés (*bias*):** todo sensor tem, caracteristicamente, um certo desvio linear com relação ao valor real do estado medido/observado. Neste caso, o que ocorre é que a partir do valor considerado aceitável (i.e., calibrado), passa a haver um incremento temporal deste desvio;

d. **Deriva de fator de escala:** o fator de escala é a razão entre o resultado da observação do sensor e o valor real do estado (logo, é um parâmetro análogo a um coeficiente angular). Da mesma forma como acontece no caso de "deriva de viés", a partir do valor aceitável para este 'coeficiente angular', passa a haver um incremento temporal espúrio do mesmo.

2.4. **Definições sobre Falhas Estruturais**

Neste caso, as propriedades dinâmicas da planta, suas relações de entrada/saída, são alteradas do seu padrão normal esperado. Como o comportamento dinâmico é alterado, se fisicamente admissível ao sistema global, deve ser reconfigurada a malha de controle. Exemplos podem ser:

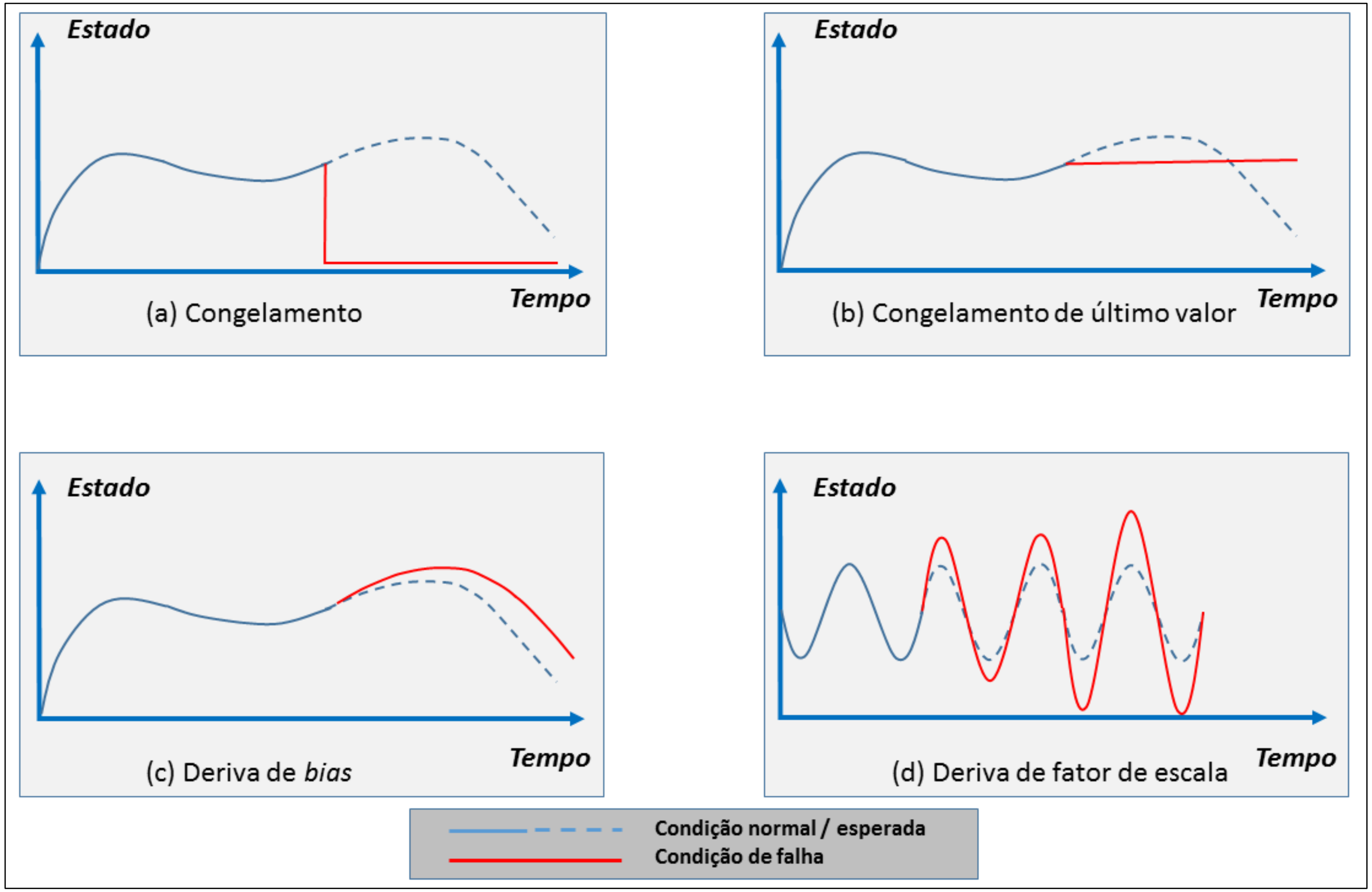
a. O travamento dos painéis solares fotovoltaicos de um satélite durante sua abertura;

b. A assimetria devido à perda parcial de um painel.

Estas falhas alterariam completamente as características de massa e geometria do satélite em questão, logo, a dinâmica da planta controlada.

Outro exemplo seria a perda de superfície aerodinâmica em aeronave ou lançador. Entretanto, como já mencionado, falhas estruturais estão além do escopo do presente trabalho.

Figura 6 – Tipologia de falhas de sensor



Fonte: adaptado de *Alwi et al.* (2011).

2.5. **Definições Gerais sobre Tolerância a Falhas**

Sistemas (de controle) os quais mediante ocorrência de falha possam recair em morte ou dano físico grave de pessoas ou, perda severa de equipamento ou propriedade e perda de missão, são definidos como *safety-critical*. (*KNIGHT,* 2002). Segurança e confiabilidade são características necessárias a qualquer sistema considerado como *safety-critical* (*KNIGHT,* 2002).

Segundo a *MIL-STD-882D* (2000), segurança é definida como *"... a liberdade daquelas condições que podem causar morte, ferimento, doença ocupacional, dano ou perda de equipamento e/ou propriedade e/ou ao meio ambiente...*".

O conceito de confiabilidade é definido em *NASA-STD-8729.1* (1998) como "... *a probabilidade de um item desempenhar sua função de propósito por um intervalo de tempo específico e sob condições definidas*...".

A fim de que durante o desenvolvimento de sistemas classificados como *safety-critical* fosse obtida comprovação de requisitos de confiabilidade e de segurança, métodos estáticos como **FMEA** (*Failure Mode; Effect Analysis*), **FHA** (*Failure Hazard Analysis*) e **FTA** (*Fault-Tree Analysis*) foram e são amplamente utilizados.

Apesar da utilidade e do sucesso obtidos ao longo de décadas, as soluções advindas destes métodos tradicionais focam na preservação operacional do sistema em modo normal, por meio da eliminação de falhas (ou fontes de falhas) *a priori*. Eventualmente, são consideradas a existência de redundâncias físicas (mediante a proposta de uma arquitetura físico-funcional do sistema em questão), mas, mantém-se o entendimento de desempenho sem a ocorrência de falhas.

Logo, estes métodos não trazem considerações dinâmicas sobre situações de falhas que potencialmente venham a ocorrer durante a operação, nem sobre aspectos positivos de recuperação e aproveitamento continuado do sistema falhado (ainda que sob desempenho degradado, frente ao modo normal), assim como sobre a segurança e confiabilidade providos pelo modo “recuperado pós-falha”.

Essa capacidade de recuperação pode ser entendida como a tolerância a falhas. Segundo a *NASA NPG 8705.2* (2003), no capítulo de “*Failure Tolerance; Reliability*”, tolerância a falhas é “... *um termo utilizado para descrever a redundância minimamente aceitável e necessária, ou, ... interrelações funcionais de um sistema que garantam seu desempenho mesmo após a ocorrência de falhas. É altamente desejável que ... o desempenho do sistema sofra degradação de maneira previsível, de maneira que haja tempo suficiente para diagnóstico e recuperação, mesmo que haja falhas múltiplas... a fim de que os efeitos negativos delas sejam minimizados*”.

Fundamentalmente, esta é a diferença que sistemas (de controle) tolerantes a falhas (**FTCS** – *Fault-Tolerant Control Systems*) apresentam sobre seus homólogos meramente seguros e confiáveis (*safe; reliable*). A Figura 7 abaixo sintetiza este conceito, como “fronteira” entre regiões descritas pelos parâmetros de desempenho do sistema (de controle) em questão.

FTCS’s apresentam melhor segurança (*safety*), pois são capazes de evitar operação em região de risco (que levem à perda de vidas, equipamento e missão). Também apresentam melhor confiabilidade (*reliability*), pois serão capazes de continuar sua missão mesmo após um evento de falha. Por fim, **FTCS’s** tem melhor disponibilidade (*availability*), pois são capazes de se manterem operacionais por mais tempo e quando necessário. Logo, também têm como atributo melhor/maior dependabilidade.

Figura 7 – Regiões de desempenho ‘requerido’ e ‘degradado’

Fonte: Adaptado de *Blanke et al.* (2006)

2.6. **Características de Sistemas Tolerantes a Falhas**

Da mesma forma como foi feito para “falha” e “falência”, cabe que o conceito de **FTCS** seja também colocado.

Segundo *Isermann* (2006), um sistema é dito tolerante a falhas se *“... elas são compensadas de uma maneira que não o levem para um evento de falência...”.*

Já *Blanke et al.* (2006), por sua vez, postula que “... *um sistema tolerante a falhas tem a propriedade de que falhas não acarretam falência da malha fechada do mesmo...*”. Mais ainda, ambos chamam a atenção ao fato de que, quando há ocorrência de falhas, a degradação pela qual o sistema passar deve ser “suave” (*graceful*).

Por fim, *Alwi et al.* (2011) descrevem um **FTCS** como *“... um sistema de controle que tem a habilidade de acomodar falhas de componentes automaticamente. São capazes de manter a estabilidade geral do sistema e desempenho aceitável após a ocorrência das mesmas. Também é chamado de auto-reparável, reconfigurável ou reestruturável”.*

Um **FTCS** deve ser capaz de executar as operações:

- **Detecção de falhas:** decisão se uma falta ocorreu ou não, determinando o tempo a partir do qual o sistema tornou-se sujeito a alguma falha;

- **Isolação de falhas:** ação de encontrar qual foi o componente sujeito a falha, após a detecção ter ocorrido, a fim de determinar o local da falha;

- **Identificação de falhas:** determinação, se possível, do tipo da falha e estimação de sua magnitude (severidade), após sua a isolação;

- **Reconfiguração da malha de controle, pós-falhas:** alteração da malha de controle de modo a compensar/acomodar/eliminar a falha identificada. Nesta etapa, ao menos uma das seguintes ações pode ocorrer:

- A troca de canal do sensor falhado por uma redundância analítica;
- O chaveamento para atuador redundante e desligamento do falhado, se necessário;
- A mudança ou reestruturação da lei de controle atuante na malha (para que possam ser garantidos os objetivos de desempenho mesmo em situação degradada).

Blanke et al. (2006) definem como “diagnóstico” a conjunção das operações de “isolação” e “identificação”.

Segundo já mostrado pela Figura 1, em um **FTCS** os blocos em azul e preto retratam um sistema de controle de malha fechada e sua planta. Os blocos em vermelho constituem a parte do **FTCS** que propiciará a tolerância a falhas, justamente as operações de diagnóstico e de reconfiguração. A partir das informações dos estados, saídas e entradas do sistema, o bloco de **FDD** age sobre o de **CR**, que por sua vez reconfigura o **FTCS**.

A dependência do sucesso (i.e., robustez) da reconfiguração sobre as etapas anteriores de detecção e diagnóstico (isolação + identificação) é ressaltada por *Zhang e Jiang* (2008) e *Patton* (1997). Mais ainda: o esquema de **FDD** deve ser sensível à ocorrência de falhas e robusto às incertezas presentes em sistemas reais, e, o mecanismo de reconfiguração deve ser capaz de atender ao “chaveamento” tão rápido quanto possível. Aqui se estabelece um compromisso brevidade x correção: a reconfiguração não pode ser prematura, sob risco de levar o sistema à instabilidade por inadequação dos parâmetros necessários; enquanto que a reconfiguração excessivamente tardia aumenta a probabilidade de falência/perda do sistema como um todo, pela deterioração continuada da falha em primeira instância.

2.7. Abordagens possíveis para a Detecção e Diagnóstico de Falhas

Conforme sumarizado por *Zhang e Jiang* (2008), dentre o universo de métodos que podem ser utilizados para fins de **FDD** é aplicável a classificação de métodos baseados em modelos e em sinais, de natureza quantitativa e qualitativa (vide Figura 3).

Dentre os métodos baseados em modelos e de natureza quantativa estão a estimação de parâmetros e de estados, baseados em mínimos quadrados recursivos e filtragem ótima (*GERTLER,* 1993; *PATTON*, 1997; *NYBERG*, 1999; *TEIXEIRA,* 2005; *ISERMANN*, 2006; *DUCCARD,* 2009; *BALDI et al*., 2010; *ABAUZIT; MARZAT*, 2013) e o uso de equações no espaço de paridade (*GERTLER*, 1997; *ISERMANN*, 2006; *LEITE,* 2007). No universo aeroespacial é a abordagem mais comumente observada desde trabalhos como os de *Willsky* (1976) e de *Vanderwelde* (1984).

Do uso destes métodos acima para a geração de resíduos, advém a extensa aplicação de métodos estatísticos para determinação de ruptura de limiares de falhas, como **GLRT** (*Generalised Likelihood Ratio Test*), **CUSUM** (*Cumulative Summing*) e **SHT** (*Structured Hypothesis Testing*).

Nyberg (1999) combina o uso de equações de paridade e **HST** para **FDD** em aplicações automotivas; T*eixeira* (2005) avalia diferentes filtros lineares (*Doyle-Stein*, *Observador de Luenberger*, etc.) associados a uma função de decisão baseada na localização dos vetores de resíduos no subespaço de falhas, aplicado a um lançador atmosférico; *Leite* (2007) combina o uso de resíduos ótimos para sensores e estruturados para atuadores, associadamente ao uso de **HST**; para **FDD** nos sensores e atuadores de um satélite artificial; *Duccard* (2009) utiliza resíduos obtidos a partir de um esquema **MMAE** (*Multiple Model Adaptive Estimation*) combinado a **HST** (*Hypothesis Sequential Testing*) para **FDD** em um **UAV** e, finalmente; *Hansen* (2012) faz uso de uma combinação de **EKFs** (*Extended Kalman Filter*) e de mínimos quadrados recursivo-adaptativo para geração de resíduos, associados a **GLRT** para detecção de mudança nos mesmos.

Quanto à natureza qualitativa, podem ser citados trabalhos como de *Bøgh e Blanke* (1997), que faz uso da abordagem de grafos estruturais para mapear a propagação de falhas no satélite *Ørsted*. Nele foram amplamente utilizados métodos estáticos, como **FTA** (*Fault-Tree Analysis*), **FMEA** (*Failure Mode; Effect Analysis*) e *Severity Assessment* para compor as regras de propagação de falhas nos grafos e gerenciamento de redundâncias do satélite. *Blanke et al*. (2006) dedicam um capítulo exclusivamente à conceituação deste método, citando exemplos de aplicação para aplicações navais e centrais térmicas. *Ligieza e Kościelny* (2008) propuseram – para diagnóstico de múltiplas falhas em sistemas industriais – uma abordagem batizada de "*dois níveis*", na qual o primeiro nível é composto pelo uso de grafos e modelos algébricos e, o segundo nível por modelos causais. Ainda segundo a perspectiva de análise estrutural para fins de **FDD**, *Daigle et al.* (2008) desenvolvem uma técnica baseada em eventos para casos de falhas múltiplas, chamada de "conflitos possíveis", com base na hipótese de que tais falhas múltiplas podem se manifestar como uma sequência de assinaturas de falhas observáveis.

É sensivelmente menor a disponibilidade de referências que tratem de métodos baseados em sinais para fins de **FDD**, conforme já colocam *Zhang e Jiang* (2008).

Isermann (2006) elenca métodos como filtragem de banda passante, análise de *Fourier*, transformada de *wavelets*, análise espectral e estimação de parâmetros de sinais por modelos autorregressivos.

Notavelmente, predominam as abordagens no domínio da frequência para **FDD** em máquinas rotativas, como geradores, bombas, bobinadeiras e turbinas.

Jurisic (1996) propõe um conjunto de critérios para diagnóstico de falhas de componentes passivos de filtros analógicos, obtidos a partir de um repertório de respostas em frequência correlacionados com um repertório de falhas mais prováveis.

Wang e Chen (2009) propõem o uso combinado de teoria da informação com dados espectrais obtidos por meio da transformada de *Hilbert* para o diagnóstico de falhas mecânicas em rolamentos, a partir de sinais de vibração monitorados. Os resultados mostrados pelos autores demonstram melhor desempenho do que o uso de transformadas de *wavelets*.

Hocine et al. (2015) modelam falhas mecânicas de caixas redutoras de geradores eólicos a fim de observarem seu impacto nos fasores das tensões eletromotrizes. Utilizam de análise da resposta em frequência sobre os dados deste fasores para isolarem a falha de quebra de dente em um par de engrenagens específico do redutor.

Para máquinas rotativas (como centrífugas, bombas e geradores), *Metsäntähti* (2014) compara o uso de autocorrelação, **FFT**, **STFT** e transformadas de *wavelets* para a obtenção de sinais periódicos e diagnósticos dos modos normal e falhados.

Ghaderi e Kabiri (2011) estudaram o uso de **FFTs** combinado com **PCA** (*Principal Component Analysis*) para que, a partir de emissões acústicas, fosse implementado um esquema de detecção de falhas para motores automotivos. *Paiva* (2003) propôs método que faz uso de transformada de *wavelets* adaptativas, o qual foi validado comparativamente com *wavelets* fixas e com observadores de estados, na detecção de falhas em um servomecanismo aeronáutico. *Fujito* (1992) combinou a geração de resíduos com um algoritmo "especialista" para tomada de decisão, cujas regras foram baseadoas em heurísticas *Mahmad* (2008) fez uso de redes neurais artificiais (redes de *Elman*) para **FDD** em motores de indução, a partir do uso combinado de **FFT** para extração de características em regimes normal e falhados.

O conceito de *clusterização* como método de classificação é explorado por autores clássicos na área de reconhecimento de padrões, como *Fukunaga* (1990) e *Duda et al*. (2000) e. Entretanto, apesar da tratativa matemática rigorosa feita por estes autores, não é apresentada variante de método a qual seja utilizada para fins de **FDD**.

Nesse sentido, *Gayarre-Peña* (2015) propôs um método de classificação particional não-hierárquica e não-supervisionada, segundo uma abordagem algorítmica (batizado de *BabyLO-BR*), o qual demonstrou potencial para gerar padrões (assinaturas) distintos para resíduos de sensores e atuadores de um satélite artificial, em condições normais e de falhas.

No presente trabalho, é feita uma utilização combinada de métodos baseados em modelos (resíduos obtidos a partir de filtros de *Kalman* e de equações de paridade; classificadores não-hierárquicos e técnicas de filtragem e extração de características no domínio da frequência). Dessa maneira, objetiva-se ter um esquema de **FDD**, o qual combine as virtudes de métodos diversos, ao mesmo tempo em que mitiga as limitações destes mesmos.

2.8. **Abordagens possíveis para a Reconfiguração do Controle**

A execução da reconfiguração, ou simplesmente **CR**, é vinculada à lógica de decisão ditada pelo esquema de **FDD** e, depende de uma correta interpretação do comportamento da planta, dos sensores e dos atuadores (dada pelo **FDD**) para que seja bem sucedido.

Os paradigmas de reconfiguração do sistema de controle têm evoluído desde a década de 70 (*EMPFINGER*, 1975) e todos eles trazem inerentemente dificuldades de implementação e contraindicações. Isso por si corrobora o que já foi dito para os métodos de **FDD**, de que não há um método exclusivo e genérico, benéfico a todos os casos de aplicação ou necessidades.

Os paradigmas de **CR** podem ser classificados como:

- Redundância física;
- Projeção (método *off-line*);
- Re-projeto de controlador (método *on-line*);

- Ocultamento da falha (*fault-hiding*);

- Controle com aprendizado.

Alguns métodos contidos nos paradigmas acima serão comentados a seguir (segundo Figura 2). Assumido isso, da ação de **CR** espera-se que sejam atendidos os seguintes objetivos (*STEFFEN,* 2005), supondo o sistema controlado linear:

- **Estabilização:** a malha de controle reconfigurada deve ser capaz de oferecer estabilidade ao sistema. Logo se assume que o par (A, B_f) é estabilizável, e, o par $(A,C_f)^T$ é detectável;

- **Recuperação do equilíbrio:** a malha de controle reconfigurada satisfaz ao critério de recuperação de equilíbrio, de modo que após a estabilização ter sido obtida

$$\begin{aligned} &seja\ r(t) = y_{observado}(t) - y_{estimado}(t) \\ &se\ t \to \infty \\ &então\ r(t) \to 0 \end{aligned} \tag{2.1}$$

- **Recuperação da trajetória:** a malha de controle reconfigurada satisfaz ao critério de recuperação de trajetória no espaço de estados, de modo que após o equilíbrio ter sido recuperado

$$\begin{aligned} &seja\ r(t) = y_{reconfigurado}(t) - y_{normal}(t) \\ &se\ t > t_{reconfiguração}\ \text{e}\ t \to \infty \\ &então\ r(t) \to 0 \end{aligned} \tag{2.2}$$

- O uso de **redundância física** como meio para **CR** tem origem em aplicações do tipo *safety-critical* (aeronaves, centrais nucleares, etc.), nas quais falhas podem levar a eventos catastróficos. Mandatoriamente, envolve a instalação de *hardware* redundante (sensores e atuadores), o qual é comutado para uso após o homólogo falhado ter sido diagnosticado como tal. É uma abordagem cara, pois cada elemento deve ter pelo menos uma redundância. Entretanto, sempre deve haver redundância física em alguma medida caso se deseje atingir tolerância a falhas em um dado sistema.

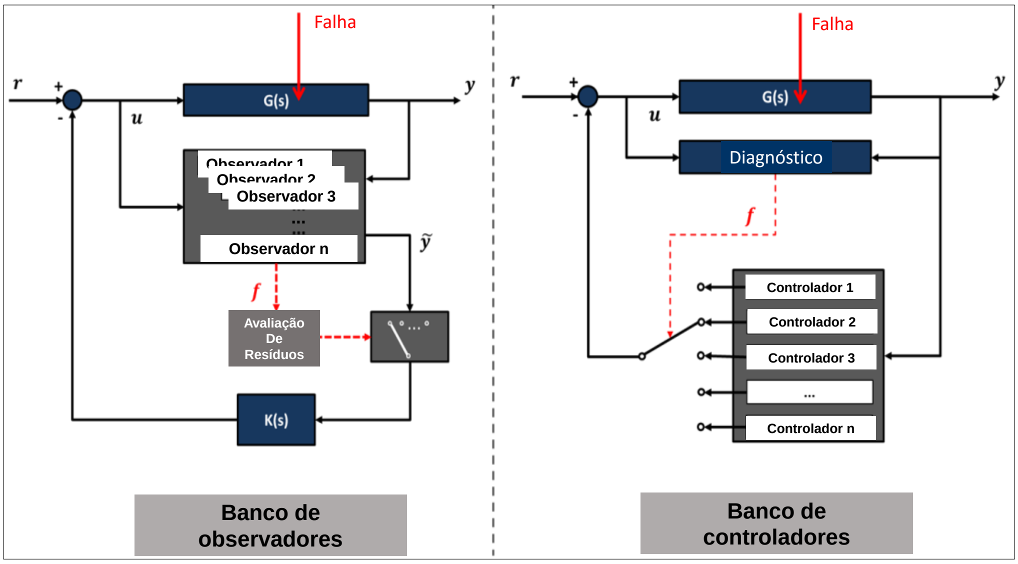
O método descrito como de "**Projeção**" diz respeito à criação de **bancos de observadores** e **bancos de controladores**, os quais dizem respeito a um repertório de falhas pré-definido. Estes bancos são definidos ou calculados *a priori* e embarcados no sistema controlado. Neste caso, sempre que ocorre o diagnóstico de uma falha, ocorre comutação automática à redundância analítica ou controlador alternativo correspondentes àquele cenário de falha. Pode ser utilizado para sistemas lineares e não-lineares.

Se for considerado que as falhas estejam restritas a sensores, é possível utilizar um **banco de observadores** como redundância para cada um destes sensores, sendo que cada observador utiliza informação de todos os sensores exceto um. A informação do sensor "faltante" é estimada por cada observador, e, este método forma o que se conhece por *Generalized Observer Scheme* (*PATTON et al*., 1989).

O uso de **banco de controladores** tem um caráter ainda mais genérico do que aquele de um banco de observadores e pode ser utilizado para recobrir casos de falhas de sensores (concomitantemente com banco de observadores), perda de redundância ou saturação de atuadores (*LUNZE; RICTHER*, 2006). A figura 8 ilustra esquematicamente estas abordagens.

A abordagem por **projeção** *off-line* é a de maior uso na indústria aeronáutica-aeroespacial, por permitir uso concomitante com outras técnicas de projeto de controladores, como linear-quadrático, atribuição de autoestrutura e µ–síntese (*LEITH; LEITHEAD, 2012*).

Figura 8 – Bancos de observadores e de controladores



Fonte: adaptado de *Siqueira e Lopes* (2013)

O **re-projeto do controlador**, *on-line*, assume que após a informação de falha detectada e diagnosticada – de sensor ou de atuador – um novo controlador é automaticamente projetado, a fim de manter o desempenho, estabilidade e segurança da planta controlada. Todo este processo, espera-se, deve ocorrer sem intervenção humana e em tempo de execução (*run-time*) da planta controlada.

Como indica a figura 2, este paradigma pode ser baseado em diferentes métodos de projeto, os quais podem ser mais ou menos adequados segundo cada caso. Geralmente, tiveram sua origem na indústria aeronáutica.

Um dos primeiros métodos de reconfiguração investigado foi o de Pseudo-Inversa (**PIM**, *Pseudo-Inverse Method*), cuja idéia central é a de que a dinâmica de malha fechada deve ser mantida, pela minimização da norma de *Frobenius* entre a malha fechada do sistema normal e sistema falhado/reconfigurado (*LUNZE; RICHTER*, 2006). Este método é particularmente útil no caso de falhas de atuador, uma vez que é capaz de redistribuir entre os atuadores remanescentes o esforço de controle. Entretanto, seu maior problema é que a solução do problema de minimização não-restrito é incapaz de garantir a estabilidade do sistema reconfigurado (*GAO; ANTSAKLIS*, 1991). Nesse sentido, *Staroswiecki* (2005) propôs o uso de um **PIM** modificado (ou, **MPIM** – *Modified PIM*), o qual restringe o espaço de soluções a um conjunto de modelos admissíveis.

No trabalho de *Konstantinopoulos e Antsaklis* (1996) foi investigado o uso de atribuição de auto

estrutura (**EA** – '*Eigenstructure Assignment*') para efetuar a reconfiguração de um sistema de controle. *Jiang* (2004) afirma que a autoestrutura é a mais importante "quantidade" a ser restaurada em um sistema de malha fechada após a ocorrência de uma falha. Por definição, sabe-se que as características mais importantes acerca da dinâmica de um sistema são dadas por sua autoestrutura (autovalores e autovetores). A proposta então visa fazer com que, uma vez que tenha ocorrido e sido diagnosticada a falha, que seja projetado um novo controlador o qual reposicione a auto-estrutura novamente sobre as especificações nominais, ou, tão próxima disso quanto possível.

Em *Konstantinopoulos e Antsaklis* (1996), é proposto um esquema que preserva os autovalores dominantes, a fim de os novos autovetores estarem o mais próximo possível dos autovetores originais (nominais). A estabilidade do sistema reconfigurado é garantida pela satisfação de uma equação de *Lyapunov* e aplicável tanto a sistemas caracterizados pela retroalimentação de saídas quanto de estados. Uma desvantagem que provavelmente precisa ser investigada é a responsividade computacional desta abordagem em condições de tempo real.

O uso de projeto linear-quadrático (**LQ** *design/re-design*) para **CR** é também possível, conforme estudaram *Looze et al.* (1985). Neste caso, os valores das matrizes de ponderação para o projeto do controlador em condição nominal são utilizados como critério para o cálculo de um novo conjunto de ganhos, por meio da solução da equação algébrica de *Ricatti*. Segundo *Lunze et al.* (2003), o esforço computacional é considerável, e, deve ser sempre garantido que está disponível (e garantida) a retroalimentação de todos os estados do sistema/planta controlada.

Um método relativamente novo é o de **ocultação da falha** (*fault-hiding*), tratado explicitamente por *Steffen* (2005), apesar de *Looze et al.* (1985) implicitamente terem desenvolvido trabalho a respeito. O princípio básico é o de manter o controlador (ou, leis de controle) nominal, fazendo com que, após o advento de uma falha (ou falhas) de atuador, seja inserido um bloco entre a planta controlada falhada e o controlador. Esta abordagem faz com que planta controlada e controlador não mais tenham perspectivas recíprocas sobre ação de controle (1) produzida pelo controlador, e, (2) recebida pela planta; assim como (3) saída enviada pela planta controlada, e, (4) conjunto de parâmetros de controle recebido pelo controlador. O bloco intermediário faz com que o comportamento dinâmico da planta enxergado pelo controlador seja mantido, e, ajusta os sinais do controlador nominal à planta falhada.

A utilidade principal, conforme mostra *Steffen* (2005) em seu trabalho, se presta à realização de atuadores virtuais. Porém, o mesmo demonstra que a dualidade para sensor é também possível e viável.

O caso mais clássico de controle com aprendizado – e certamente o mais estudado e utilizado – é o **controle adaptativo**. Este método tem como principal característica a capacidade de o controlador se adaptar (como propõe o advérbio) a parâmetros os quais são variáveis, ou, a princípio incertos (incluídas aí dinâmicas não-modeladas). Neste caso, dado que o controlador adaptativo tem um caráter continuamente reconfigurável (*NASA*, 1971; *DYDEK et al.*, 2010), ele se presta a atender ao princípio de acomodação.

A acomodação visa atingir, com o sistema falhado, os mesmos objetivos a serem atingidos pelo sistema em modo normal. Nem sempre isto é possível, então estes objetivos podem ser relaxados para os respectivos modos falhados.

A principal ferramenta para a acomodação do controle é a teoria de controle adaptativo. Principalmente do ponto de vista de *Åström e Wittenmark* (1989), onde o problema é considerado como composto por duas malhas.

A malha de estimação é mais lenta do que a malha de controle. Estendendo esta idéia para o caso de falha, a acomodação é "gatilhada" apenas após o instante de detecção de falha. A partir de então a estimação de falha, vinda do diagnóstico, serve como entrada para um mecanismo de adaptação dos parâmetros do controlador.

No presente trabalho, quando a capacidade de reconfiguração é avalida, utiliza-se uma combinação de projeção *off-line* a partir de um conjunto pré-calculado de ganhos **LQ**.

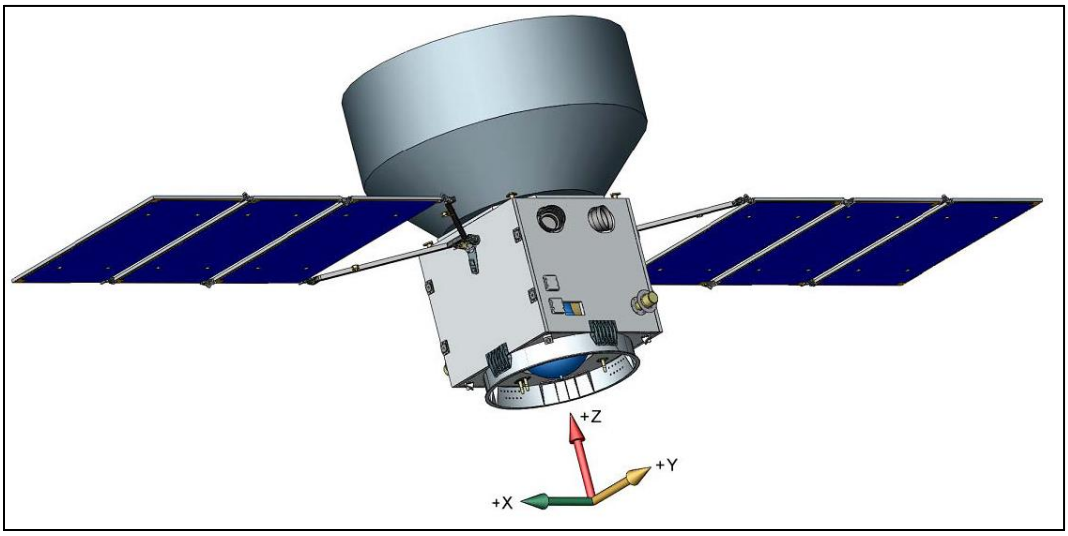
3 A PMM – PLATAFORMA MULTIMISSÃO

A Plataforma Multi-Missão (**PMM**) foi concebida para ser uma plataforma modular capaz de servir como base para várias missões científicas, de comunicação e de observação da Terra em baixas órbitas terrestres. A **PMM** é constituída de subsistemas básicos que fornecem o essencial para o funcionamento do satélite e um suporte para a integração de uma carga útil que será escolhida de acordo com a missão que o satélite irá desempenhar.

3.1. Características Sistêmicas

Uma visão da **PMM**, com os painéis solares abertos e o envelope previsto para a carga útil, se encontra na Figura 9.

Figura 9 – Visão ilustrativa da **PMM.**



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 para a Terra, para o 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** é também conhecido como *Attitude Control and Data Handling* (**ACDH)**, implanta as seguintes funções (INPE, 2001):

- Gerenciamento de dados a bordo do satélite;

- Controle de atitude e órbita.

O **ACDH** é composto pelos seguintes componentes (INPE, 2001):

- Computador de Bordo;

- **Sensores:**

    - **Magnetômetros**: cada um dos dois magnetômetros instalados provê medição do campo magnético em três eixos;

    - **Unidade Inercial**: provê velocidade angular nos três eixos principais de inércia do satélite;

    - **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;

  - **Sensores de Estrela**: cada um dos dois sensores de estrelas provê informação de atitude em três eixos autonomamente;

  - **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:**

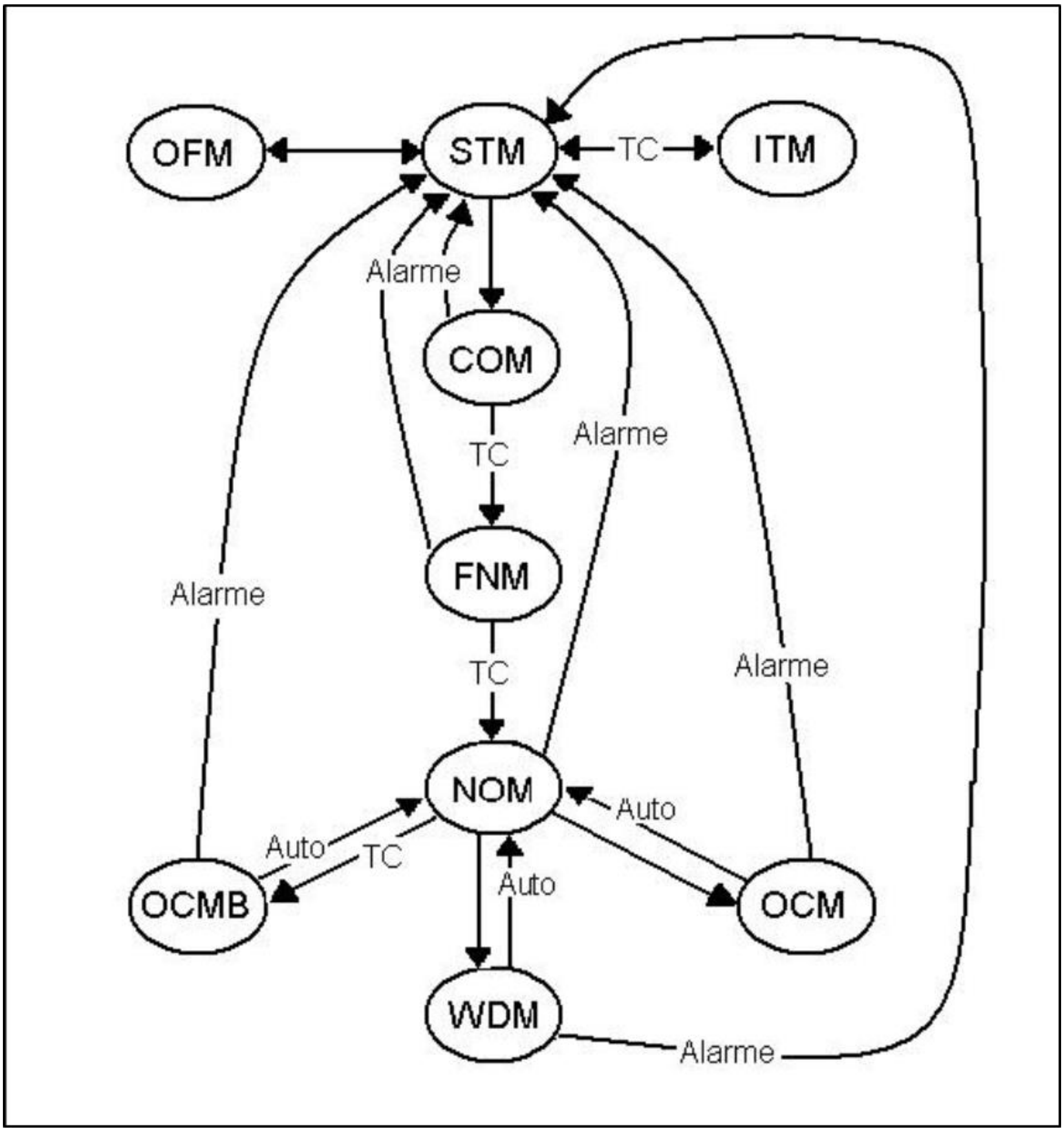
  - **Bobinas Magnéticas**: o conjunto de três bobinas magnéticas provê torque magnético de controle em três eixos;

  - **Rodas de Reação**: o conjunto de quatro rodas de reação provê controle de atitude em três eixos.

Um satélite enfrenta diferentes condições de operação ao longo de sua vida útil. Para cada condição é associado um modo de funcionamento, os quais são definidos logicamente pela máquina de estados.

A Figura 10 traz a máquina de estados da **PMM**, onde cada modo é definido pelo ambiente e condição em que o satélite se encontra.

Figura 10 – Máquina de Estados da **PMM**



Fonte: INPE (2001).

- **Modos de Solo**
  - ***Modo Desligado ("Off Mode" - OFM)*** - todos os equipamentos estão desligados (com a bateria desconectada). Este modo serve para armazenamento e transporte;
  - ***Modo de Integração e Teste ("Integration and Test Mode" - ITM)*** - Esse modo é usado durante a montagem e testes de integração ou na plataforma de lançamento;

- **Modos de Voo**
  - ***Modo de Inicialização (“Start Mode” - STM)*** - deve ser usado em Terra, durante a fase de vôo e pode ser usado a qualquer momento durante a vida útil do satélite;
  - ***Modo de Contingência (“Contingency Mode” - COM)*** – serve para automaticamente levar o satélite e sua carga útil do modo **STM** para outro modo seguro, após a separação do lançador ou no caso da detecção de uma anomalia;
  - ***Modo de Navegação Fina (“Fine Navigation Mode” - FNM)*** - usado para aquisição de atitude, posição e tempo de forma precisa, para permitir a transição do modo de contingência para o modo nominal;
  - ***Modo Nominal (“Nominal Mode” - NOM)*** - modo operacional do satélite por excelência, nele a carga útil pode cumprir seus objetivos e ocorre, quando necessário, a dessaturação das rodas de reação por meio da bobinas magnéticas;
  - ***Modo de Dessaturação das Rodas com Propulsores (“Wheels Desaturation Mode with Thrusters” - WDM)*** – realiza a dessaturação das rodas de reação por meio do acionamento dos propulsores (esse procedimento visa reduzir a velocidade angular das rodas para níveis nominais de operação);
  - ***Modo de Correção de Órbita (“Orbit Correction Mode” - OCM)*** - utilizado para realizar manobras orbitais, no plano da órbita ou para fora dele.
  - ***Modo Salvaguarda de Correção de Órbita (“Orbit Correction Mode Backup” - OCMB)*** - caso um dos propulsores não redundantes se encontre falhado, as manobras orbitais serão realizadas com somente dois dos

propulsores simétricos para minimizar os torques de perturbação.

Neste trabalho, considera-se que a **PMM**:

- Opera apenas um giroscópio (taxa angular, inercial) e um sensor de estrelas (atitude, por hipótese, fornece suas leituras no referencial inercial) com um canal dedi cada eixo principal, como sensores;

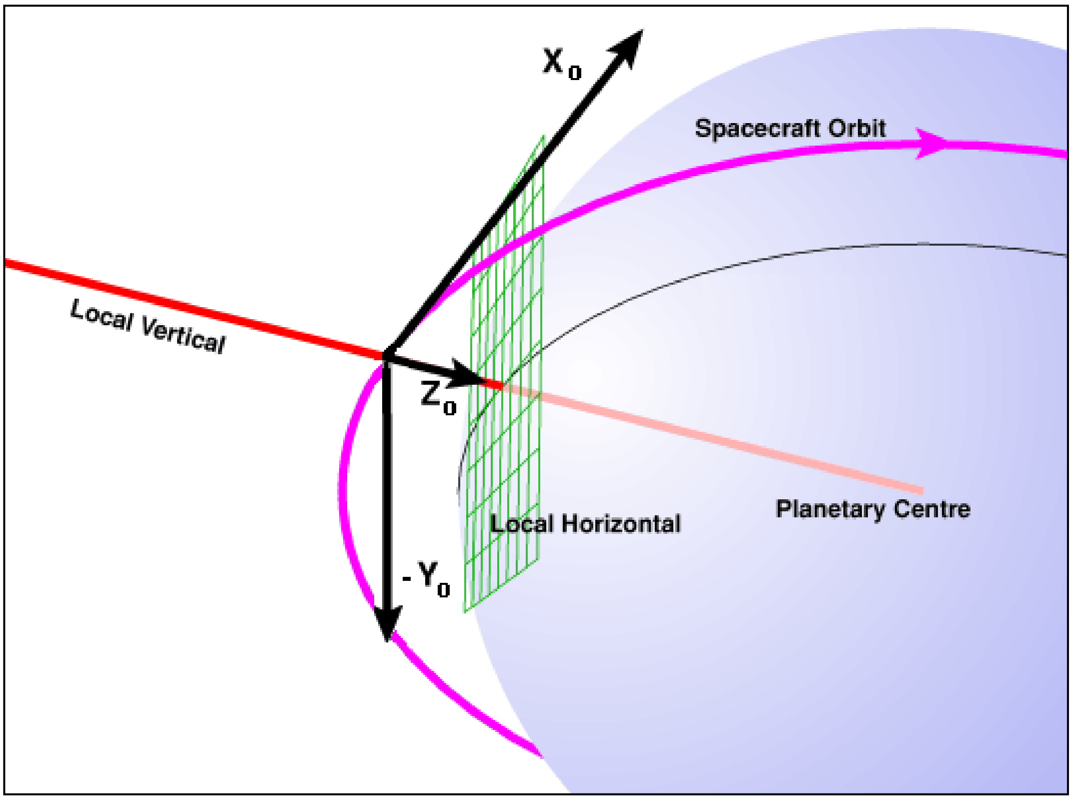
- É equipada somente com rodas de reação como atuadores (1 por eixo principal e 1 em instalação *skew*, anti-simétrica, como redundância para as 3 demais);

- Opera somente em *modo Nominal*, no qual o satélite realiza, após a manobra de *de-tumble*, exclusivamente manutenção de apontamento.

A operação em modo Nominal consiste manter os eixos alinhados com os eixos do referencial Vertical Local Horizonte Local (**VLHL**) (vide Figura 11). Esse é um referencial girante no plano da órbita do satélite, cujo sistema de coordenadas tem origem no centro de massa do mesmo.

O eixo $\mathbf{Z_0}$ aponta na direção do centro da Terra, o eixo $\mathbf{Y_0}$ aponta na direção normal ao plano da órbita e o eixo $\mathbf{X_0}$ é obtido pela regra da mão direita, coincidindo com a direção do vetor velocidade orbital linear, para uma órbita circular.

Figura 11 – Referencial Vertical Local Horizonte Local.



A **PMM**, por fim, tem os seguintes requisitos relacionados às suas funções de apontamento, correção e manutenção de atitude:

- Precisão de apontamento: < 0,05° (3σ);
- Deriva ("*Drift*"): < 0,001°/s (3σ);
- Desvio ("*Off pointing*") de 30º até 0° em no máximo 180 s.

3.2. **Modelagem Matemática da Dinâmica**

O modelo de simulação da **PMM** é o *test-bench* utilizado neste trabalho, vem sendo utilizado desde *Gobato* (2006) e tem histórico com *Amaral* (2013) e *Leite* (2007).

O modelo, originalmente feito em *MATRIXx/SystemBuild®*, foi completamente reescrito segundo a linguagem de programação do ambiente *Matlab/Simulink®*, a fim de que fossem introduzidas as modificações necessárias ao desenvolvimento deste trabalho, como por exemplo: as redundâncias analíticas para estimação das taxas angulares da **PMM**, os modelos de falha de sensores e de atuadores, as lógicas de chaveamento para redundâncias, etc.

A referência de trabalhos anteriores permitiu que fosse acelerado o processo de modelagem de simulação do banco de provas (*test-bench*), sem o qual não teria sido possível desenvolver, testar e obter os resultados deste trabalho.

O modelo de simulação assume, para os fins deste trabalho, as seguintes hipóteses:

- A **PMM** é como um corpo rígido, sem flexão;
- Os torques internos são nulos, exceto aqueles das rodas de reação;
- O atrito da roda e o momento inicial são nulos;
- Os torques externos de perturbação são exacerbados e, modelados como uma distribuição normal, diferentemente dos valores fixos de *Gobato* (2006), com valor médio de 10^{-4} [N.m] e desvio padrão de 2 x 10^{-4} [N.m] em cada eixo do satélite. Isso se justifica pela intenção de explorar a robustez da malha de controle e também a do método de **FDD** presentes neste trabalho;
- As rodas de reação funcionando somente em modo normal, ou seja, as três rodas de *rolamento*, *elevação* e *azimute*;
- O controlador é definido segundo o método **LQR** (*Linear Quadratic Regulator*), o qual é **MIMO**;
- Os giroscópios têm redundância analítica;
- As rodas de reação têm a característica modificada (maior capacidade) como feito em *Gobato* (2006).

3.2.1. Dinâmica e Cinemática da PMM

São utilizados neste trabalho três referenciais distintos:

- **Inercial**: é definido como **ECI** – *Earth Centered Inertial* – como mostrado por *Gobato* (2006);

- **VLHL:** referencial girante do plano da órbita do satélite, cuja origem coincide com o centro de massa do mesmo. O eixo $\mathbf{Z_0}$ aponta na direção do centro da Terra, o eixo $\mathbf{Y_0}$ aponta na direção normal ao plano da órbita e o eixo $\mathbf{X_0}$ é obtido pela regra da mão direita, coincidindo com a direção do vetor velocidade orbital linear, para uma órbita circular (Figura 11);

- **Centro de Massa:** referencial do corpo do satélite, no qual os eixos são escolhidos como coincidentes com os daqueles principais de inércia. O eixo **X** (*rolamento*) é nominalmente alinhado com $\mathbf{X_0}$, o **Y** (*elevação*) com $\mathbf{Y_0}$ e **Z** (*azimute*) com $\mathbf{Z_0}$.

A expressão geral, não linear, definida em relação ao referencial inercial e descrita no referencial do centro de massa, do momento angular do satélite é:

$$\dot{\vec{H}}_S + \vec{\omega}_S \times [(I_R + I_S)\vec{\omega}_S + I_R \vec{\omega}_{RS}] = \vec{M}_{Ext} + \dot{\vec{H}}_R \qquad (3.1)$$

Na qual:

- $\dot{\vec{H}}_S$: Vetor torque atuante sobre o satélite;

- $\dot{\vec{H}}_R$: Vetor torque de controle da(s) roda(s) de reação;

- $\vec{M}_{Ext}$: Vetor torques externos (ambientais) de perturbação;

- $\vec{\omega}_S$: Vetor velocidade angular do satélite;

- $\vec{\omega}_{RS}$: Vetor velocidade angular, relativa entre o satélite e a roda de reação ($\vec{\omega}_{RS} = \vec{\omega}_R - \vec{\omega}_S$);

- $(I_R + I_S)$ Soma dos tensores de inércia da roda de reação e do satélite.

Considerando o satélite como um corpo rígido em uma órbita circular, define-se o referencial **VLHL** como o versor descrito no referencial **Inercial**:

$$\hat{V} = \begin{bmatrix} \hat{v}_x \\ \hat{v}_y \\ \hat{v}_z \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

A velocidade angular $\hat{V}$ com relação ao referencial **Inercial** é velocidade orbital na direção de $\hat{v}_y$:

$$\vec{\omega}_{V/I} = -\vec{\omega}_0 \hat{v}_y \tag{3.3}$$

A velocidade angular $\vec{\omega}_s$, no referencial fixo no **Centro de Massa**, é dada por:

$$\vec{\omega}_s = \vec{\omega}_{S/V} + \vec{\omega}_{V/I} = \vec{\omega}_{S/V} - \vec{\omega}_0 \hat{v}_y \tag{3.4}$$

No âmbito deste trabalho e analogamente ao definido em *Gobato* (2006), a orientação do referencial fixo no corpo com relação ao **VLHL**, segundo uma sequência 3-2-1 de rotações dos ângulos de *Euler*, é dada por:

$$C_{VS} = C_\phi \cdot C_\theta \cdot C_\psi = \begin{bmatrix} c_\theta c_\psi & c_\theta s_\psi & -s_\theta \\ s_\phi s_\theta c_\psi - c_\phi s_\psi & s_\phi s_\theta s_\psi + c_\phi c_\psi & s_\phi c_\theta \\ c_\phi s_\theta c_\psi + s_\phi s_\psi & c_\phi s_\theta c_\psi - s_\phi c_\psi & c_\phi c_\theta \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Utilizando a relação de (3.5) para descrever a velocidade angular do referencial **Centro de Massa** com relação ao VLHL:

$$\begin{bmatrix} \vec{\omega}_{Sx/V} \\ \vec{\omega}_{Sy/V} \\ \vec{\omega}_{Sz/V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -s_\theta \\ 0 & c_\phi & s_\phi c_\theta \\ 0 & -s_\phi & c_\phi c_\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

Substituindo a relação de (3.4) em (3.6):

$$\begin{bmatrix} \omega_{Sx} \\ \omega_{Sy} \\ \omega_{Sz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -s_\theta \\ 0 & c_\phi & s_\phi c_\theta \\ 0 & -s_\phi & c_\phi c_\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} - \omega_0 \cdot \begin{bmatrix} c_\theta s_\psi \\ s_\phi s_\theta s_\psi + c_\phi c_\psi \\ c_\phi s_\theta c_\psi - s_\phi c_\psi \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Depois de alguma álgebra, a relação diferencial cinemática que expressa as taxas inerciais do satélite no referencial do **Centro de Massa** é:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_\theta & s_\phi c_\theta & c_\phi s_\theta \\ 0 & c_\phi c_\theta & -s_\phi c_\theta \\ 0 & s_\phi & c_\phi c_\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_{Sx} \\ \omega_{Sy} \\ \omega_{Sz} \end{bmatrix} - \frac{\omega_0}{c_\theta} \cdot \begin{bmatrix} s_\psi \\ c_\theta c_\psi \\ s_\theta c_\psi \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

3.2.2. Sensores da PMM

Sensores são elementos de transferência dinâmica (*LEITE*, 2007), onde somente a saída *y(t)* é acessível. Sua função é transmitir informação das grandezas físicas medidas, o que acontece, sempre acompanhado de incertezas (intrínsecas ou extrínsecas), as quais corrompem as medidas realizadas.

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.

Como já mencionado, serão utilizados como sensores neste trabalho apenas giroscópios e sensores de estrela.

No modelo de simulação, as leituras dos sensores consistem na primeira (giroscópio) e na segunda (sensor de estrelas) integrais da aceleração que ocorre em cada um dos eixos principais, multiplicadas por um fator de escala e somada de um viés (*bias*) fixo (distintos segundo o sensor), além de um ruído característico (distinto segundo o sensor), associado às respectivas taxas de amostragem.

$$y_{sensor}^{i}\left(x,\mathrm{t}\right)=FatorDeEscala_{sensor}^{i}\cdot x(t)+bias_{sensor}^{i}+ruido_{sensor}^{i} \quad (3.9)$$

O sensor de estrelas é independente do giroscópio e trabalha com uma taxa de amostragem menor do que aquela do giroscópio, respectivamente 5 Hz e 100 Hz.

A Tabela 1 mostra um resumo das características tomadas para o modelo de simulação, a partir da consulta a catálogos de fabricantes, como HYDRA™, L3™ e ANALOG DEVICES™. Os valores mostrados são aplicáveis igualmente aos 3 eixos de controle.

Os valores não têm correlação direta com aqueles informados nos catálogos, pois foram exacerbados para que seus efeitos pudessem ser minimamente observáveis no curto horizonte de tempo das simulações feitas para este trabalho. Os fatores de escala também foram arbitrados, de maneira a obter a melhor acurácia do sensor de estrelas, se comparado com o giroscópio.

Tabela 1 – Características dos sensores utilizados no modelo de simulação.

	Giroscópio	**Sensor de Estrelas**
Fator de escala	1.005	1.0005
Viés (*Bias*)	$3.64x10^{-8}\ rad/s$	$4.85x10^{-5}\ rad$
Taxa de amostragem	$100\ Hz$	$5\ Hz$
Valor central do ruído	$5.79x10^{-6}\ rad/s$	$2.17x10^{-5}\ rad$

As redundâncias analíticas são tratadas mais à frente, na seção 3.4.

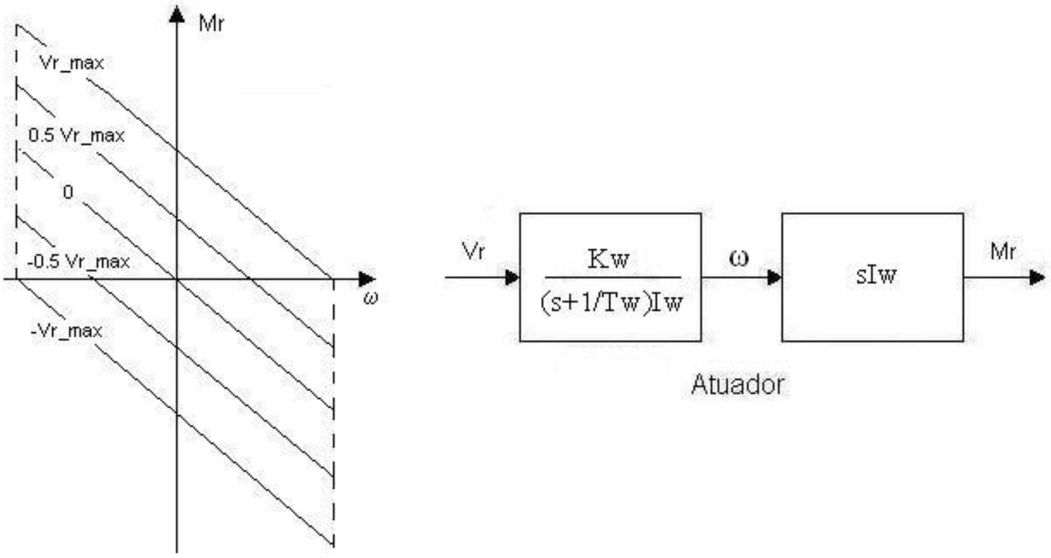
3.2.3. Atuadores da PMM

Os atuadores podem ser considerados como sistemas com características de transferência dinâmica, onde recebem um sinal de comando de atuação, a informação da resposta do atuador passa pelo processo da dinâmica do sistema, onde são gerados os sinais de saída mensuráveis a respeito do estado do sistema (*LEITE*, 2007).

Em uma condição sem falhas, os atuadores são três rodas de reação, alinhadas com os eixos principais da **PMM**. Como redundância para o evento de uma falha, existe uma quarta roda, a qual é instalada antissimetricamente em relação aos eixos principais de controle.

O modelo da roda de reação é semelhante ao sugerido por *Souza* (1980), baseado numa aproximação linear da curva característica de um servomotor CC e diagrama de blocos correspondente como mostrado na Figura 12:

Figura 12 - Aproximação linear da curva característica do servomotor e diagrama em blocos correspondente (SOUZA, 1980).



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

$$T_W = \frac{J_R \cdot \omega_{R\max}}{M_{R\max}} \tag{3.9}$$

$$K_W = \frac{M_{R\max}}{V_{R\max}} \tag{3.10}$$

Onde T_w é a constante de tempo da roda, e, K_w o ganho da roda. As rodas de reação da **PMM** utilizadas neste trabalho, seguem, em favor de caráter didático, os valores adotados por *Gobato* (2006), *Leite* (2007), *Amaral* (2008) e *Amaral* (2013).

Tabela 2 - Parâmetros da roda de reação utilizados.

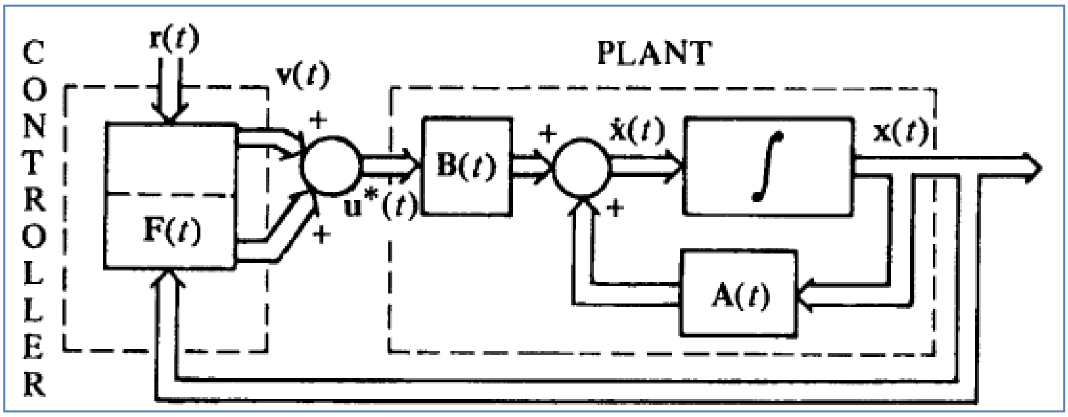
Parâmetro	Descrição	Valor
J_r	Inércia da roda de reação.	0.015 [kg.m^2]
$\omega_{R\max}$	Velocidade da roda de reação.	7500 [r.p.m]
$M_{R\max}$	Máximo torque aplicável pela roda.	0.6 [N.m]
$V_{R\max}$	Máxima tensão de alimentação da roda.	10 [V]
T_w	Constante de tempo da roda.	20 [s]
K_w	Ganho da roda de reação.	0.06 [N.m/V]

3.3. **Estratégia de Controle**

É utilizado um controlador **LQR**, **MIMO**, para cada eixo principal. O controlador **LQR** representa uma lei de controle ótima por realimentação linear da combinação dos estados do sistema. A Figura 13 traz uma visão esquemática desta estratégia de controle.

Para a fase de manobra, é utilizado um rastreador (**R-LQR**), enquanto que para a fase de manutenção de apontamento é utilizado um controlador. O objetivo do rastreador linear quadrático é de manter o vetor de estados próximo à referência zero sem um gasto excessivo de energia de controle, minimizando o funcional de custo quadrático **J**.

Figura 13 – Rastreador Linear Quadrátco,



Fonte: (*Kirk*, 1970).

Para o projeto dos ganhos que compõem o controlador, 'degenera-se' o rastreador para o caso particular do regulador (o regulador é um rastreador cuja entrada de referência é fixa em zero).

Assim, o funcional (critério de desempenho) a ser utilizado é:

$$J = \frac{1}{2} x^T(t_f) H(t_f) x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t} \left[x^T(t) Q(t) x(t) + u^T R(t) u(t) \right] dt$$

(3.11)

Sejam:

- O sistema descrito por $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$;
- Uma matriz diagonal constante $Q \geq 0,\ n \times n$;
- Uma matriz diagonal constante $R > 0,\ m \times m$;
- Lei de *retroalimentação* $u = -K(t) \cdot \mathrm{x(t)}$.

Admitindo-se horizonte de controle infinito $t_f - t_0 \to \infty$, implica que $K(t) \to K_{cte}$, o que torna algébrica a equação de *Riccati*:

$$0 = -PA - A^T P - Q + PBR^{-1}B^T P \qquad (3.12)$$

K é dado por (3.13) abaixo, a álgebra é omitida e detalhes estão contidos em *Kirk* (1970), *Bryson e Ho* (1969) e *Anderson e Moore* (1989):

$$K = R^{-1}B^{T}P \tag{3.13}$$

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

$$R = diag([r_1, r_2, ..., r_{na}]),\ r_i = \frac{1}{(\Delta u_i^{\ 2})} \tag{3.14}$$

$$Q = diag([q_1, q_2, ..., q_{na}]),\ q_i = \frac{1}{(\Delta x_i^{\ 2})} \tag{3.15}$$

Os parâmetros de sintonia são ajustados por critério do engenheiro e, como primeira tentativa, recomenda-se utilizar a regra de *BRYSON* (*BRYSON; HO*, 1969): o máximo valor aceitável para cada um dos parâmetros.

O sistema linearizado (3.16) utilizado para o cálculo dos ganhos é o mesmo proposto por *Gobato* (2006), o qual usa um vetor de estados aumentado (3.17) com *retroalimentação* da velocidade da roda de reação.

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\omega}_{Rx} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{\omega}_{Ry} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{\omega}_{Ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{I_R}{T_W I_{Sx}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_W} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_R}{T_W I_{Sy}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_W} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_R}{T_W I_{Sz}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_W} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \omega_{Rx} \\ \theta \\ \dot{\theta} \\ \omega_{Ry} \\ \psi \\ \dot{\psi} \\ \omega_{Ry} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_W}{I_{Sx}} & 0 & 0 \\ \frac{K_W}{I_R} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_W}{I_{Sy}} & 0 \\ 0 & \frac{K_W}{I_R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_W}{I_{Sz}} \\ 0 & 0 & \frac{K_W}{I_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Rx\_S} \\ V_{Ry\_S} \\ V_{Rz\_S} \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{Rx\_s} & V_{Ry\_s} & V_{Rz\_s} \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

Obs.: as inércias principais dos eixos de controle são $J_{X-Y-Z} = [295.71; 501.37; 364.82]\ Kg \cdot m^2$.

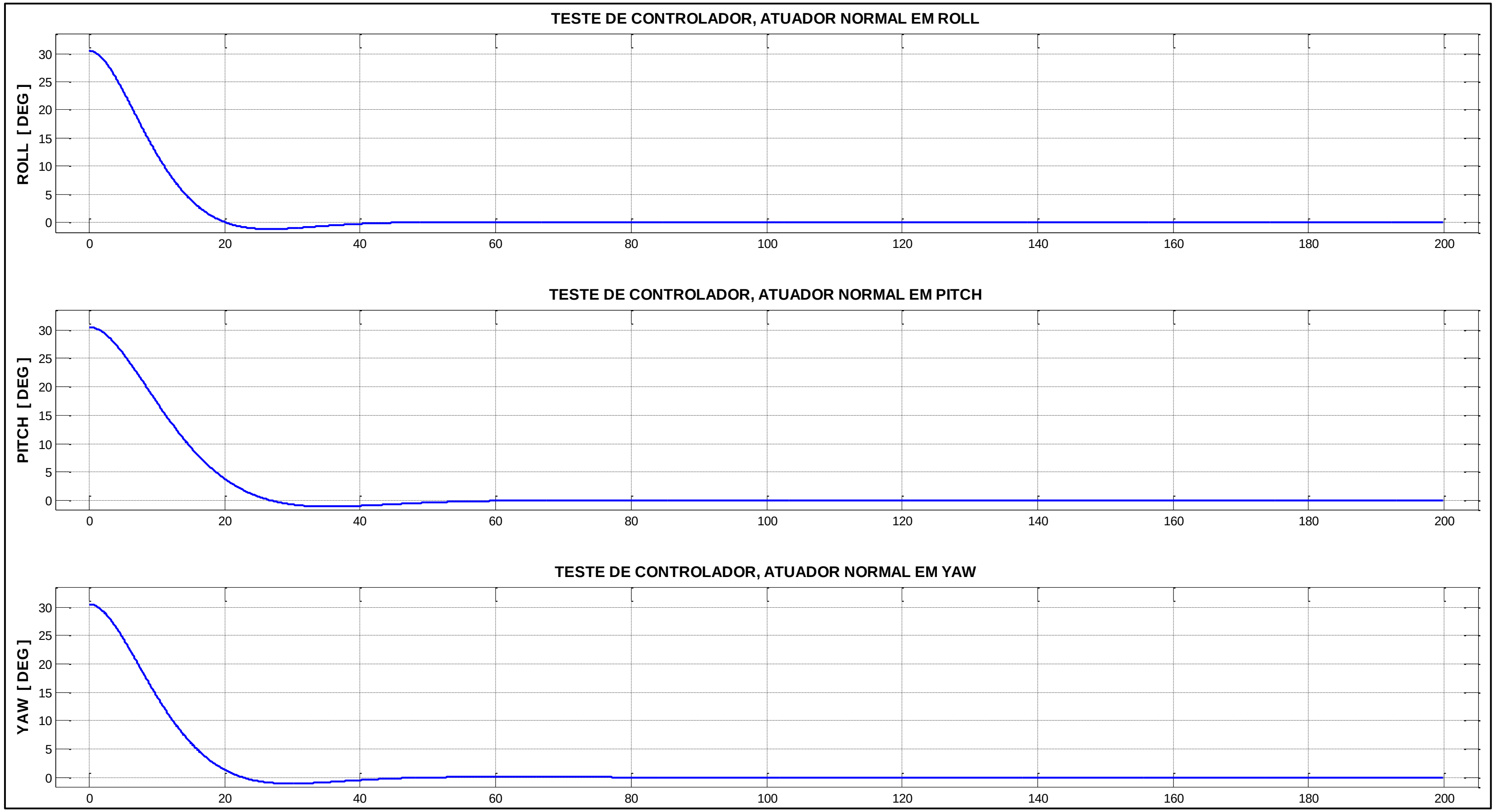
O cálculo de sintonia dos ganhos é rapidamente realizado por meio da função *lqr* da ferramenta *Matlab/Simulink*®.

São considerados os mesmos parâmetros de ponderação dos estados e também dos atuadores para os três eixos (X, Y, Z). Assim, para a condição de modo **Normal**, sem falha de atuador, são obtidos a partir dos parâmetros $[8\ deg,\ 10\ deg/s,\ 7000\ rpm,\ 10\ V]$.

É executado um teste com os ganhos obtidos, utilizando-se para isso o modelo **3-DOF** linearizado. Consiste em manobrar a **PMM**, simultaneamente segundo os 3 eixos de controle de 30° para 0°. A Figura 14 mostra o teste de manobra. O critério de aceitação é de que o modelo esteja em regime permanente em $t = \frac{2}{3} \cdot t_{requisito} \approx 120\ s$.

O critério, como pode ser observado, é cumprido com folga, visto que em $t \approx 60\ s$ todos os eixos já se encontram em regime.

Figura 14 – Teste do controlador **LQR** obtido, modo **Normal**.



3.4. **Redundâncias de Sensores e Atuadores**

Para que seja possível a **PMM** recorrer à reconfiguração no caso de um diagnóstico de falha, são providas redundâncias para tal.

No caso do atuador, trata-se de uma quarta roda de reação, a qual necessita de um conjunto de ganhos (leis de controle) distintos para cada caso de falha, segundo o eixo de controle afetado.

Para o caso dos sensores, é provida uma redundância analítica para cada um dos canais dos giroscópios, estimados a partir da leitura independente dos sensores de estrelas.

3.4.1. Redundância para os Atuadores

Como já mencionado na seção 3.1, a quarta roda tem função de substituir quaisquer uma das outras três (instaladas nos eixos principais). Dado que sua instalação é antissimétrica (por isso o apelido '*skew*'), num caso de uso que se fizer necessário, todo torque que proporcionar ao eixo falhado, será também 'fornecido' aos outros dois eixos íntegros.

Isso é, de fato, uma perturbação interna, a qual necessita de um conjunto de ganhos independentes e sintonizados para trabalhar nesta condição reconfigurada.

Primeiramente, seja H_{skew} o torque nominal gerado pela roda *skew*. Seja H_{eixo} a componente igualmente distribuída a cada eixo. Então é simples concluir que:

$$
\begin{aligned}
&\vec{H}_{skew} = \vec{H}_{eixo-x} + \vec{H}_{eixo-y} + \vec{H}_{eixo-z} \\
&H^2{}_{skew} = H^2{}_{eixo} + H^2{}_{eixo} + H^2{}_{eixo} = 3 \cdot H^2{}_{eixo} \\
&\Rightarrow H_{eixo} = H_{skew} \cdot \sqrt{3} = \omega_{skew} \cdot I_{skew} \cdot \sqrt{3}
\end{aligned}
\tag{3.18}
$$

No caso linear, utilizado para o cálculo dos ganhos, o sistema de equações de (3.16) se altera. No caso de um dos eixos falhar e a roda antissimétrica ('*skew*') entrar em operação, os i-ésimos eixos normais e o i-ésimo eixo reconfigurado assumirão a forma:

$$\ddot{\Omega}_i = -\frac{I_r}{T_w I_i}\cdot\omega_{ri} + \frac{K_w}{I_i}\cdot V_i - \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{I_r}{T_w I_i}\cdot\omega_{rs} + \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{K_w}{I_i}\cdot V_s \quad , i = x, y, z$$

$$se \quad (\omega_{rs} = 0;\, V_s = 0) \Rightarrow normal,\ sem\ falha$$

$$se \quad (\omega_i = 0;\, V_i = 0) \Rightarrow\ falhado,\ reconfigurado$$

$$se \quad (\omega_i \neq 0;\, V_i \neq 0)\ \&\ (\omega_{rs} \neq 0;\, V_s \neq 0) \Rightarrow normal,\ perturbado$$

(3.19)

Tabela 3 – Parâmetros da Equação 3.19.

Parâmetro	Descrição
$\ddot{\Omega}_i$	Aceleração angular instantânea do eixo de controle [X, Y, Z].
I_i , I_r	Momento de inércia do eixo de controle e da roda de reação.
ω_{ri} , ω_{rs}	Velocidade angular de cada roda de reação, segundo cada eixo de controle [X Y, Z] e eixo anti-simétrico (‘*skew*’).
V_i , V_s	Tensões de controle em cada roda de reação, segundo cada eixo de controle [X Y, Z] e eixo anti-simétrico (‘*skew*’).
K_w	Ganho da roda de reação.
T_w	Constante de tempo da roda de reação.

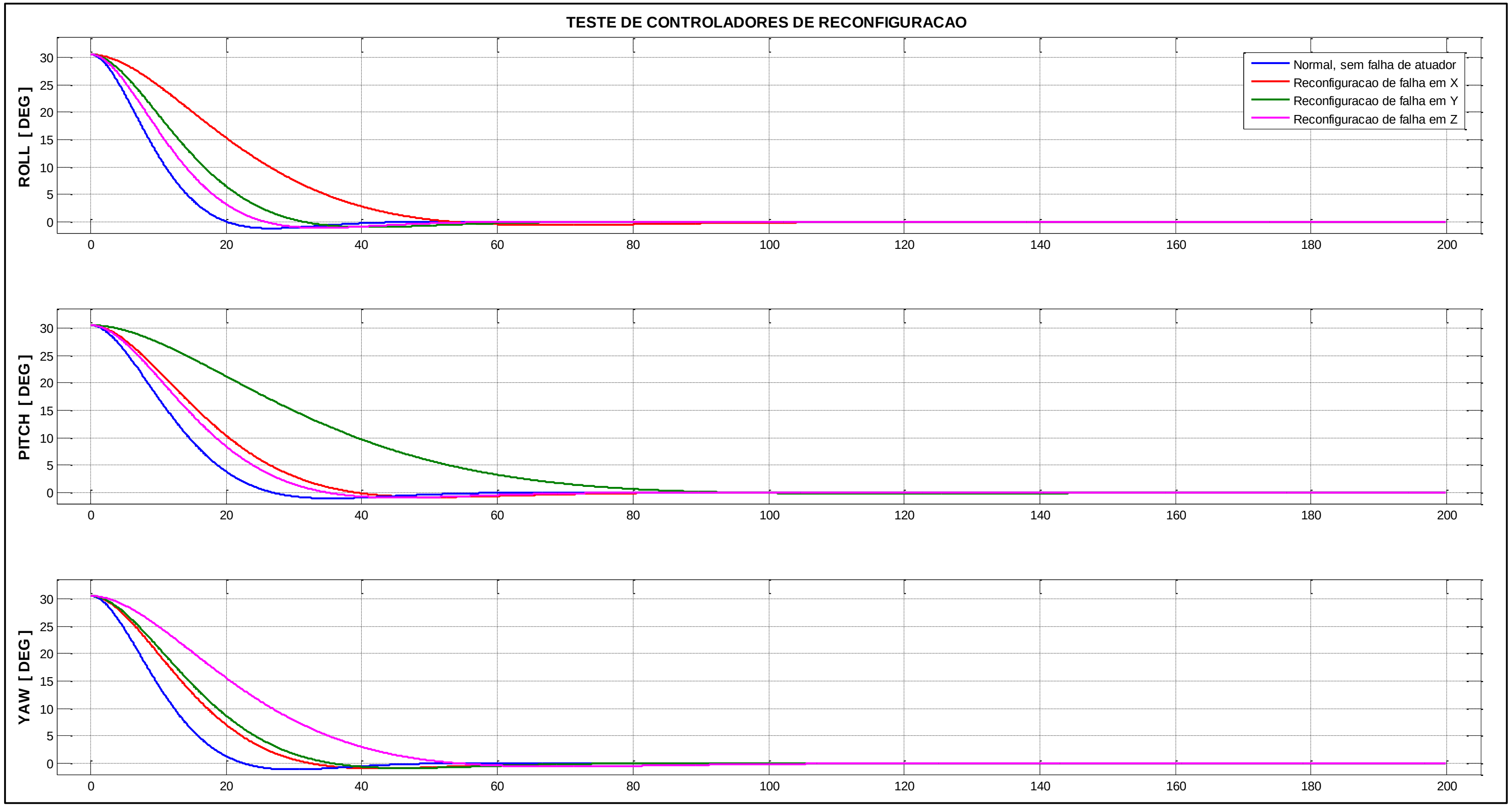
Assim, a Tabela 4 mostra quais foram os parâmetros de sintonia para cada um dos ganhos para a reconfiguração de modos falhados do atuador:

Tabela 4 – Parâmetros de sintonia dos ganhos de reconfiguração

	Estado 1	Estado 2	Estado 3	Controle
Falha em X	8 deg	9 deg/s	7000 rpm	10 V
Falha em Y	6 deg	20 deg/s	7000 rpm	10 V
Falha em Z	9 deg	15 deg/s	7000 rpm	10 V

A Figura 15 traz um comparativo de desempenho dos controladores de reconfiguração, face ao de modo **Normal**. O teste, para cada controlador associado a um modo de falha, segue os mesmos critérios daquele já mostrado pela Figura 14.

Figura 15 – Comparativo de desempenho de controladores de modos falhados com modo **Normal**, modelo linear.



3.4.2. Redundância Analítica dos Sensores

A redundância analítica dos sensores, neste trabalho, não é um **GOS** (*Generalized Observer Scheme*) (*Patton et al.*, 1989), mas apenas um estimador, que propositadamente tem mau desempenho fora do regime permanente, que se utiliza das informações de posição angular para calcular o valor das taxas angulares da **PMM**.

O que se faz é a implementação de um filtro de segunda ordem, para o qual se tem dois graus de liberdade: a frequência de ressonância (ω_n) e o fator de amortecimento (ζ).

Assim, toma-se vantagem das observações feitas pelos sensores de estrelas, as quais são independentes e não correlacionadas com os giroscópios.

Seja **x** o vetor de observações dos sensores de estrelas e **y** o vetor de estimações de taxa angular da redundância analítica. Assumindo que o processo seja contínuo, o mesmo é regido pela seguinte equação diferencial (*OGATA*, 2002):

$$\ddot{y} + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot \dot{y} + \omega_n \cdot y = \omega_n^2 \cdot x \tag{3.20}$$

Sejam a primeira e a segunda derivadas colocadas como:

$$\begin{cases} z_1 = y \\ z_2 = \dot{y} = \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 = \ddot{y} \end{cases} \equiv \begin{cases} Z_1(s) = Y(s) \\ Z_2(s) = sY(s) = sZ_1(s) \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

$$\dot{z}_2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot z_2 + \omega_n^2 \cdot z_1 = \omega_n^2 \cdot x \tag{3.21}$$

$$\Downarrow$$

$$s \cdot Z_2(s) + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot Z_2(s) + \omega_n^2 \cdot Z_1(s) = \omega_n^2 \cdot X(s)$$

A equação (3.21) pode ser reescrita como:

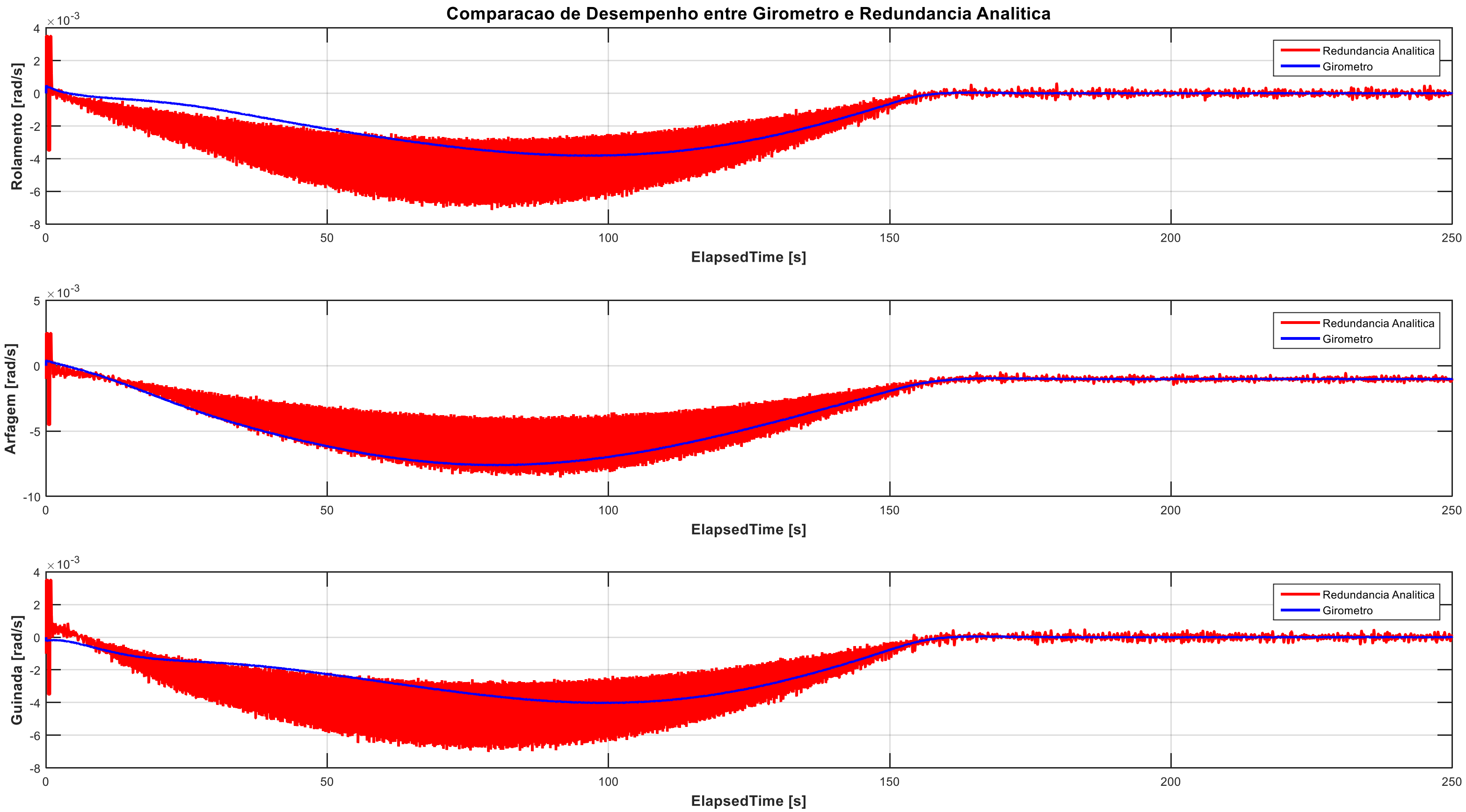
$$
\begin{aligned}
& s \cdot Z_2(s) + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot Z_2(s) + \omega_n^2 \cdot Z_1(s) = \omega_n^2 \cdot X(s) \\
& \Downarrow \\
& \left[s + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot + \frac{\omega_n^2}{s} \right] \cdot Z_2(s) = \omega_n^2 \cdot X(s) \\
& \Downarrow \\
& \left[s + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot + \frac{\omega_n^2}{s} \right] \cdot s \cdot Z_2(s) = \omega_n^2 \cdot s \cdot X(s) \\
& \Downarrow \\
& \left[s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \right] \cdot Z_2(s) = \omega_n^2 \cdot s \cdot X(s) \\
& \therefore \\
& \frac{Z_2(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}
\end{aligned}
\tag{3.22}
$$

Se $z_1 = y$ é a entrada filtrada (no caso, posição angular filtrada), $z_2 = \dot{z}_1$ é a primeira derivada dessa posição. Logo, é a taxa angular desejada.

Basta arbitrar a característica desejada ao filtro de 2ª ordem. Arbitrando $\zeta = 0.707$ e $\omega_n = 2 \cdot \pi \ rad/s$ (uma vez que o sensor de estrelas trabalha com 5 Hz), os resultados de estimação para cada um dos eixos são dados pela Figura 16. São mostrados os dados medidos e os dados estimados de taxa angular, para uma manobra de *de-tumble* do satélite, partindo de 30° até a estabilização em 0° (nos 3 eixos de controle).

Nitidamente, para os 3 eixos, ocorre no estimador analítico um viés numérico (*bias*) frente ao valor medido, o qual é proporcionalmente variável com a velocidade (tende um valor nulo, em regime permanente). Este viés poderia ser, especialmente para a fase de regime transitório, compensado caso o mesmo seja identificado por meio de um filtro de *Kalman* ou, de um estimador de mínimos quadrados recursivo.

Figura 16 – Desempenho da estimação das taxas angulares pela redundância analítica



A estimativa para a taxa no eixo **Y** (*arfagem*) não contempla a taxa orbital, a qual deve ser somada, para que a "observação" da redundância seja coerente com a observação do sensor real.

Na seção 3.6 serão mostradas simulações com as manobras, em casos **Normal** e falhados e, então a plausibilidade da redundância analítica, como proposto acima, poderá ser comprovada.

3.5. **Geradores de Resíduos**

A seguir são descritos conceitualmente os tipos de geradores de resíduos utilizados neste trabalho. Os resíduos serão oportunamente utilizados para a tomada de decisão sobre a condição do sistema de controle, se o mesmo se encontra em modo **Normal**, se houve detecção de falha ou, se houve diagnóstico específico de modo falhado.

3.5.1. Resíduos por Estimação Ótima (Filtragem de *Kalman*)

Aqui o conceito do filtro de *Kalman* será utilizado para que possam ser gerados resíduos das observações dos giroscópios, para detecção e diagnóstico de falha dos mesmos.

O filtro de *Kalman* é um estimador estocástico com características de tempo real: é capaz de fornecer as estimativas ótimas para o instante em que a medida é processada (*MAYBECK*, 1979). Segundo *Maybeck* (1979) e *Gelb* (1986), o filtro de *Kalman* é capaz de incorporar toda a informação disponível durante o processo de estimação, a saber:

- O conhecimento do sistema e a dinâmica dos meios de medição;
- A descrição estatística dos ruídos presentes no sistema, erros de medida e as incertezas nos modelos dinâmicos;
- Quaisquer outras informações sobre condições iniciais das variáveis de interesse.

As condições necessárias para que a filtragem de *Kalman* seja ótima são (*MAYBECK*, 1979; *GELB*, 1986):

- O sistema deve ser descrito por meio de um modelo linear;
- Os ruídos do sistema e das medidas devem ser brancos e gaussianos.

A filtragem (ou estimação) de *Kalman* consiste em 2 (duas) etapas:

- Propagação ou predição ("*time-update*"): a qual propaga o estado e a covariância deste estado de um instante t_{k-1} para o subseqüente t_k;
- Atualização: a qual corrige para o instante t_k as propagações feitas anteriormente por meio da observação (aquisição, leitura) da medida y_k.

Neste trabalho, os filtros terão a forma na variante discreto-discreto, isto é: o modelo de processo a ser utilizado é discreto, e, as observações (medidas) são amostradas segundo taxa equivalente ao passo de integração das simulações.

As equações que representam a dinâmica do sistema e as medidas são (*MAYBECK*, 1979; *GELB*, 1986):

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + G_k w_k \tag{3.23}$$

$$z_k = C_k x_k + v_k \tag{3.24}$$

Nas quais, são identificados os vetores e matrizes:

$x_k \in \mathbb{R}^n$: Estados (processo estocástico não-branco);

$u_k \in \mathbb{R}^m$: Seqüência de entradas determinísticas;

$w_k \in \mathbb{R}^n$: Processo gaussiano do sistema (assumido com média nula);

$v_k \in \mathbb{R}^r$: Processo gaussiano da medida (assumido com média nula);

$z_k \in \mathbb{R}^r$: Medidas (processo estocástico não-branco).

$A_k \in \mathbb{R}^{nxn}$: Transição de estados;

$B_k \in \mathbb{R}^{nxm}$: Transmissão de entradas;

$G_k \in \mathbb{R}^{nxn}$: Martiz de adição de ruído;

$C_k \in \mathbb{R}^{rxn}$: Matriz de observação.

Sejam as hipóteses:

- A, B, C, G são matrizes conhecidas;
- O estado $x(0)$ é conhecido, $E\left\{x(0)\right\} = x_0$;
- Os processos estocásticos de v_k , $E\left\{v_k\right\} = 0$ e, de z_k , $E\left\{w_k\right\} = 0$, são estatisticamente independentes;
- As matrizes de covariância $X_0 = E\left\{\left(x - x_0\right)\left(x - x_0\right)^T\right\}$, $M = E\left\{v_k \cdot v_k{}^T\right\}$ e $M = E\left\{w_k \cdot w_k{}^T\right\}$ são conhecidas.

Seja um conjunto de *j* medições $Y_k = \left\{y(0), ..., y(k)\right\}$ e o critério de desempenho a ser minimizado $\min\left\|x(k) - \hat{x}(k \mid j)\right\|^2$, num problema de filtragem $(k = j)$.

Em $k+1$, o estado $x(k+1)$ pode ser previsto, no domínio estocástico, por meio do modelo da equação (3.25):

$$x(k+1|k) = A \cdot x(k|k) + B \cdot u(\text{k}) + G \cdot v(\text{k}); \quad E\left\{v(\text{k})\right\} = 0 \tag{3.25}$$

Dado que a saída $y(k+1)$ também está disponível em $k+1$, pode ser calculada a seguinte estimativa, como média ponderada (onde $\tilde{K}$ é a matriz de ponderação):

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + \tilde{K} \cdot \left[x(k+1) - \hat{x}(k+1|k) \right] \quad (3.26)$$

A matriz $\tilde{K}$ deve ser escolhida de modo a tornar a covariância do erro de estimação mínimo. Seja $\tilde{K} = KC$:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1|k+1) &= \hat{x}(k+1|k) + KC \cdot \left[x\left(k+1\right) - \hat{x}\left(k+1|k\right) \right] \\ \ldots &= \hat{x}(k+1|k) + K \cdot \left[C \cdot x\left(k+1\right) - C \cdot \hat{x}\left(k+1|k\right) \right] \\ \ldots &= \hat{x}(k+1|k) + K \cdot \left[y\left(k+1\right) - C \cdot \hat{x}\left(k+1|k\right) \right] \\ \ldots &= \left[I - KC \right] \cdot \hat{x}(k+1|k) + K \cdot y\left(k+1\right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

K é a matriz de correção, no sentido de que deve minimizar as matrizes de covariância do erro de estimação:

$$\hat{P}\left(k+1\right) = E\left\{ \tilde{x}(k+1|k) \tilde{x}^T(k+1|k) \right\} \quad (3.28)$$

$$\hat{P}\left(k+1\right) = E\left\{ \tilde{x}(k+1|k+1) \tilde{x}^T(k+1|k+1) \right\}$$

(3.29)

À medida que as covariâncias mudarem com o tempo, deve mudar o valor de K, de modo que não se perca a característica de minimização.

Omitem-se as demonstrações subseqüentes, o que foge ao escopo deste trabalho e pode ser encontrada em *MAYBECK* (1979). O resultado final dessa demonstração é o filtro de *Kalman*, definido pelos dois conjuntos de equações a seguir:

(Equações de Propagação)

$$\hat{x}(k+1|k) = A \cdot x(k|k) + B \cdot u(\mathrm{k}) + G \cdot v(\mathrm{k}) \quad (3.30)$$

$$\hat{P}\left(k+1\right)=A\cdot P\left(k\right)\cdot A^{T}+V\cdot M\cdot V^{T} \tag{3.31}$$

(Equações de Atualização)

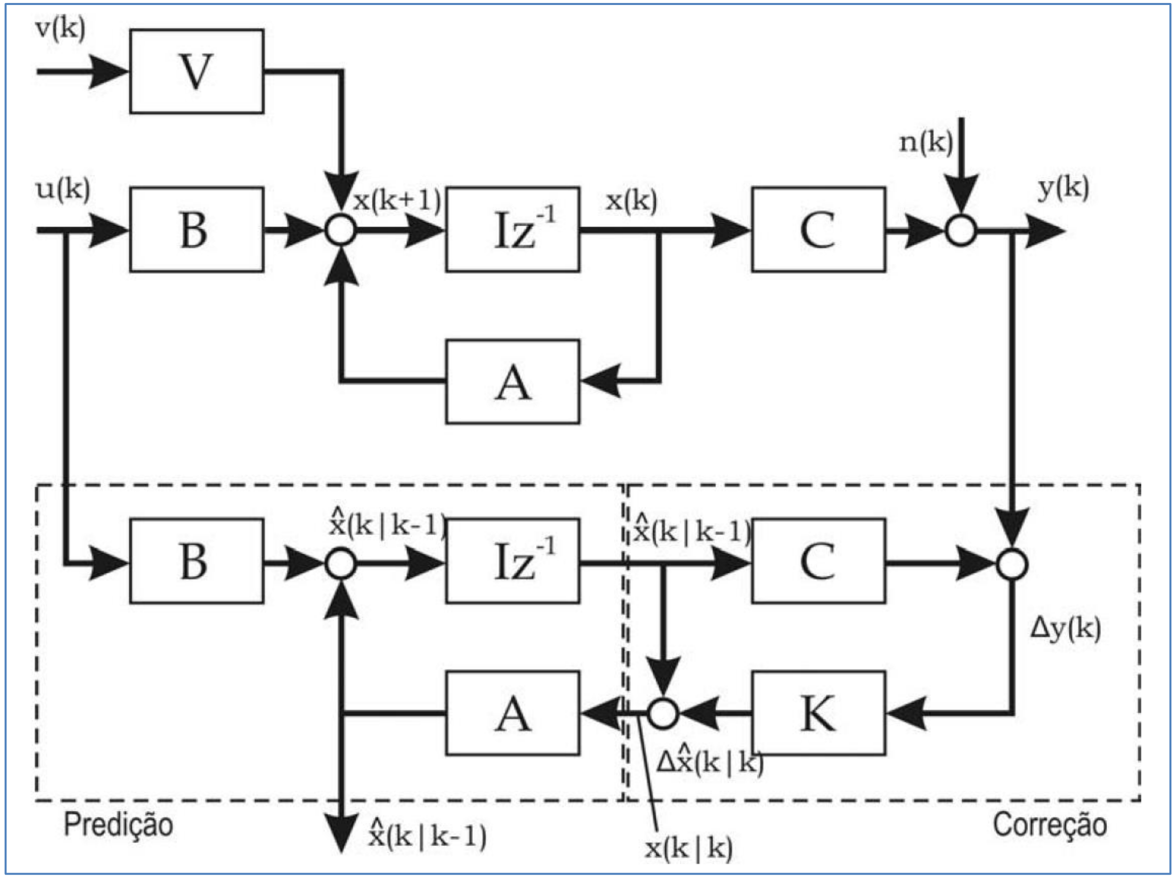
$$K\left(k+1\right)=\hat{P}\left(k+1\right)\cdot C^{T}\cdot\left[C\cdot\hat{P}\left(k+1\right)\cdot C^{T}+N\right] \tag{3.32}$$

$$\hat{x}(k+1|k+1)=\hat{x}(k+1|k)+\mathrm{K}\cdot\left[y(k+1)-C\cdot\hat{x}(k+1|k)\right] \tag{3.33}$$

$$P\left(k+1\right)=\left[I-K\left(k+1\right)\cdot C\right]\cdot\hat{P}\left(k+1\right) \tag{3.34}$$

A Figura 17 abaixo mostra o fluxo de sinais do filtro de *Kalman*¸ segundo um sistema dinâmico linear e invariante no tempo.

Figura 17 – Visão esquemática do Filtro de *Kalman*



*Fonte: Leite (*2007).

São projetados 3 filtros distintos, um para cada eixo de controle, a partir do modelo linearizado de cada eixo principal da **PMM**, com as respectivas (e distintas) inércias envolvidas. As características das rodas de reação e dos sensores são idênticas para todos os eixos.

Foram considerados $w(k) = N \sim \left(0{,}10^{-2}\right)$ e $v(k) = N \sim \left(0{,}10^{-14}\right)$. Com estes dados e o uso do comando *kalman* do Matlab/Simulink™, são obtidos os filtros no domínio contínuo (considerando também os dados do modelo linearizado).

Posteriormente, os mesmos são discretizados pelo uso do método (mapeamento) de *Tustin* (*FRANKLIN; POWELL*, 1991), segundo uma amostragem de 100 Hz e com uso do comando *c2d*, também do *Matlab/Simulink*™.

Assim, o modelo dinâmico do *i-ésimo* eixo (representado por $\Omega_i, \dot{\Omega}_i, \ldots$) é dado, no domínio contínuo, por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega}_i \\ \ddot{\Omega}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_i \\ \dot{\Omega}_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ u_i \end{bmatrix} \cdot V_{Ri}$$

$$\begin{bmatrix} y_i(\Omega_i) \\ \dot{y}_i(\dot{\Omega}_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_i \\ \dot{\Omega}_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{Ri} \tag{3.35}$$

No domínio discreto, (3.35) se torna:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega}_i(k+1) \\ \ddot{\Omega}_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_i(k) \\ \dot{\Omega}_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{i,1}(k) \\ u_{i,2}(k) \end{bmatrix} \cdot V_{Ri}$$

$$\begin{bmatrix} y_i(\Omega_i(k+1)) \\ y_i(\dot{\Omega}_i(k+1)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_i(k) \\ \dot{\Omega}_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{Ri} \tag{3.36}$$

A Figura 18 abaixo mostra como fica a implementação do filtro de *Kalman* e o aspecto dos resíduos gerados.

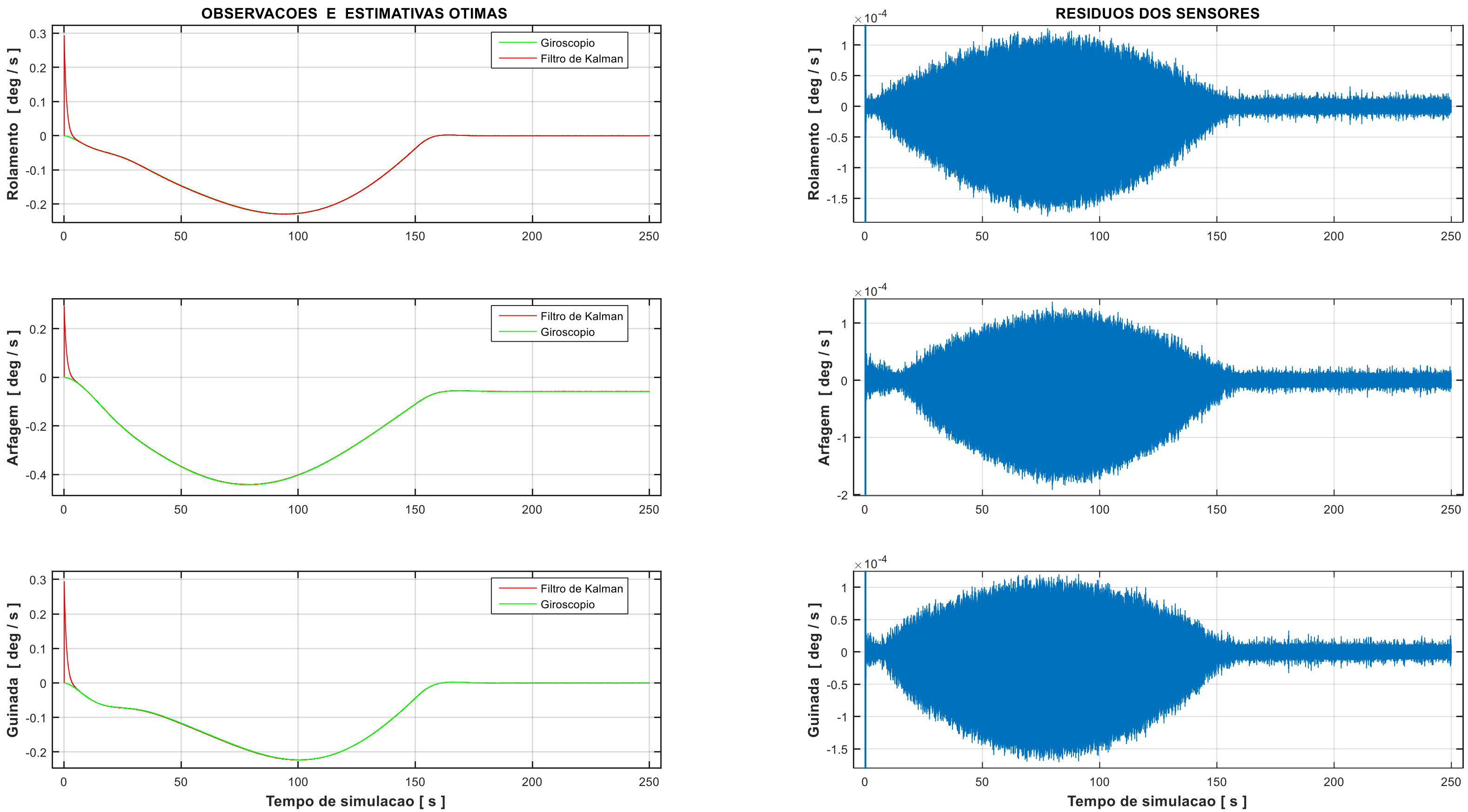
O histórico temporal mostrado é a evolução da manobra de *de-tumble*, realizada simultaneamente nos 3 eixos de controle, partindo de uma atitude inicial de $[30°, 30°, 30°]_{XYZ}$ até o apontamento final de $[0°, 0°, 0°]_{XYZ}$.

Claramente os filtros de *Kalman* convergem rapidamente e capturam a dinâmica do sistema. Este resultado comprova a correta sintonia efetuada para o conjunto de filtros, que se torna capaz de estimar com acurácia as taxas angulares. A pequena ordem de grandeza dos resíduos corrobora esta afirmação.

Por fim, os resíduos são obtidos por meio da equação (3.37):

$$\tilde{r}_i(k) = y_i(k) - C \cdot \hat{x}_i(k) \qquad (3.37)$$

Figura 18 – Dados das observações (giroscópios) e estimações (Filtros de *Kalman*) à esquerda, e resíduos respectivos à direita, modo **Normal**.

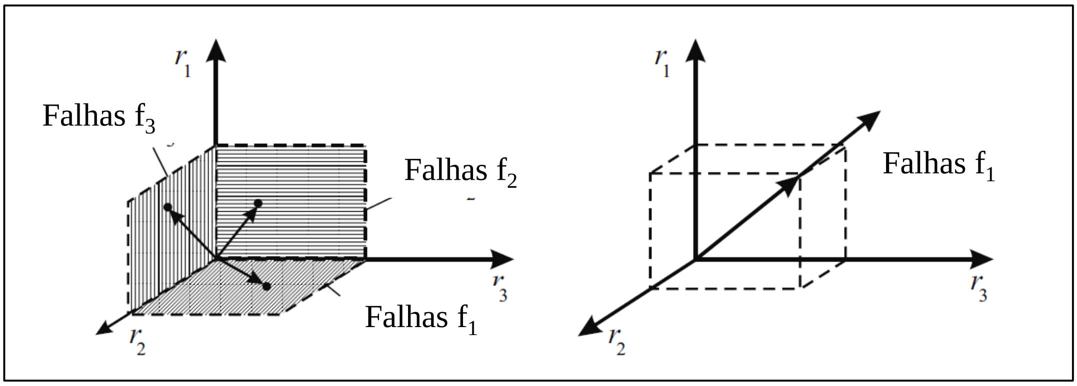


3.5.2. Resíduos por Espaço de Paridade

As equações de paridade representam um modelo do processo (teoricamente, ideal), contra o qual são gerados os resíduos de um processo real observado (dotado de ruídos, atrasos, dinâmicas não-modeladas, etc.). É um método tratado em *Isermann* (2006) e utilizado por *Leite* (2007).

Estes resíduos são úteis para detecção e/ou diagnóstico de falhas, uma vez que podem ser projetados para que sejam ortogonais e seletivamente sensíveis às falhas que ocorrerem. Isto é, resíduos gerados por meio deste método são sensíveis às falhas do eixo no qual são correlacionados. Isso significa que, se uma falha é descrita num espaço n-dimensional de resíduos linearmente independentes, então uma manifestação específica de uma falha afeta somente a um subespaço daquele domínio. Adicionalmente, a intensidade de uma falha deve afetar a norma (o comprimento deste vetor hipotético) (*ISERMANN*, 2006.)

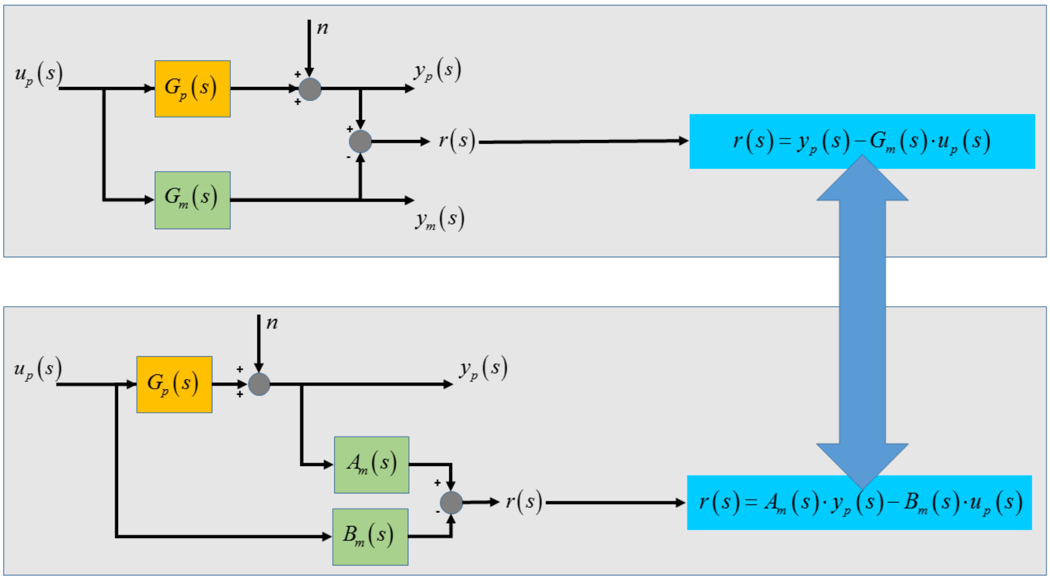
Figura 19 – O conceito do resíduo estruturado



Fonte: *Isermann* (2006).

Sejam duas funções de transferência, a primeira do processo real estudado (G_p) e, a segunda do modelo matemático do processo (G_m). Ambas são sujeitas ao mesmo sinal de controle. O resíduo (diferença entre os respectivos sinais de saída) podem ser descritos como mostra a Figura 20.

Figura 20 – Representação do espaço de paridade para resíduos estruturados



Fonte: *Isermann* (2006).

O erro descrito pela equação (3.38) abaixo é chamado de *erro polinomial* de um processo **MIMO**, dotado de ***p*** entradas e ***r*** saídas:

$$r(s)=A_m(s)\cdot y_p(s)-B_m(s)\cdot u_p(s) \tag{3.38}$$

Sendo:

$$A_m=\begin{bmatrix} A_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_r \end{bmatrix};\ y_r=\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_r \end{bmatrix} \tag{3.39}$$

$$B_m=\begin{bmatrix} B_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & B_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B_p \end{bmatrix};\ u_p=\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ u_p \end{bmatrix} \tag{3.40}$$

Os resíduos são feitos ortogonais por meio de uma matriz geradora $W(s)$, a qual é obtida pela condição característica de produto escalar, com A_m e também com B_m, para que seja garantido a ortogonalidade. Logo:

$$r^{*}(s) = W(s)\cdot r(s) = \begin{bmatrix} W_y \\ W_u \end{bmatrix}\cdot\left[A_m(s)\cdot y_p(s) - B_m(s)\cdot u_p(s)\right] \tag{3.41}$$

Sendo então:

$$W_y(s)\cdot A_m = \left[w_{y1}\ w_{y2}\ \ldots\ w_{yr}\right]\cdot\begin{bmatrix} A_1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & A_2 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_r \end{bmatrix} = 0 \tag{3.42}$$

$$W_u(s)\cdot B_m(s) = \left[w_{u1}\ w_{u2}\ \ldots\ w_{up}\right]\cdot\begin{bmatrix} B_1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & B_2 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B_p \end{bmatrix} = 0 \tag{3.43}$$

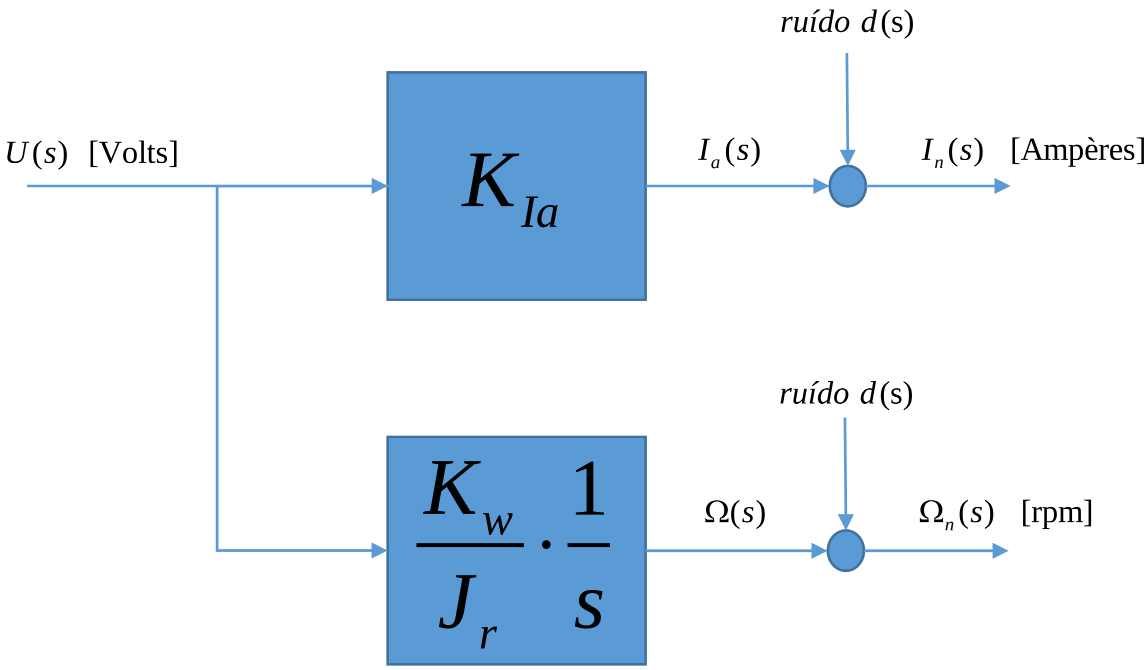
Assim, são obtidas $p+r$ relações, das quais cada w_{yi} e w_{uj} são calculados:

$$\begin{aligned} & w_{y1}(s)\cdot A_1(s) = 0 \\ & w_{y2}(s)\cdot A_2(s) = 0 \\ & \ldots \\ & w_{yr}(s)\cdot A_r(s) = 0 \\ & \ldots \\ & w_{u1}(s)\cdot B_1(s) = 0 \\ & w_{u2}(s)\cdot B_2(s) = 0 \\ & \ldots \\ & w_{up}(s)\cdot B_p(s) = 0 \end{aligned} \tag{3.44}$$

Agora, seja a roda de reação da **PMM** como descrita em 3.2.3. O diagrama de blocos da Figura 21 reproduz o modelo de processo do funcionamento deste atuador.

<u>Obs.:</u> excepcionalmente aqui adota-se J_r para a <u>inércia</u> da roda de reação (diferentemente de I_r como em (3.19)), para que não se confunda a grandeza física representada com a <u>corrente da armadura</u> da roda de reação, I_a.

Figura 21 – Visão esquemática do espaço de paridade para o atuador da **PMM**



Fonte: *Leite* (2007).

A aplicação do conceito de espaço de paridade segundo o desenvolvimento feito até (3.44) resulta no desenvolvimento mostrado abaixo (o conjunto é aplicável a cada eixo, separada e independentemente).

Da Figura 21 e assumindo, *a priori*, de que o modelo é perfeito (isto é, reproduz fielmente o processo) para que $r(s)=0$:

$$\begin{aligned} I_a(s) &= K_{I_a}\cdot U(s) \Rightarrow 0 = I_a(s) - K_{I_a}\cdot U(s) \\ \Omega(s) &= \frac{K_w}{J_r s}\cdot U(s) \Rightarrow 0 = \Omega(s) - \frac{K_w}{J_r s}\cdot U(s) \end{aligned} \tag{3.45}$$

Da equação (3.38):

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} K_{I_a} \\ \dfrac{K_w}{J_r s} \end{bmatrix}\cdot U(s) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}\cdot I_a + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}\cdot \Omega(s) = \begin{bmatrix} K_{I_a} & 1 & 0 \\ \dfrac{K_w}{J_r s} & 0 & 1 \end{bmatrix}\cdot \begin{bmatrix} U(s) \\ I_a \\ \Omega(s) \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

(lembrando que $r(s)=\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix}$)

Para que os resíduos sejam estruturados, de (3.44) obtém-se:

$$w_u \cdot \begin{bmatrix} -K_{I_a} & -\dfrac{K_w}{J_r s} \end{bmatrix} = 0 \Leftrightarrow w_u = \begin{bmatrix} \dfrac{K_w}{J_r s} \\ -K_{I_a} \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

$$w_{I_a} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} = 0 \Leftrightarrow w_{I_a} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{3.48}$$

$$w_\Omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} = 0 \Leftrightarrow w_\Omega = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

Logo, de (3.44):

$$W(s) = [W_y \ W_u]^T = \begin{bmatrix} \dfrac{K_w}{J_r s} & -K_{I_a} \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

Multiplicando (3.46) por (3.50), obtém-se finalmente a matriz de resíduos estruturados (sendo eles, respectivamente, relacionados à tensão, velocidade de rotação e corrente de cada roda de reação):

$$r^*(s) = W \cdot r(s) = \begin{bmatrix} \dfrac{K_w}{J_r s} & -K_{I_a} \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_{I_a} & 1 & 0 \\ \dfrac{K_w}{J_r s} & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U(s) \\ I_a \\ \Omega(s) \end{bmatrix} \tag{3.51}$$

(substituindo I_a e Ω por I_n e Ω_n)

$$\begin{bmatrix} r_1^* \\ r_2^* \\ r_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{K_w}{J_r s} \\ -K_{I_a} \end{bmatrix} \cdot U(s) + \begin{bmatrix} \dfrac{K_w}{J_r s} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot I_n(s) + \begin{bmatrix} -K_{I_a} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Omega_n(s) \tag{3.52}$$

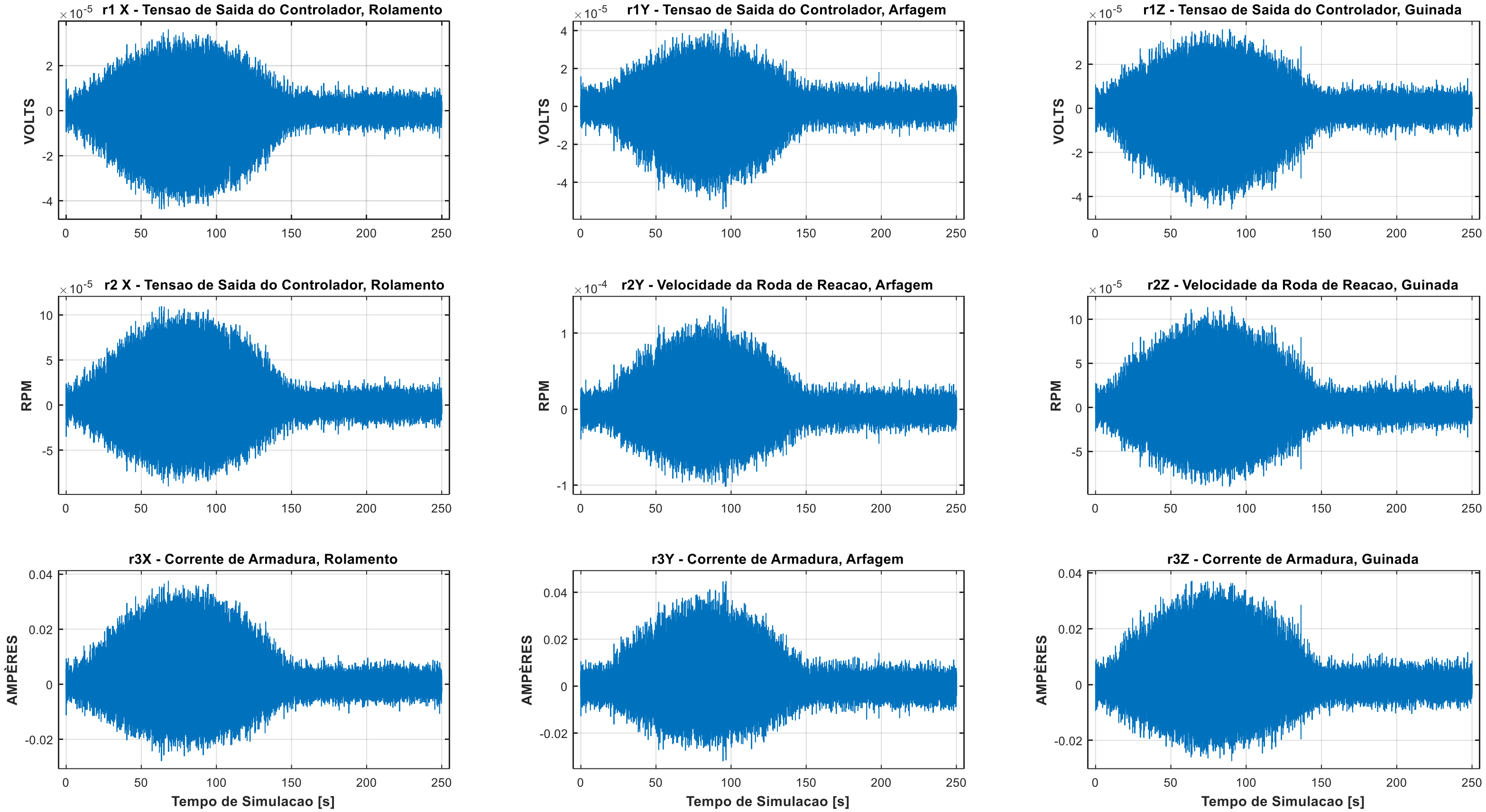
O resultado de (3.52) mostra a independência linear de cada resíudo e é implementado no modelo de simulação da **PMM**. Os valores dos parâmetros são dados pela Tabela 2, exceto K_{I_a}, que é assumido com valor de *0.4 Ampère/Volt*.

O histórico temporal, em modo **Normal,** é mostrado pela a evolução da manobra de *de-tumble*, realizada simultaneamente nos 3 eixos de controle, partindo de uma atitude inicial de $[30°, 30°, 30°]_{XYZ}$ até o apontamento final de $[0°, 0°, 0°]_{XYZ}$ (Figura 22).

O modelo de simulação é não-linear e é dotado de ruído nos sensores e perturbação na planta e nos atuadores. Assim, tanto em modo **Normal** com nos modos falhados, na fase de regime permanente os resíduos devem diferir de zero e apresentar características de magnitude e inflexão distintas para cada caso, como explicado por *Isermann* (2006).

Os dados de cada resíduo serão utilizados, segundo critérios que serão expostos nos capítulos 4 e 5, para que sejam obtidas as assinaturas dos modos de operação, **Normal** e falhados.

Figura 22 – Resíduos estruturados para o atuador da **PMM,** modo **Normal**.



3.6. **Comportamento Dinâmico – PMM em modo Normal**

Dado que foi mostrado o desenvolvimento, as hipóteses e os conceitos envolvidos no modelo de simulação que é utilizado neste trabalho, a seguir é mostrado como a **PMM** se comporta dinamicamente durante uma manobra de apontamento e manutenção de apontamento.

Primeiramente, é mostrado o modo **Normal** e posteriormente os casos “reconfigurados”, nos quais são exploradas as redundâncias mostradas.

As características dos resíduos e das falhas serão oportunamente tratadas nos capítulos a seguir.

Os parâmetros das simulações são:

- Duração: 250 segundos;
- Manobra: *de-tumble* de 30° até 0°, simultânea nos 3 eixos;
- Taxa de amostragem/integração: 100 Hz;
- Taxa de amostragem do giroscópio: 100 Hz;
- Taxa de amostragem do sensor de estrelas: 5 Hz;
- Taxa da redundância analítica: 1 Hz;
- Estratégia de controle: **LQR** (**MIMO**).

3.6.1. PMM em Modo Normal

É mostrado um caso de modo **Normal**, idêntico àqueles feitos para exemplificar as redundâncias analíticas, o filtro de *Kalman* e os resíduos estruturados, como desenvolvido nas seções 3.4.2, 3.5.1 e 3.5.2 respectivamente.

As condições da simulação constituem uma manobra de *de-tumble*, realizada simultaneamente nos 3 eixos de controle, partindo de uma atitude inicial de $[30°, 30°, 30°]_{XYZ}$ até o apontamento final de $[0°, 0°, 0°]_{XYZ}$.

Para a fase de manobra (regime transitório), é utilizado um **R-LQR,** sub-ótimo e de horizonte finito, delimitado pelo requisito de tempo para que os eixos atinjam a vizinhança da origem. Para a fase de manutenção de apontamento (regime permanente), é utilizado um esquema **LQR** convencional. Os ganhos são sempre os mesmos.

A referência de rastreio de horizonte finito é definida por meio da função de "*um quarto de seno*", dada por (*GOBATO*, 2006):

$$r(t) = \frac{\alpha}{2} \cdot \left[1 + sen\left(\frac{\alpha}{t_f} \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad 0 \le t \le t_f \qquad (3.53)$$

Na Figura 23, são mostrados para cada eixo de controle do satélite (1) os ângulos de atitude do satélite, (2) as taxas angulares de cada eixo de controle e (3) acelerações angulares.

Na Figura 24 são igualmente mostrados (1) as tensões de saída dos controladores, (2) as velocidades das rodas de reação, (3) os torques produzidos. Note-se que estão presentes, com valores nulos, os parâmetros para a roda de reação redundante, que logicamente não é utilizada.

É notável o viés da redundância analítica, observado já na proposição da redundância (vide seção 3.4.2). A influência deste erro associado é oportunamente avaliada na próxima seção, quando são testadas as redundâncias propostas para este trabalho, contra o requisito de tempo para execução da manobra de apontamento.

Conforme a Figura 23, observa-se que todos os 3 eixos partem do ângulo dado nas condições iniciais e convergem para o apontamento dentro do tempo estabelecido pelo requisito (< *180 segundos*). Não são observadas oscilações de acomodação em nenhum dos eixos, assim como os controladores não se aproximam de sua saturação (± *10 Volts*). Subseqüentemente, vide Figura 24, as rodas de reação também não se saturam, apresentando no pior caso (eixo **Y**, elevação) uma demanda de quase 30% da autoridade disponível (limitada ao máximo de *7500 rpm*).

Figura 23 – Parâmetros de sensores (atitude e taxas angulares) e acelerações angulares (estimadas) da **PMM**, modo **Normal**.

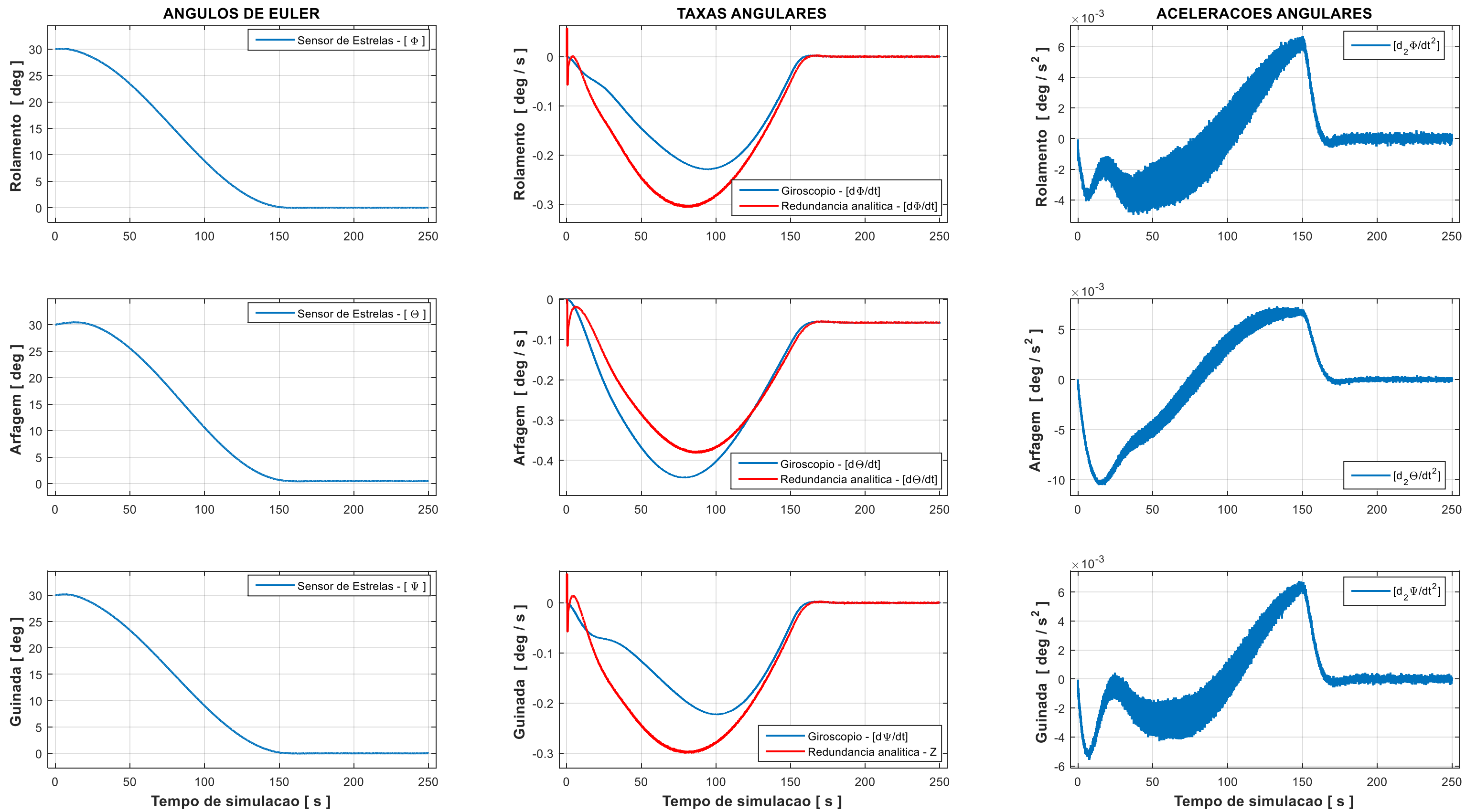
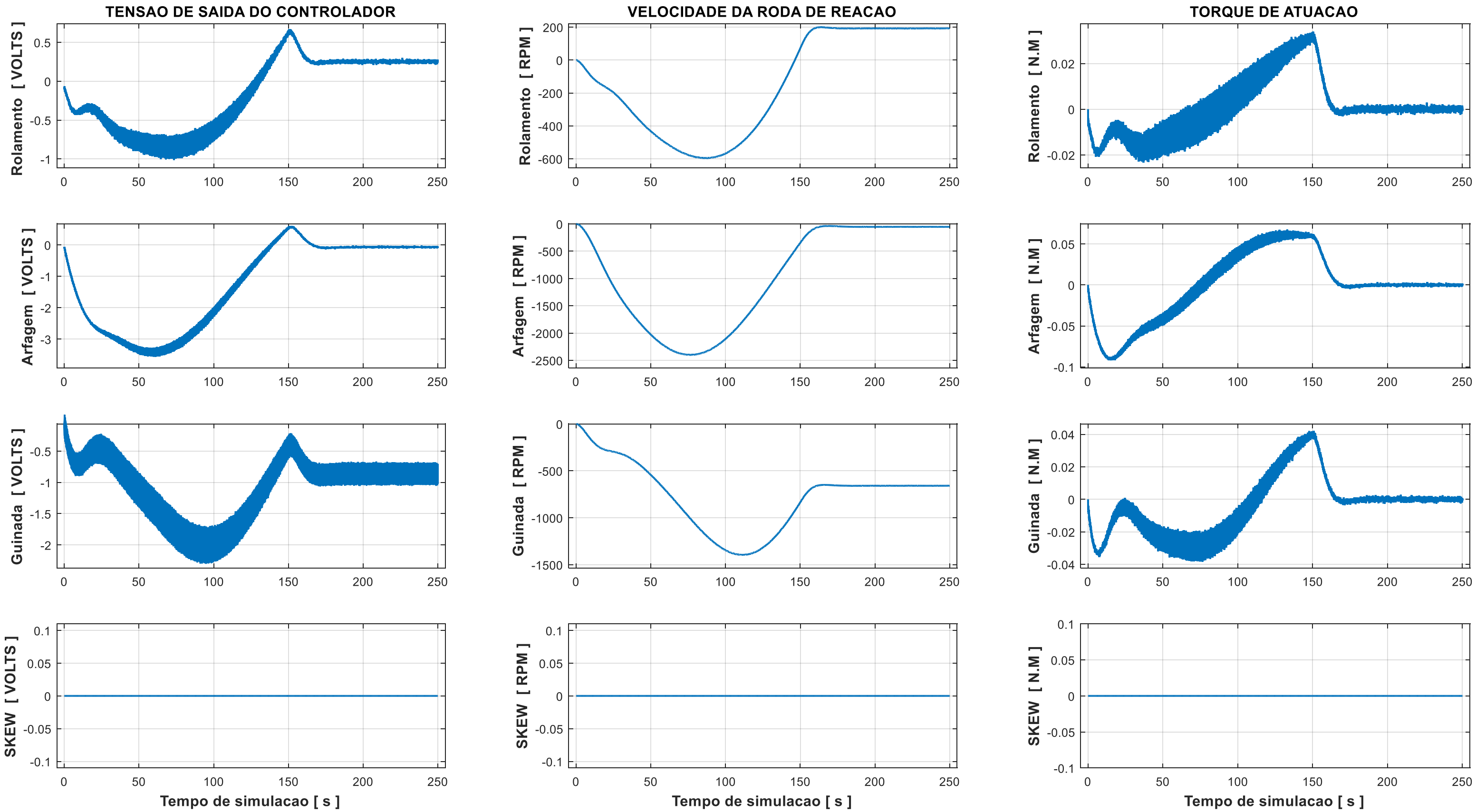


Figura 24 – Parâmetros do controlador (tensões de saída) e dos atuadores (rodas de reação, velocidades de rotação e torques realizados) da **PMM**, modo **Normal**.



3.6.2. PMM em Estados Reconfigurados – Pós Falhas

Aqui intenciona-se estabelecer uma referência sobre como e o quanto as redundâncias, providas no modelo, recobrem as respectivas situações – propositadamente exacerbadas – nas quais seriam necessárias.

As condições das simulações constituem manobras de *de-tumble*, realizadas simultaneamente nos 3 eixos de controle, partindo de uma atitude inicial de $[30°, 30°, 30°]_{XYZ}$ até o apontamento final de $[0°, 0°, 0°]_{XYZ}$ (nos casos de falha, não necessariamente o apontamento final poderá ser atingido ou, ser atingido dentro do requisito de tempo estabelecido).

Em todos os casos, arbitrou-se coincidir o tempo de início da simulação com os tempos de ocorrência e de diagnóstico mais simulação: isto é, o satélite já se encontra em modo de falha desde o início da manobra de apontamento.

No caso de "*falha de sensor*", optou-se por fazer com que os 3 canais (**X**, **Y**, **Z**) estivessem "falhados e reconfigurados". Já para as rodas de reação, ocorre uma falha por vez. Este critério está simplesmente ligado à disponibilidade de redundâncias (3 para sensor, 1 para atuador). Mesmo com os 3 canais do giroscópio falhados, a **PMM** foi capaz de completar a manobra. É realizada então uma única simulação.

Para "*falha de atuador*", o fato que pode ser melhor observado é a recuperação da estabilidade da **PMM**. É nítido que falta autoridade às rodas de reação para finalizar as manobras: dado que qualquer atuação da roda antissimétrica (*'skew'*) implica em perturbação nos eixos não falhados (como já mostrado anteriormente), a dificuldade não é apenas levar o eixo falhado para o apontamento desejado, mas compensar tais perturbações. São realizadas 3 simulações, cada uma correspondendo ao modo de falha de atuador em um dos eixos, porém já reconfigurados.

A reconfiguração também proporciona controlabilidade, ainda que esta seja degradada: em nenhum dos casos houve finalização da manobra até o apontamento final.

Como observação geral, é notável que em todos os casos o satélite foi estabilizado pela configuração pós-falha (*i.e.,* pela reconfiguração específica de cada falha).

Os resultados são sumarizados na Tabela 5 abaixo. A seguir, cada um dos casos simulados é oportunamente descrito/discutido.

Tabela 5 – Sumário dos resultados com uso das redundâncias da **PMM**.

	Tempo da falha [s]	Tempo da Reconfiguração [s]	Estabiliza a PMM	Finaliza a manobra	Saturação de Controlador / Atuador
Perda dos 3 canais do giroscópio	0	0	Sim	Sim	Não
Perda de atuador em X	0	0	Sim	Somente em Rolamento (t < 180 s)	Elevação, Azimute e *Skew*
Perda de atuador em Y	0	0	Sim	Marginalmente em Azimute (t > 180 s)	Rolamento e *Skew*
Perda de atuador em Z	0	0	Sim	Marginalmente (t > 180 s)	Não

3.6.2.1. Reconfiguração de Sensor

Utilizando-se das redundâncias analíticas nas condições impostas à simulação, a partir dos parâmetros observados, não foi observada dificuldade do sistema de controle em manobrar e estabilizar o satélite.

Conforme pode ser observado na Figura 25, ocorrem oscilações na taxa angular estimada (durante a fase de aceleração) e isso pode ser devido ao atraso de processamento numérico com relação aos estados verdadeiros do sistema (sendo que a posição angular e rotação da roda de reação continuam a ser corretamente retroalimentados). Entretanto, dado que uma lei **LQR** tem características intrínsecas de robustez (*KIRK*, 1970), estas mesmas oscilações não comprometem a completude da manobra.

Não ocorrem saturações nas saídas do controlador ou do atuador, apesar de neles se refletirem as oscilações mencionadas acima (vide Figura 26). Porém, é visível que o nível de ruído aumenta, em função de que os sinais de estimação – ainda que filtrados – são uma derivada do sinal original de posição angular.

Para os fins deste trabalho, o desempenho é considerado satisfatório.

Por fim, a característica de desempenho apresentada não pode ser interpretada como limitação de capacidade de recuperação em caso de falha na condição de regime permanente. Mas, serve para avaliar (primariamente) a magnitude de propagação de falha admissível e substanciar a elaboração de um critério para obtenção de assinaturas de modos de falha para fins de **FDD**.

Figura 25 - Parâmetros de sensores (atitude e taxas angulares) e acelerações angulares (estimadas) da **PMM**, reconfigurada com 3 redundâncias analíticas.

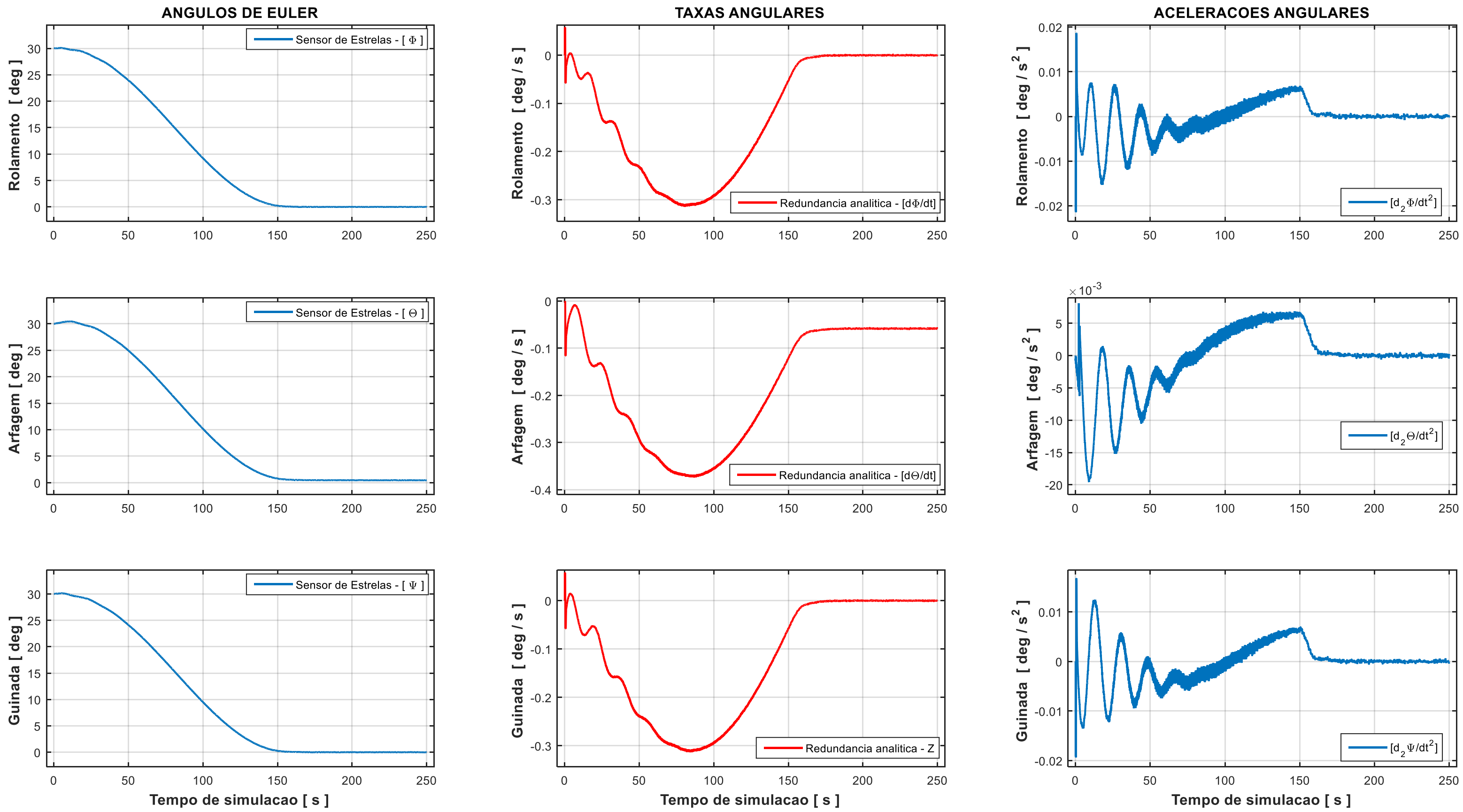
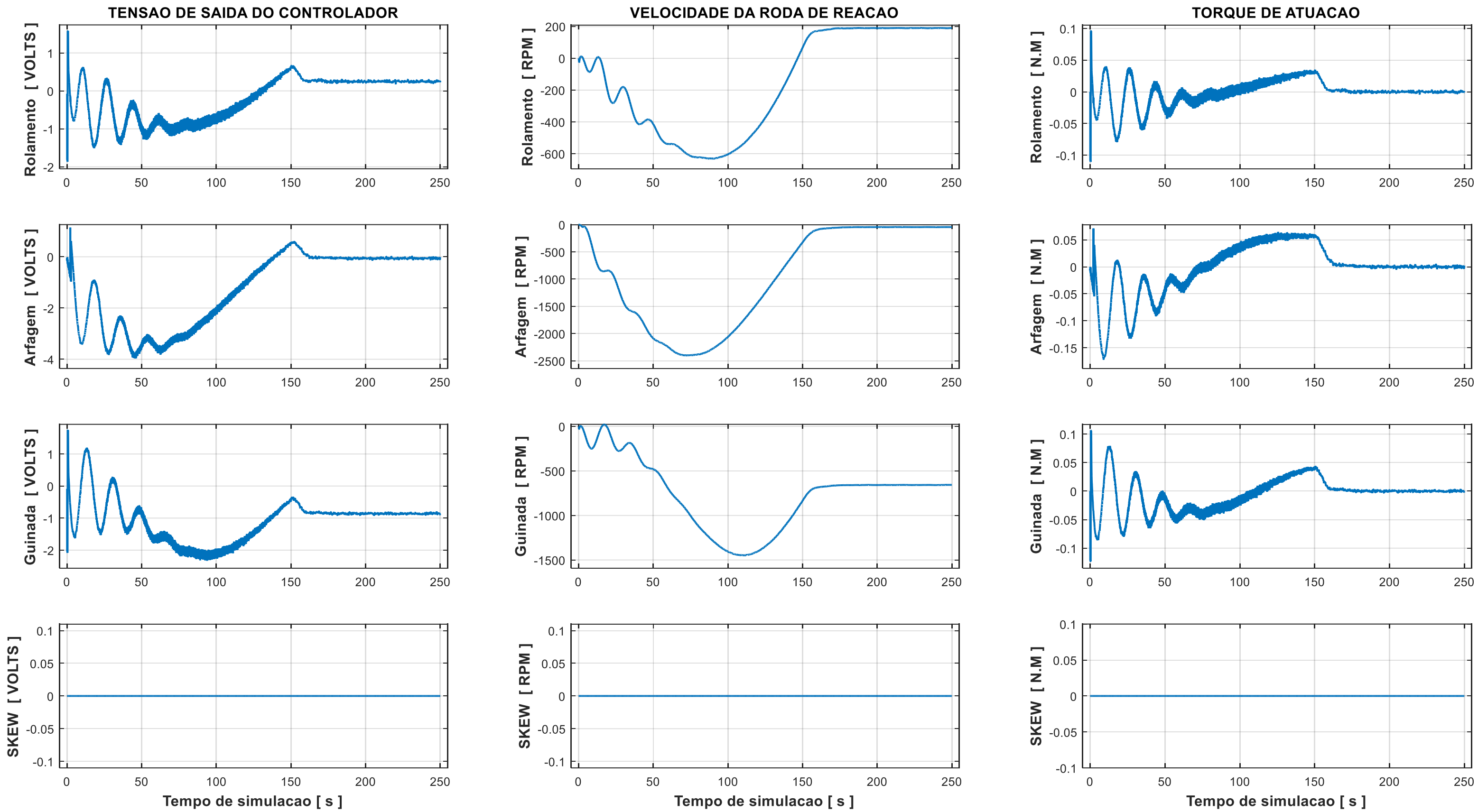


Figura 26 - Parâmetros do controlador (tensões de saída) e dos atuadores (rodas de reação, velocidades de rotação e torques realizados) da **PMM**.



3.6.2.2. Reconfiguração de Atuador em X

O uso da roda anti-simétrica (‘*skew*’) como redundância da roda no eixo **X** permite a estabilização do satélite.

Conforme atestado pela Figura 27, para a característica imposta à simulação, a manobra é completada para o eixo **X**. Porém, é notável que para o eixo **Y** não se torna possível completar nem metade da manobra e, para o eixo **Z** também a manobra é incompleta por uma margem de aproximadamente *5*°.

Essas limitações são devidas à saturação dos controladores, assim como das rodas que permanecem operacionais e da roda redundante, que assume o eixo **X** falhado (vide Figura 28).

A existência de uma classe distinta de atuadores – como jatos de hidrazina ou bobinas magnéticas – no modelo de simulação, o retorno ao apontamento em modo **Normal** teria sido obtido, ficando para as rodas de reação apenas a realização do apontamento fino.

Figura 27 - Parâmetros de sensores (atitude e taxas angulares) e acelerações angulares (estimadas) da **PMM**, modo falhado em **X**.

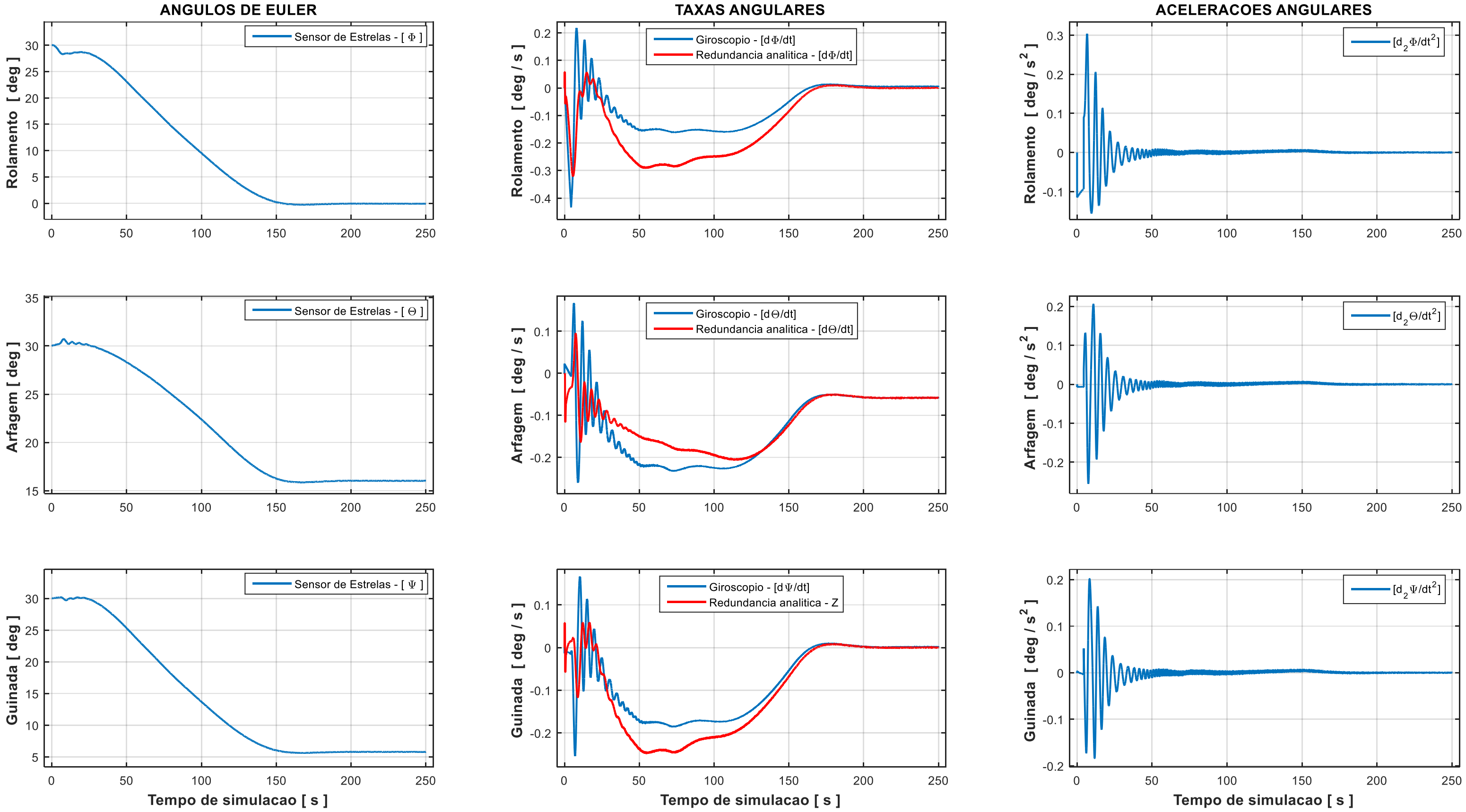
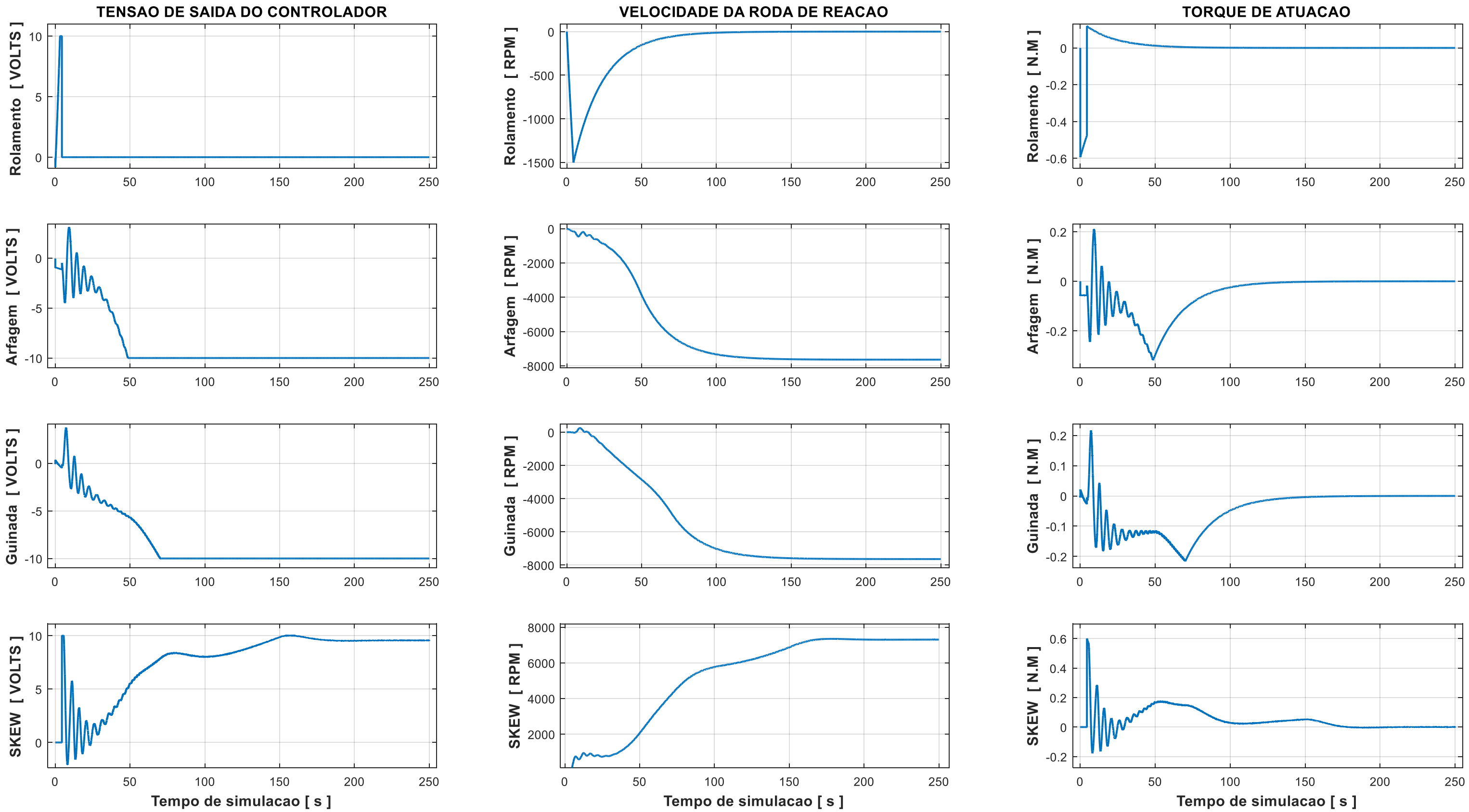


Figura 28 - Parâmetros do controlador (tensões de saída) e dos atuadores (rodas de reação, velocidades de rotação e torques realizados) da **PMM**, modo falhado em **X**.



3.6.2.3. Reconfiguração de Atuador em Y

O uso da roda anti-simétrica (*‘skew’*) como redundância da roda no eixo **Y** permite a estabilização do satélite.

Conforme atestado pela Figura 29, para a característica imposta à simulação, a manobra é completada para o eixo **Z**. Para o eixo **X** a manobra ultrapassa o apontamento comandado para cerca de *-8°* e, para o eixo **Y** a manobra é incompleta por uma margem de aproximadamente *12°*.

Essas limitações são devidas à saturação dos controladores em **X** e **Y**, assim como das rodas de reação em **X** e daquela redundante, que assume o eixo **Y** falhado (vide Figura 30).

Como no caso do eixo **X**, existência de uma classe distinta de atuadores permitiria o retorno ao apontamento em modo **Normal** teria sido obtido, ficando para as rodas de reação apenas a realização do apontamento fino.

Figura 29 – Parâmetros de sensores (atitude e taxas angulares) e acelerações angulares (estimadas) da **PMM**, reconfigurada com redundância física, modo falhado em **Y.**

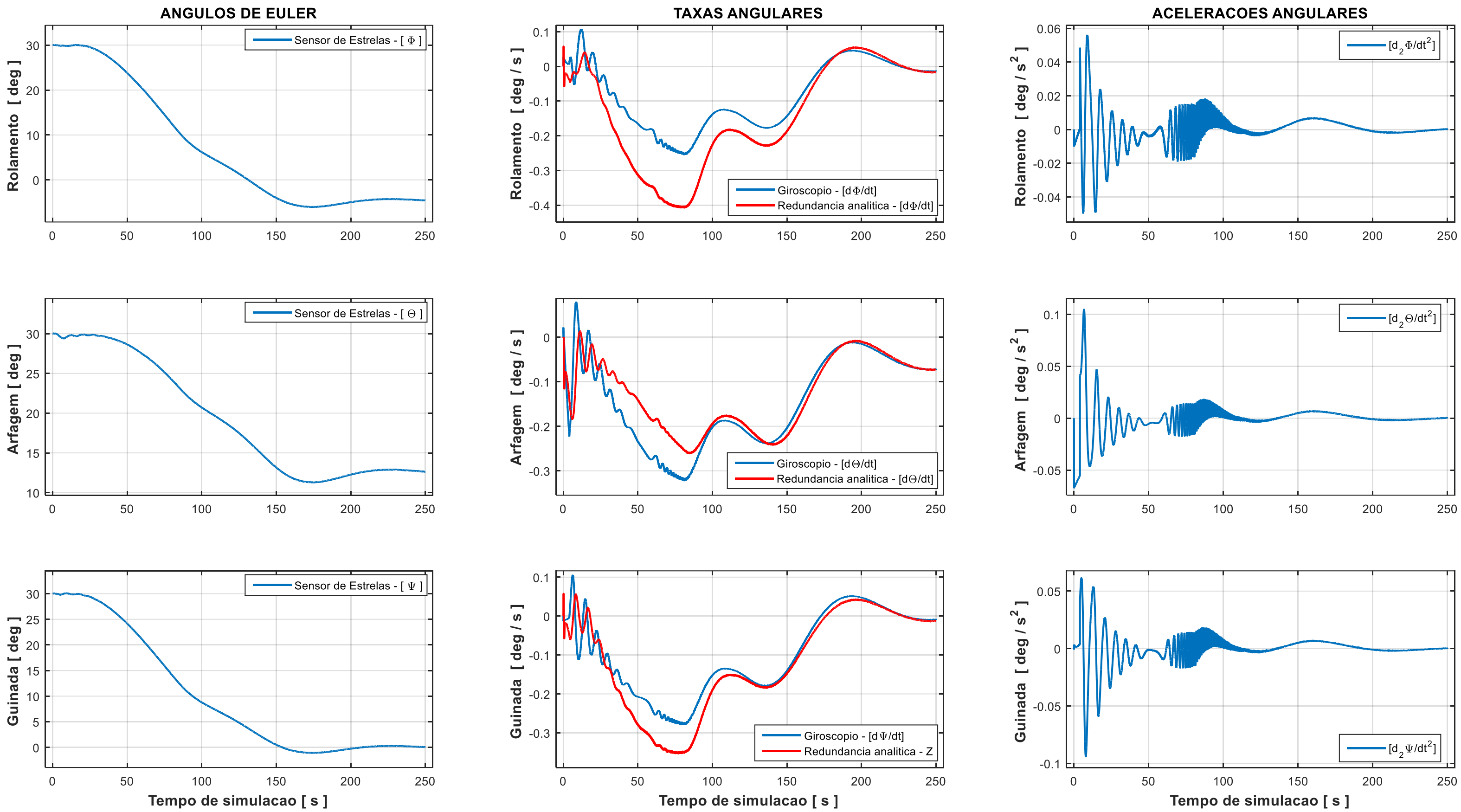
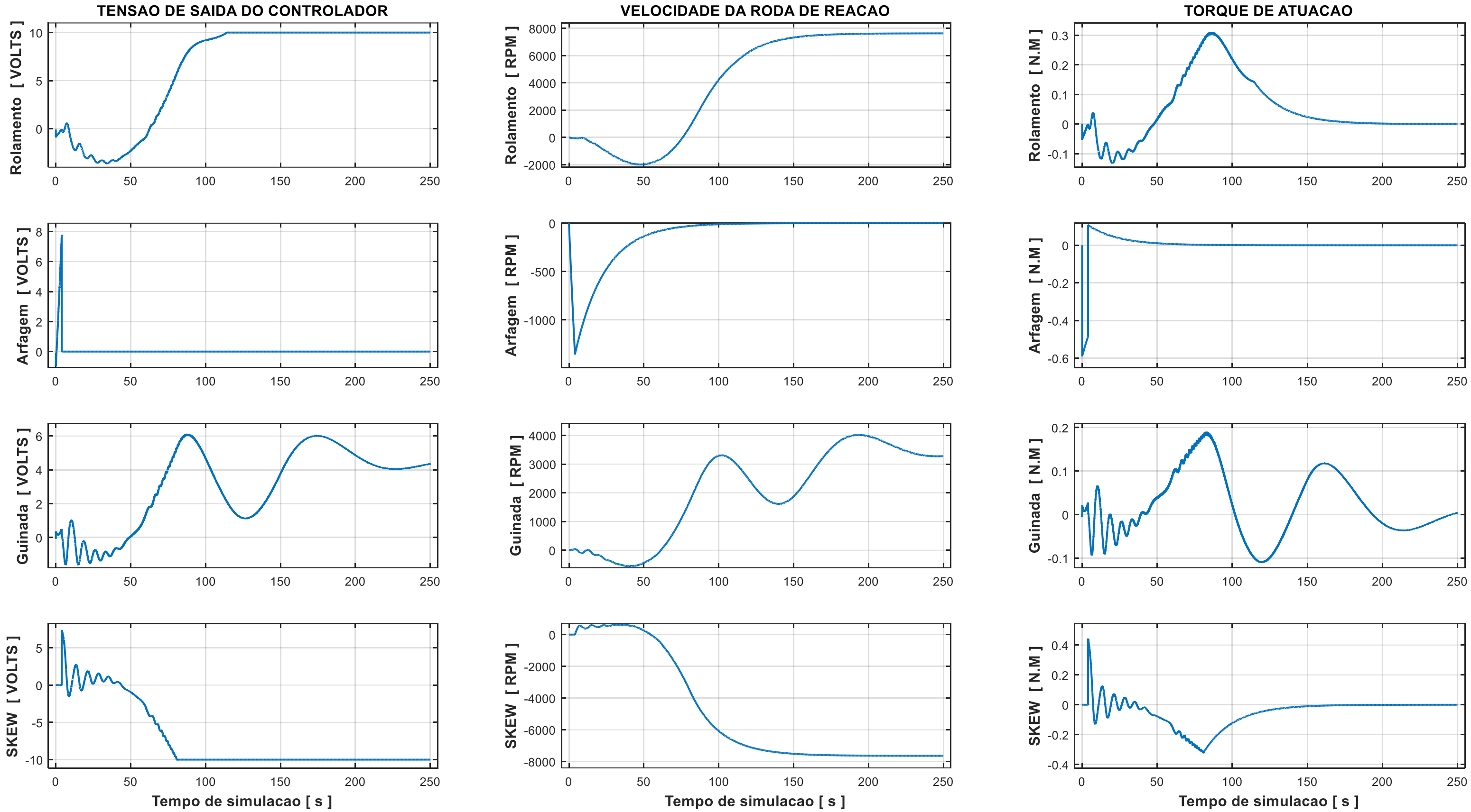


Figura 30 - Parâmetros do controlador (tensões de saída) e dos atuadores (rodas de reação, velocidades de rotação e torques realizados) da **PMM**, modo falhado em **Y**



3.6.2.4. Reconfiguração de Atuador em Z

O uso da roda antissimétrica (*'skew'*) como redundância da roda no eixo **Z** permite a quase estabilização do satélite.

Conforme atestado pela Figura 31, para a característica imposta à simulação, a manobra é quase completada em todos os eixos: ocorre um desvio de aproximadamente 1° no eixo **Z**.

Para o tempo de simulação adotado, não foi observada saturação em nenhum dos controladores ou rodas de reação (vide Figura 32).

Figura 31 - Parâmetros de sensores (atitude e taxas angulares) e acelerações angulares (estimadas) da **PMM**, reconfigurada com redundância física, modo falhado em **Z**.

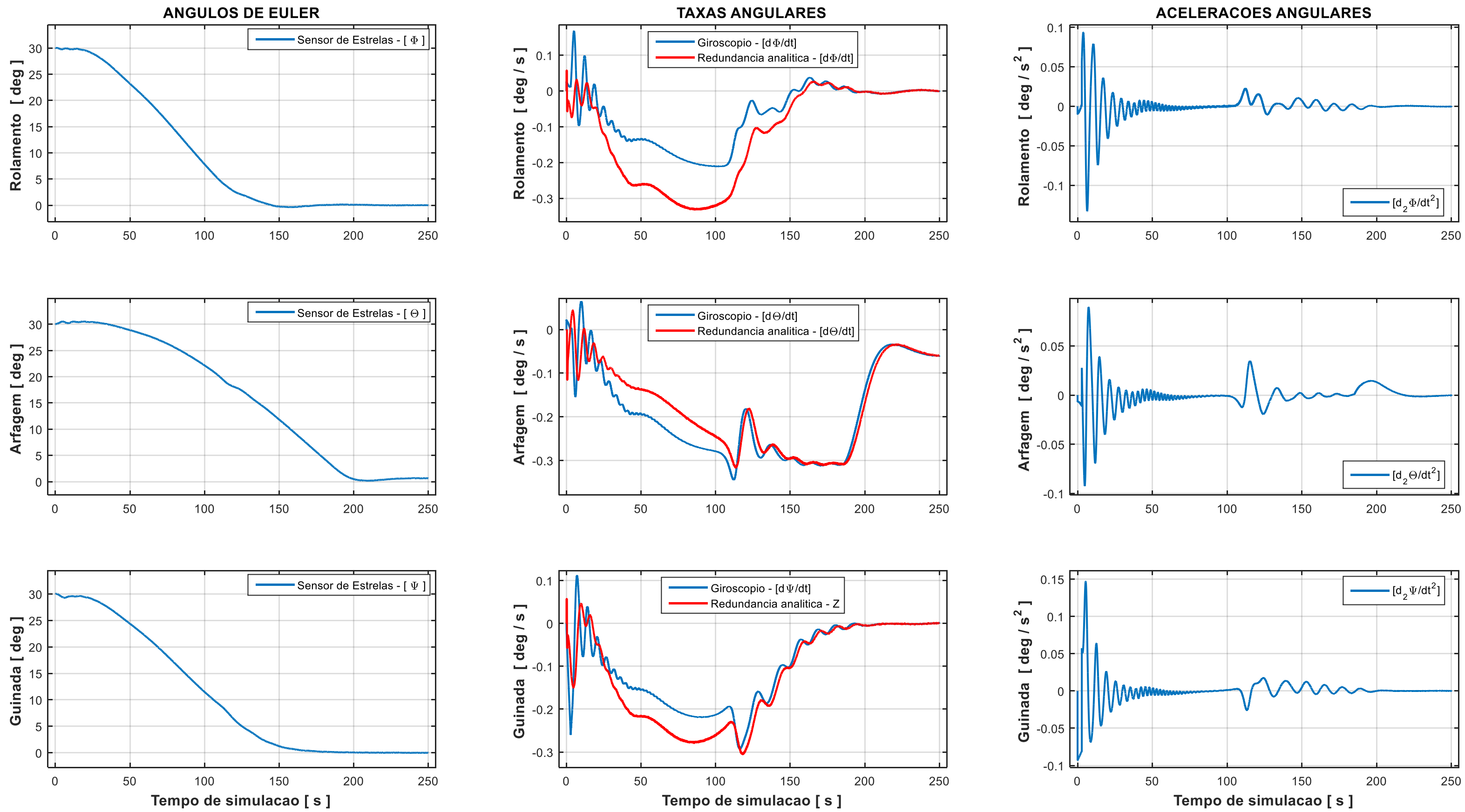
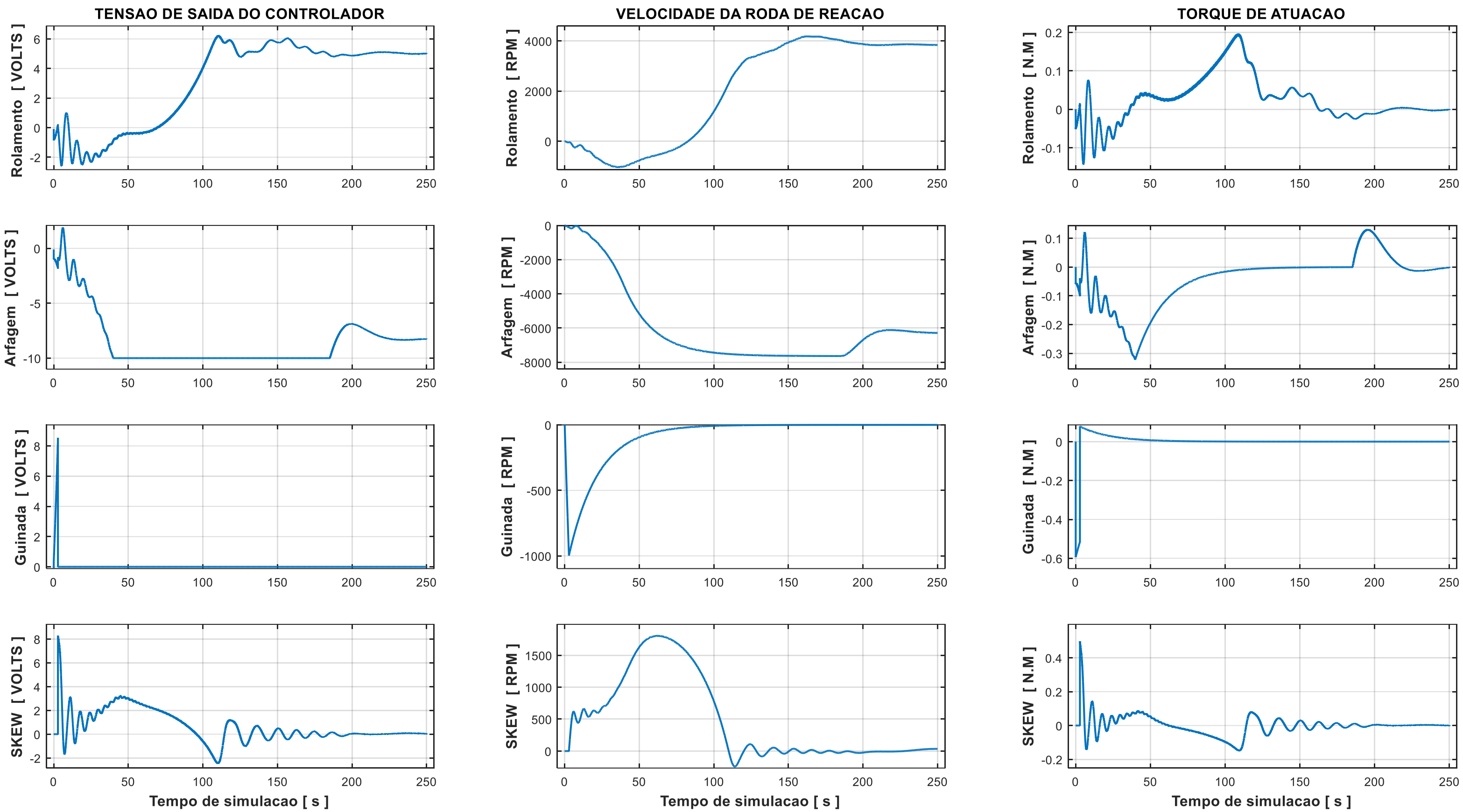


Figura 32 - Parâmetros do controlador (tensões de saída) e dos atuadores (rodas de reação, velocidades de rotação e torques realizados) da **PMM**, modo falhado em **Z**.



4 CARACTERIZAÇÃO E ANÁLISE DO REPERTÓRIO DE FALHAS

Para o desenvolvimento e a implementação de um esquema de detecção e diagnóstico de falhas (**FDD**), são definidos repertórios de falhas do sistema de controle (planta, controlador, sensores atuadores) tratado.

O repertório de falhas pode ser obtido – por exemplo – por meio de métodos clássicos, como **FMEA**, **FHA** ou **FTA**, aplicáveis tanto à arquitetura funcional do sistema de controle quanto à arquitetura física específica de componentes utilizados. Apesar de sua utilidade consagrada, estes métodos são estáticos e não proveem meios para que seja avaliada a propagação da falha na dinâmica de malha fechada do sistema de controle.

Com base no princípio da "causalidade"[4], assume-se a hipótese de que cada falha deve ter, idealmente, uma assinatura distinta, segundo um conjunto de características quantitativas (mensuráveis e/ou estimáveis) de cada elemento de interesse do sistema de controle (para os fins deste trabalho, sensores e atuadores).

No caso da disciplina de Controle Tolerante a Falhas, esta causalidade é denominada de "impacto".

Por meio do conjunto de assinaturas é então possível realizar a detecção de falha (quando se identifica que o sistema de controle "sai" da região de normalidade) e o diagnóstico (quando se identifica que uma falha específica se localiza em um componente determinado).

Teixeira (2005) e *Leite* (2007) fizeram uso de modelos de falhas, mas não consideraram, *a priori*, a caracterização das falhas utilizadas, sob o ponto de vista de como cada falha afeta a malha de controle.

No domínio dos modelos utilizados para simulação computacional, o nível de abstração ou de aderência ao fenômeno real traz duas dificuldades de

[4] Causalidade: s.f. Filosofia. Condição segundo a qual uma causa produz um efeito.
Princípio de causalidade, relação necessária entre a causa e o efeito. (Enuncia-se: "Todo fato tem uma causa, e as mesmas causas produzem, nas mesmas condições, os mesmos efeitos.").

sensível tratativa para a dinâmica e controle em condições de falhas, as quais afetam a fronteiras que separam as condições “normal” e falhadas entre si. A primeira delas é extrínseca ao modelo de falha: a incerteza correlata aos requisitos operacionais e ambientais definidos para o sistema de controle. A segunda dificuldade é intrínseca, mas correlata ao próprio sistema de controle: a solução especificada, que vier a atender aos requisitos de desempenho e missão, representa uma realização particular, intrinsecamente derivada dos requisitos de desempenho e de missão.

As dificuldades supracitadas não poderiam ou não deveriam ser obstáculo à realização de um esquema de **FDD** em um sistema de controle específico. Igualmente, mas por uma perspectiva complementar, nem as incertezas dos requisitos ambientais e operacionais, assim como a particularidade dos requisitos de desempenho e de missão, podem ou deveriam representar uma restrição à generalidade do método proposto para **FDD**.

É notório que dentre os trabalhos e a literatura investigados, as abordagens são de tratativa direta ao problema de detecção ou diagnóstico ou reconfiguração, sem que antes sejam analisadas as características das falhas que se propagarão na malha de controle e a interação destas falhas com a dinâmica da planta (nos domínios do tempo e da frequência). Menos ainda é dado direcionamento, segundo o repertório definido previamente, acerca da especificação ou do desempenho dos métodos e técnicas que serão utilizados.

Assim, se propõe que, a partir de um repertório de falhas e dos modelos destas mesmas falhas, a análise seja estendida para a malha de controle e não permaneça restrita ao componente (sensor ou atuador) em questão. O repertório de falhas é semelhante ao apresentado em *Leite* (2007) e *Teixeira* (2005) e o mesmo herda as hipóteses consideradas naquele trabalho, sobre a natureza das falhas. Porém, a modelagem e a implementação contêm detalhes distintos, como poderá ser observado nas seções que se seguirem.

Para cada uma das falhas propostas, são postos e discutidos os modelos. Após uma separação (válida para sensores e para atuadores) entre falhas que abrem a malha de controle e falhas que preservam a malha de controle, é demonstrado, para cada caso, como a falha introduzida se propaga no sistema de controle (a fim de que, o impacto supramencionado seja evidenciado).

Este trabalho consiste de 3 (três) componentes:

1. Proposição dos modelos de falha para sensores e atuadores, no domínio do tempo;

2. Análise dos modelos de falhas e da malha de controle mediante ocorrência de falha, a partir de uma estrutura genérica no domínio da frequência e do caso linear e invariante no tempo, **SISO**;

3. Análise das propagações das falhas no domínio do tempo, segundo a representação no espaço de estados, para o caso linear e invariante no tempo, porém generalizado para uma estrutura **MIMO**.

4.1. O Repertório de Falhas

O repertório a seguir contempla falhas de sensores e de atuadores e é baseado nos trabalhos de *Teixeira* (2005) e *Leite* (2007).

Para sensores:

1. Falha de “Fundo de Escala” (**S1**);

2. Falha de “Último Valor Válido” (**S2**);

3. Falha de “Deriva de Viés (*Bias*)” (**S3**);

4. Falha de “Deriva de Fator de Escala” (**S4**).

Para atuadores:

1. Falha de “Saturação da Tensão de Saída do Controlador” (**A1**);

2. Falha de “Falência da Roda” (**A2**);

3. Falha de “Sobrecorrente / Atrito Excessivo” (**A3**).

4.1.1. Modelos de Falhas de Sensores

Sensores devem informar ao controlador o estado das variáveis de interesse do sistema, a fim de que o mesmo possa atender aos requisitos de desempenho da malha de controle associada.

As falhas são modeladas de forma que fisicamente o efeito da mesma seja observado sem, no entanto, haver considerações específicas sobre qual elemento da arquitetura causa a falha.

Com suficiente generalidade e para os fins do presente trabalho, um sensor pode ser modelado como uma função linear, como descrito a seguir.

<u>Obs.:</u> a notação (kT) é mantida por conveniência em todos os equacionamentos, mesmo quando se referi ar um coeficiente invariante em modo **Normal**.

Definição § 1: seja $t = kT,\ k \in \mathbb{N}^*$, onde t é a variável de tempo absoluto do sistema e T é o período de amostragem associado. A indicação de um sensor é dada pela equação (4.1)

$$y(kT) = a_{FE}(kT) \cdot x(kT) + b_{bias}(kT) + v(kT) \qquad (4.1)$$

Na qual os termos são definidos por:

$y(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$a_{FE}(kT)$: Fator de escala do sensor, constante se isento de falha;

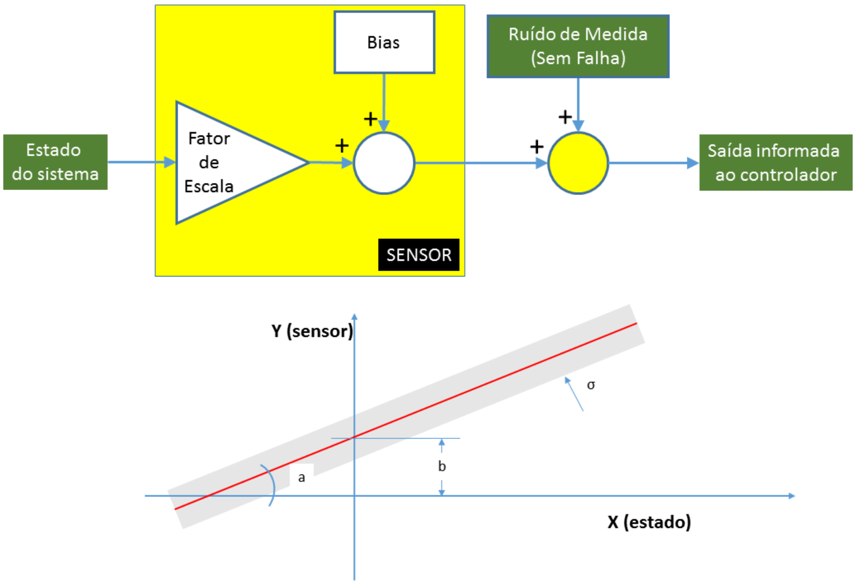
$x(kT)$: Valor do estado, no k-ésimo instante;

$b_{bias}(kT)$: Fator do *viés* do sensor, constante se isento de falha;

$v(kT)$: Valor de um processo gaussiano para sensor em modo normal ou falhado.

A Figura 33 proporciona uma visão esquemática do modelo do sensor.

Figura 33 – Visão esquemática de modelo de sensor e o aspecto de sua correlação Estado x Saída (Medida).



Uma vez estabelecida formalmente a **Definição § 1**, é possível escrever, a partir da mesma, os modelos para o repertório de falhas de sensores.

4.1.1.1. Falha de "Congelamento: Fundo de Escala" (S1)

Trata-se de uma falha de medida, abrupta e de natureza aditiva, caracterizada por o sensor subitamente informar ao controlador somente o fundo de escala, independentemente do estado da planta ou do sinal (positivo ou negativo) da última observação válida.

Nesta falha, o fator de escala e o viés são considerados já contemplados no módulo do valor espúrio.

Definição § 2: seja um sensor genérico como descrito pela **Definição § 1**. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma é persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha **S1** é dado então por:

$$y(kT) = Span(y) \cdot sign((k_{Falha} - 1) \cdot T) + v_{Falha}(kT) \qquad (4.2)$$

Na qual os termos definidos são:

$y(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

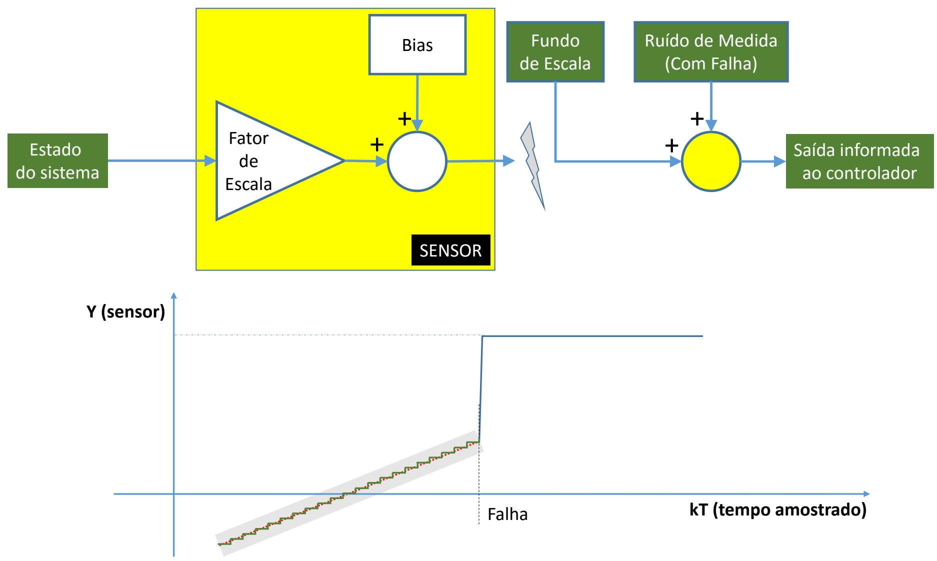
$Span(y)$: Módulo da capacidade máxima de medida do sensor;

$sign((k_{Falha} - 1) * T)$: Direção do sinal no instante imediatamente prévio à ocorrência da falha;

$v_{Falha}(kT)$: Valor de um processo gaussiano para sensor em modo falhado, representando ruídos como incertezas.

A Figura 34 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 34 – Visão esquemática da falha **S1** e o aspecto de sua evolução temporal.



4.1.1.2. Falha de "Congelamento: Último Aquisição Válida" (S2)

Trata-se de uma falha com as mesmas características de **S1**, exceto que neste caso o sensor passa a informar somente o último valor válido adquirido.

Assim como em **S1**, o fator de escala e o viés são considerados já contemplados no módulo do valor espúrio.

Definição § 3: seja um sensor genérico como descrito pela **Definição § 1**. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma seja persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha **S2** é dado então por:

$$y\left(kT\right)=y((k_{Falha}-1)\cdot T)+v_{Falha}\left(kT\right) \tag{4.3}$$

Na qual os termos definidos são:

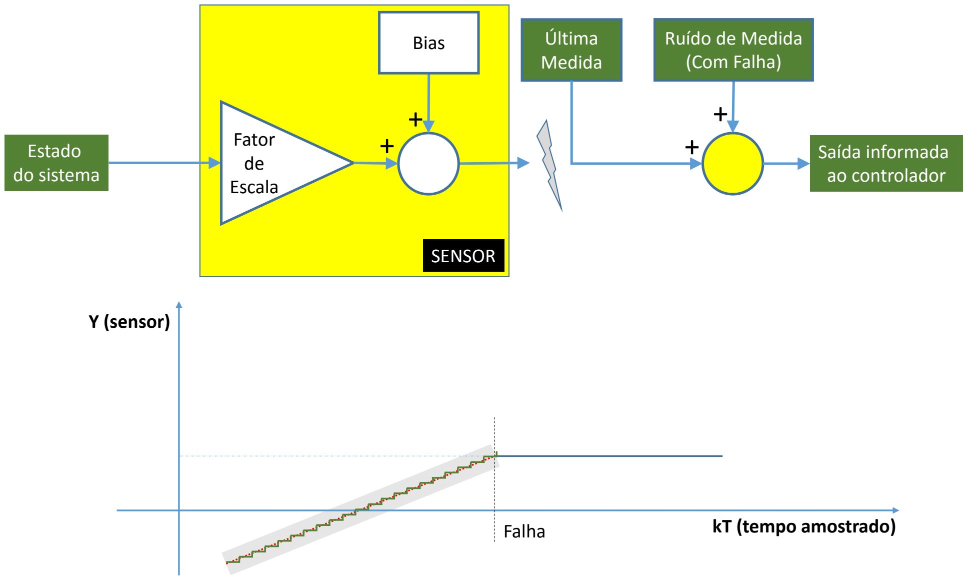
$y\left(kT\right)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$y((k_{Falha}-1)*T)$: Última informação válida do sensor, entregue no instante anterior à falha;

$v_{Falha}\left(kT\right)$: Valor de um processo gaussiano para sensor em modo falhado, representando ruídos como incertezas.

A Figura 35 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 35 – Visão esquemática da falha **S2** e o aspecto de sua evolução temporal.



4.1.1.3. Falha de "Deriva de Viés (Bias)" (S3)

Trata-se de uma falha de medida, incipiente (tipo "rampa") e de natureza aditiva (vide definições dadas na seção 2.1). É caracterizada por o sensor informar ao controlador medidas com valores de viés que incrementam segundo uma taxa constante. Esta falha, apesar de fazer com que o sensor entregue uma sinal anômalo para o controlador, não abre a malha de controle.

A partir desta seção, a referência será apenas pelo termo "viés".

Definição § 4: seja um sensor genérico como descrito pela **Definição § 1**. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma é persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha S3 é dado então por:

$$y(kT) = a_{FE}(kT) \cdot x(kT) + b_{bias} \cdot \left[1 + \left(k - k_{Falha} + 1\right) \cdot T \cdot SCF\right] + v_{Falha}(kT) \qquad (4.4)$$

Na qual os termos são definidos por:

$y(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$a_{FE}(kT)$: Fator de escala do sensor, constante, se isento de falha;

$x(kT)$: Valor do estado, no k-ésimo instante;

$b_{bias}(kT)$: Fator do viés do sensor, constante, se isento de falha;

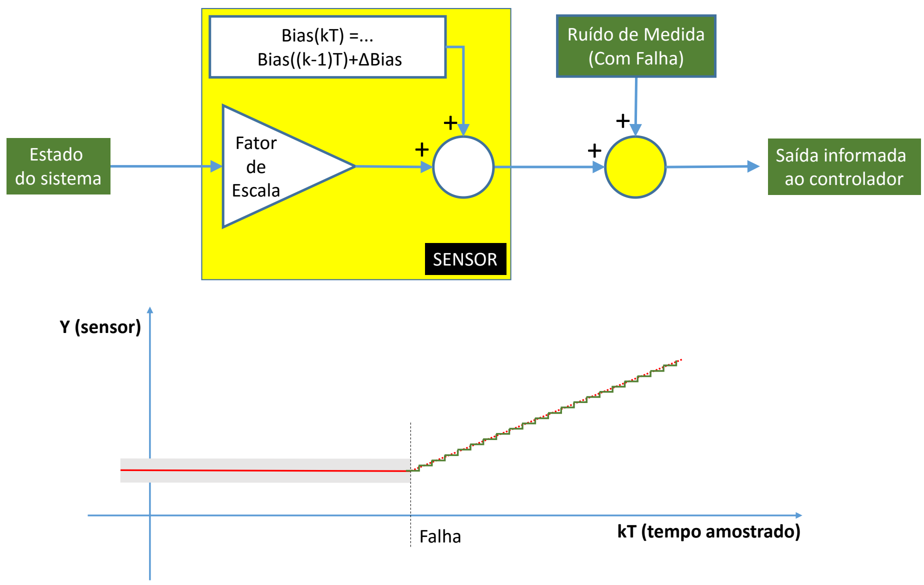
$\left[1+\left(k-k_{Falha}\right)\cdot T\right]$ Componente que introduz a deriva do viés do sensor;

SCF Fator de correção para a amostragem, ajusta a taxa de incremento do *viés*;

$v_{Falha}(kT)$: Valor de um processo gaussiano para sensor em modo falhado, representando ruídos como incertezas.

A Figura 36 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 36 – Visão esquemática da falha **S3** e o aspecto de sua evolução temporal.



4.1.1.4. Falha de “Deriva de Fator de Escala” (S4)

Trata-se de uma falha de medida, incipiente (tipo “rampa”) e de natureza multiplicativa (vide definições dadas na seção 2.1). É caracterizada por o sensor informar ao controlador medidas com fator de escala que incrementa segundo uma taxa constante. Esta falha, analogamente à falha S3, não abre a malha de controle.

Definição § 5: seja um sensor genérico como descrito pela Definição § 1. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma seja persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha **S4** é dado então por:

$$y(kT) = a_{FE}(kT) \cdot \left[1 + \left(k - k_{Falha} + 1\right) \cdot T \cdot SCF\right] \cdot x(kT) + b_{bias} + \nu_{Falha}(kT) \qquad (4.5)$$

Na qual os termos são definidos por:

$y(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$a_{FE}(kT)$: Fator de escala do sensor, constante se isento de falha;

$\left[1 + \left(k - k_{Falha}\right) \cdot T\right]$ Componente que introduz a deriva do fator de escala do sensor;

SCF Fator de correção para a amostragem, ajusta a taxa de incremento do fator de escala;

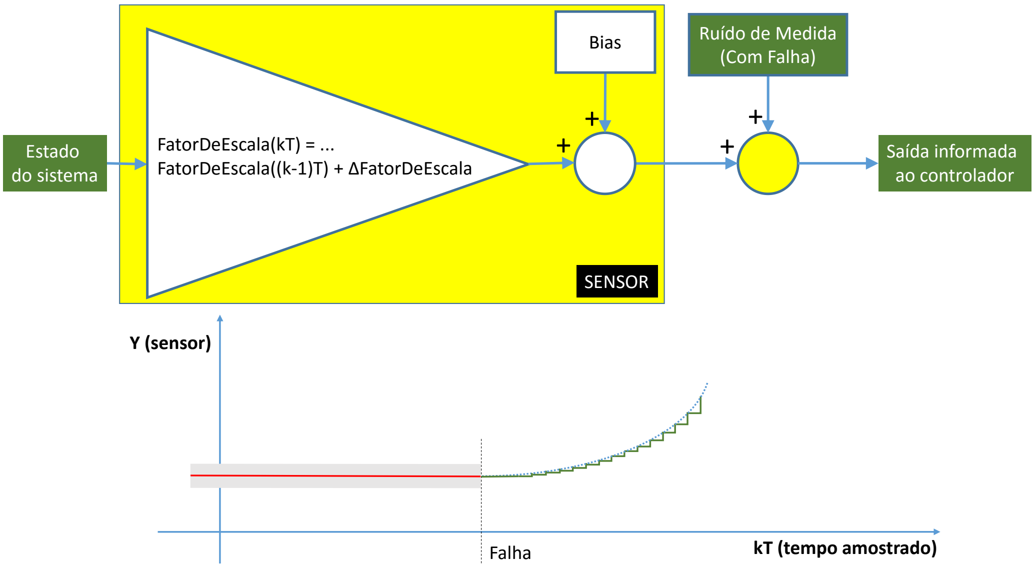
$x(kT)$: Valor do estado, no k-ésimo instante;

$b_{bias}(kT)$: Fator do viés do sensor, constante se isento de falha;

$\nu_{Falha}(kT)$: Valor de um processo gaussiano para sensor em modo falhado, representando ruídos como incertezas.

A Figura 37 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 37 – Visão esquemática da falha **S4** e o aspecto de sua evolução temporal.

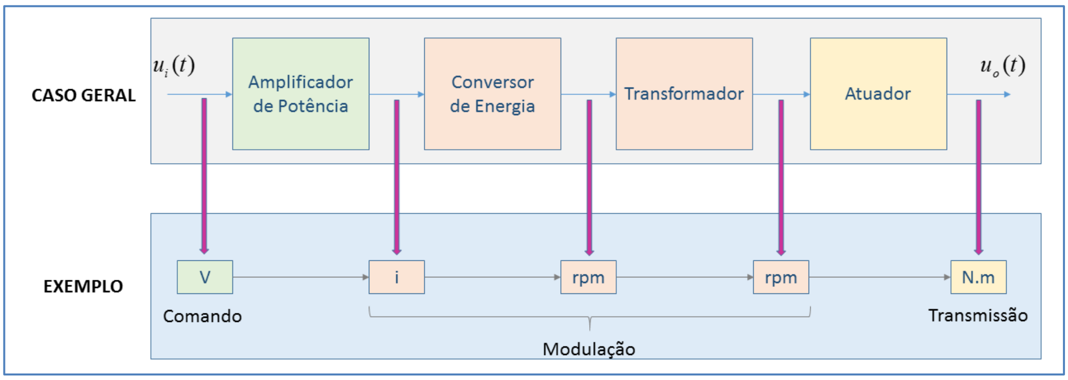


4.1.2. Modelos de Falhas de Atuadores

Atuadores devem agir sobre a planta do sistema de controle por meio de transferência (ou, conversão) de energia, de tal modo que esta planta atinja um conjunto de estados conveniente, segundo a referência de rastreio.

Leite (2007) adapta um modelo sistêmico de *Isermann* (2006) para descrever atuadores funcionalmente, de modo que os elementos essenciais podem ser visualizados (Figura 38).

Figura 38 – Elementos de um atuador, adaptado de *Leite* (2007) e *Isermann* (2006).



Este modelo permite que sejam consideradas falhas de naturezas distintas (elétricas, mecânicas, hidráulicas, etc.).

As falhas são modeladas de forma que fisicamente o efeito da mesma seja observado sem, no entanto, haver considerações específicas sobre qual elemento da arquitetura causa a falha.

Com suficiente generalidade e para os fins do presente trabalho, um atuador pode ser modelado como uma função linear, como descrito a seguir.

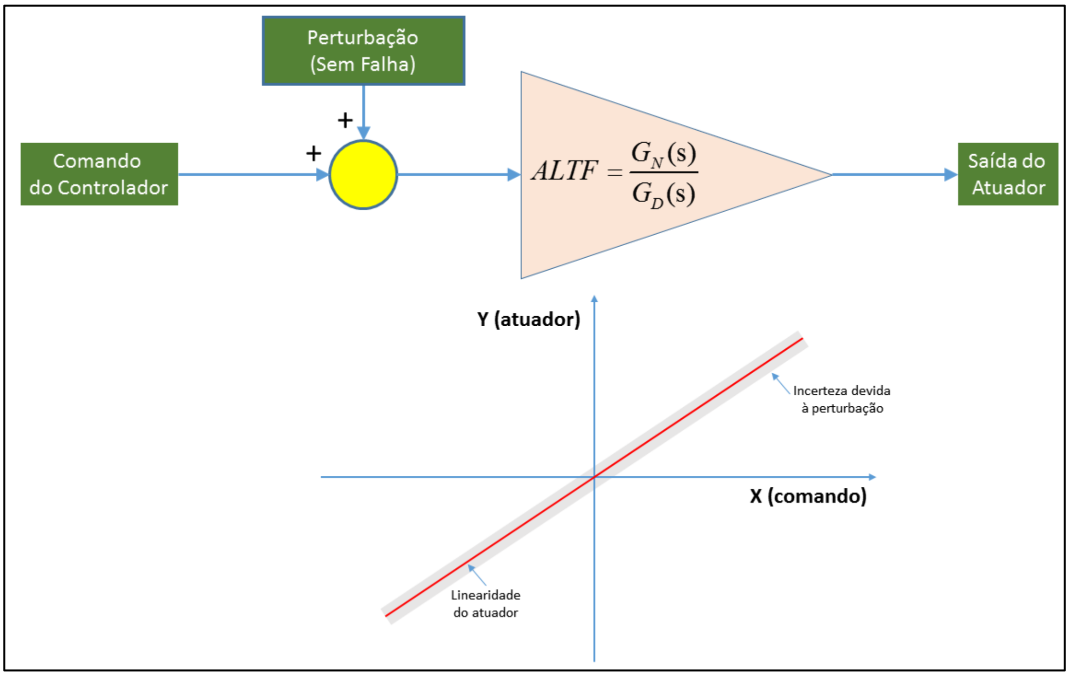
Definição § 6: Seja $t = kT,\ k \in \mathbb{N}^*$, onde t é a variável de tempo absoluto do sistema e T é o período de amostragem associado. O atuador é linear e não apresenta histerese. A saída de um atuador é dada pela equação (4.6)

$$w(kT) = ALTF \cdot \left[u(kT) + v(kT) \right] \qquad (4.6)$$

Na qual, os termos são definidos por:

$w(kT)$:	Valor da saída, no k-ésimo instante;
$ALTF$:	Função de transferência do atuador, realiza a mudança de domínio da energia segundo as características dinâmicas do atuador;
$u(kT)$:	Valor do comando dado pelo controlador, no k-ésimo instante;
$v(kT)$:	Valor de um processo gaussiano para o atuador em modo normal ou falhado, representando perturbações como incertezas.

Figura 39 - Visão esquemática de modelo de atuador



Uma vez estabelecida formalmente a **Definição § 6**, é possível escrever, a partir da mesma, os modelos para o repertório de falhas de atuadores.

4.1.2.1. Falha de "Saturação de Comando do Controlador" (A1)

Trata-se de uma falha de comando, abrupta e de natureza aditiva. É caracterizada por o atuador responder a um comando do controlador equivalente ao seu valor de saturação (valor máximo em módulo). Isso ocorre independentemente do estado da planta ou da observação validamente informada pelo(s) sensor(es) associados à malha de controle. Trata-se de uma falha que abre a malha de controle.

Definição § 7: seja um atuador genérico como descrito pela **Definição § 6**. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma seja persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha **A1** é dado então por:

$$w(kT) = ALTF \cdot \left[\left(-sign(k_{Falha} - 1) \cdot MaxCmd \right) + v_{Falha}(kT) \right] \qquad (4.7)$$

Na qual os termos definidos são:

$w(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$ALTF$: Função de transferência do atuador, realiza a mudança de domínio da energia segundo as características dinâmicas do atuador;

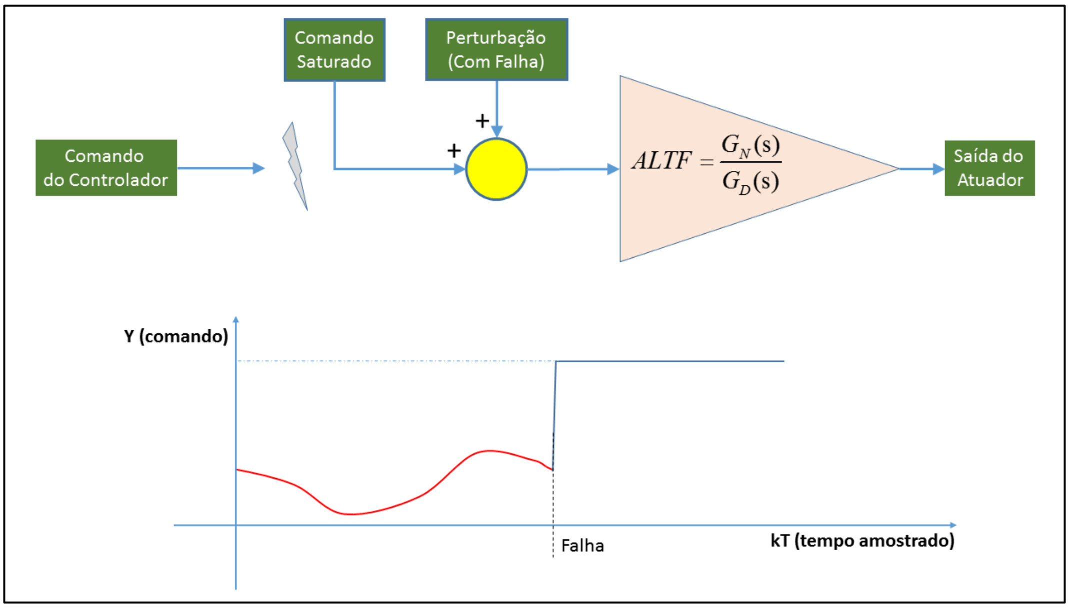
$-sign(k_{Falha}-1)$ Inversão de sentido do sinal do último comando sem falha no atuador;

$MaxCmd$ Valor saturado de comando do atuador;

$v_{Falha}(kT)$: Valor de um processo gaussiano para o atuador em modo falhado, representando perturbações como incertezas.

A Figura 40 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 40 - Visão esquemática da falha **A1** e o aspecto de sua evolução temporal.



4.1.2.2. Falha de "Falência do Atuador" (A2)

Trata-se de uma falha de comando, abrupta e de natureza aditiva. É caracterizada por o atuador tornar-se indiferente ao comando do controlador e oscilar ao redor da condição de atuação nula, sem necessariamente evoluir ao estado estático. Isso ocorre independentemente do estado da planta ou da observação validamente informada pelo(s) sensor(es) associados à malha de controle. Trata-se de uma falha que abre a malha de controle.

Definição § 8: seja um atuador genérico como descrito pela **Definição § 6**. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma seja persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha **A2** é dado então por:

$$w(kT) = ALTF \cdot \left[N \sim \left(0, LossFactor \cdot MaxCmd\right) + v_{Falha}\left(kT\right) \right] \qquad (4.8)$$

Na qual os termos definidos são:

$w(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$ALTF$: Função de transferência do atuador, realiza a mudança de domínio da energia segundo as características dinâmicas do atuador;

$N \sim (\ldots,\ldots)$ Distribuição normal de média nula e variância equivalente ao intervalo dentro do da qual devem estar contidos os comandos erráticos da falha;

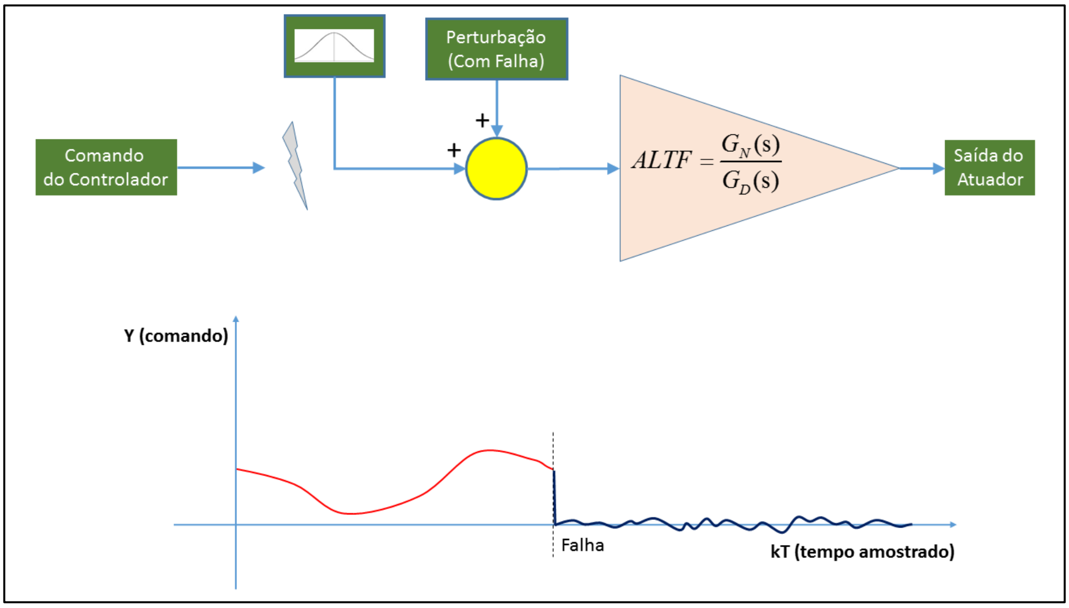
$LossFactor$ Fator de redução do valor saturado de comando do atuador;

$MaxCmd$(u) Valor saturado de comando do atuador;

$v_{Falha}(kT)$: Valor de um processo gaussiano para o atuador em modo falhado, representando perturbações como incertezas.

A Figura 41 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 41 - Visão esquemática da falha **A2** e o aspecto de sua evolução temporal.



4.1.2.3. Falha de "Perda de Efetividade de Comando por Atrito" (A3)

Trata-se de uma falha de comando, que pode ser abrupta ou incipiente e, de natureza multiplicativa. É caracterizada por o atuador não responder proporcionalmente ao comando recebido, enquanto observa-se o controlador aumentar a ação de comando, sem o efeito necessário para a planta. Trata-se de uma falha que não abre a malha de controle.

Definição § 9: seja um atuador genérico como descrito pela **Definição § 6**. Impõe-se que no instante $k_{Falha}T$ a falha ocorra e que a mesma é persistente (isto é, não intermitente). O modelo derivado para a falha A3 é dado então por:

$$w(kT) = ALTF \cdot \left\{ \left[u(kT) \cdot FricFactor + v_{Stiction}(kT) \right] + v_{Falha}(kT) \right\} \quad (4.9)$$

Na qual os termos definidos são:

$w(kT)$: Valor da saída, no k-ésimo instante;

$ALTF$: Função de transferência do atuador, realiza a mudança de domínio da energia segundo as características dinâmicas do atuador;

$FricFactor$ Fator de eficiência devido a atrito;

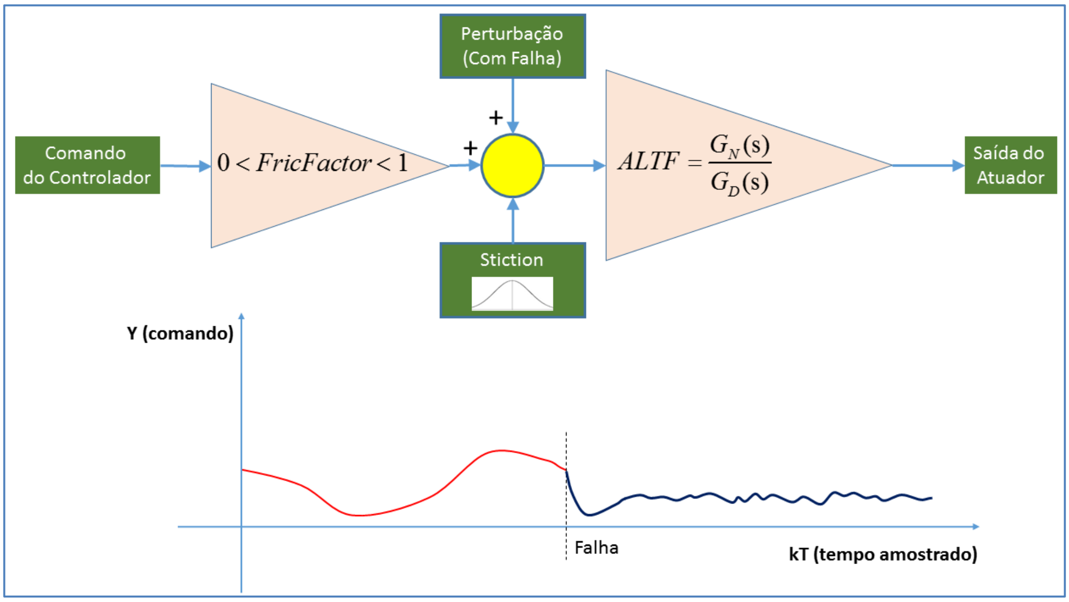
$u(kT)$ Valor do comando dado pelo controlador, no k-ésimo instante;

$v_{Atrito}(kT)$ Valor de um processo gaussiano para representar a característica não-linear de "*stick-slip*", ou "*stiction*", de atrito do atuador em modo falhado;

$v_{Falha}(kT)$: Valor de um processo gaussiano para o atuador em modo falhado, representando perturbações como incertezas.

A Figura 42 proporciona uma visão esquemática do modelo de falha.

Figura 42 - Visão esquemática da falha **A3** e o aspecto de sua evolução temporal.



4.1.3. Modelo de Ruído para o Repertório de Falhas

Em todos os casos do repertório (**S1**, **S2**, **S3**, **S4**, **A1**, **A2** e **A3**), o ruído abandona a característica descrita para o modo **Normal**. Ele não é mais modelado como o produto de um valor de referência (característico do modo **Normal**) e de uma distribuição normal de média zero e desvio padrão unitário.

No sistema físico, uma vez que uma falha qualquer tiver ocorrido, o comportamento natural de uma falha é que as características de ruído e de outras dinâmicas de alta frequência se alterem.

Assim, para o presente trabalho adota-se a premissa de que o modelo de ruído alterado ajuda a compor cada um doos modelos de falhas. Consegue-se assim, e minimamente, reproduzir o que ocorre numa circunstância real de operação: qualitativamente são inseridos os efeitos de incertezas externas e de dinâmicas internas não-identificadas ou não-caracterizadas quantitativamente.

Nas condições de falha, o que era o valor de referência (anteriormente constante) deverá variar aleatoriamente segundo uma distribuição uniforme de probabilidades.

Seja a função densidade de probabilidade de uma distribuição uniforme e contínua (*CASELLA; BERGER*, 2002) definida por:

$$f(X)=\begin{cases}\dfrac{1}{b-a}, & para\ \ a\le\ X\ \le\ b;\\ 0, & para\ \ X<a\ \ e\ \ X>b;\end{cases} \tag{4.10}$$

O primeiro momento (média) e segundo momento (variância) da distribuição uniforme são dados por:

$$E(X)=\frac{1}{2}\left(a+b\right) \tag{4.11}$$

$$V(X)=\frac{1}{12}\left(b-a\right)^2 \tag{4.12}$$

Resolvendo as equações 4.11 e 4.12 para “a” e “b”, resulta-se em:

$$\begin{aligned} a&=E(\mathrm{X})-\sqrt{3V(X)}\\ b&=E(\mathrm{X})+\sqrt{3V(X)}\end{aligned} \tag{4.13}$$

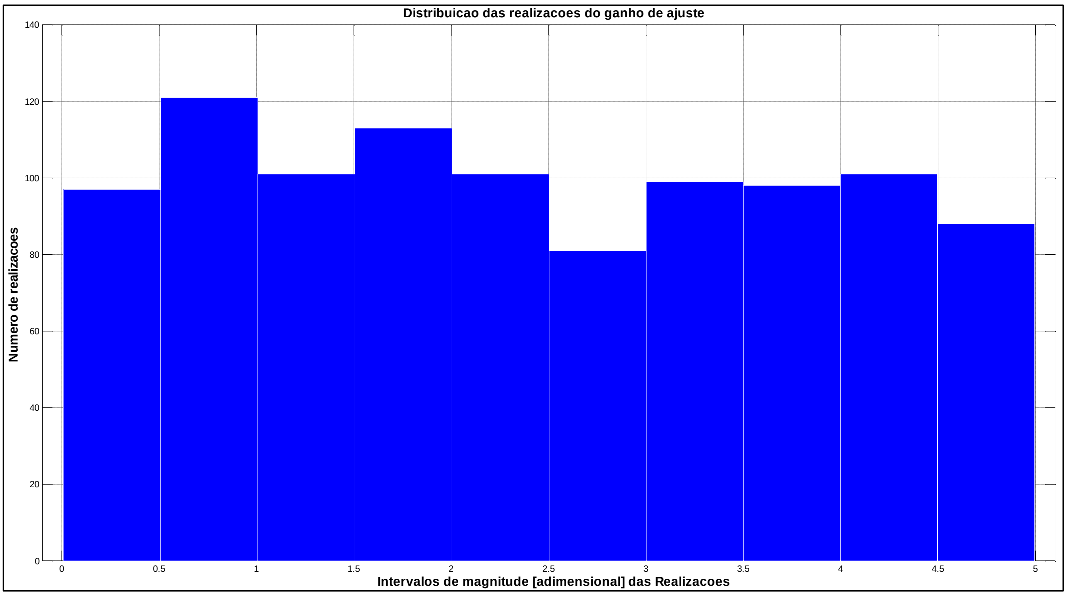
Escolhe-se arbitrar o valor em $a = 1$, o que faz com que o limite inferior do valor central para o ruído em modo falhado seja igual àquele do ruído em modo Normal. O valor superior é arbitrado em $b = 4$, o que faz com que o limite superior para o valor central do ruído em modo falhado seja até quatro vezes maior. Isso faz com que $E(X) = 2.5$ e que $\sqrt{3V(X)} = 1.5$.

Este ganho de ajuste é implementado por meio função "*rand*" da ferramenta Matlab/Simulink®. Dado que esta função fornece um vetor de *n* elementos pseudo-aleatórios contidos em distribuição uniforme contida no intervalo aberto (0, 1), o ganho de ajuste para cada passo de integração da simulação deve ser então:

$$GanhoAjuste(t)^i = 5 * rand(t) \tag{4.14}$$

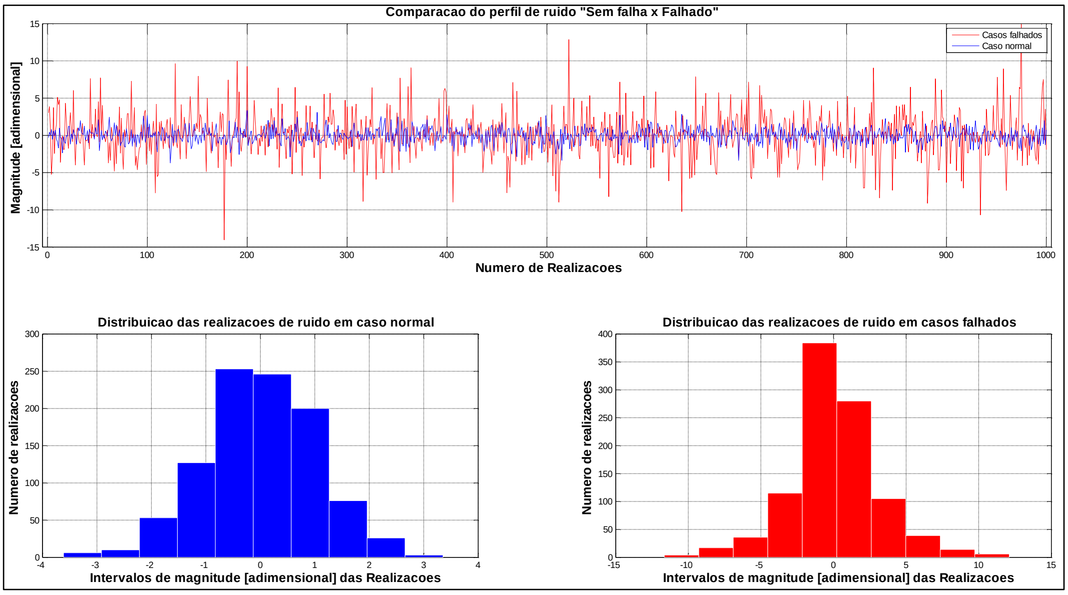
O resultado, como exemplo, para um conjunto de 1000 (mil) realizações é dado pela Figura 43 logo abaixo.

Figura 43 – Distribuição uniforme gerada a partir da Equação 4.10.



A Figura 44 abaixo mostra a diferença entre os padrões **Normal** (sem o ajuste dado pela equação 4.10) e falhado (com o ajuste) de ruído, para dois conjuntos independentes de 1000 (mil) realizações.

Figura 44 – Padrões de ruído nos modos sem falha (azul) e com falha (vermelho).



A maneira como a magnitude das realizações é afetada fica claramente mostrada e ao mesmo tempo, a característica da distribuição normal é preservada.

Nas seções seguintes são caracterizados os modelos específicos de cada uma das falhas mencionadas. Estabelece-se como tempo padrão para “injeção” das falhas *t = 200 s*, contados a partir do início da manobra de *de-tumble*. Este tempo tem como critério de escolha o valor de 1.11 vezes o requisito estabelecido como tempo máximo de manobra e estabilização da **PMM** ($180\,segundos\; x 1.11 = 199.8 \approx 200\,segundos$).

4.2. **“A Quadrilha de Seis”**

Uma vez definido o repertório de falhas e os modelos das mesmas, falta definir: como passa a se comportar a malha de controle uma vez que a falha se faz presente.

Dada esta motivação, é interessante que a dinâmica das falhas seja estudada também no domínio da frequência, não apenas naquele do tempo. Ademais, as características alteradas do fluxo de energia/sinais (i.e., abertura da malha de controle) podem alterar a topologia das malhas de controle.

ÄSTROM (2004) usa a terminologia "*Gang of Six"* (ou, "Quadrilha de Seis") para designar conjunto de funções de transferência derivadas de uma malha de *alimentação direta-retroalimentação* genérica (planta, sensor e ruído de medida, controladores, atuador e perturbação). Este conjunto é destinado ao projeto e à análise de desempenho de sistemas de controle.

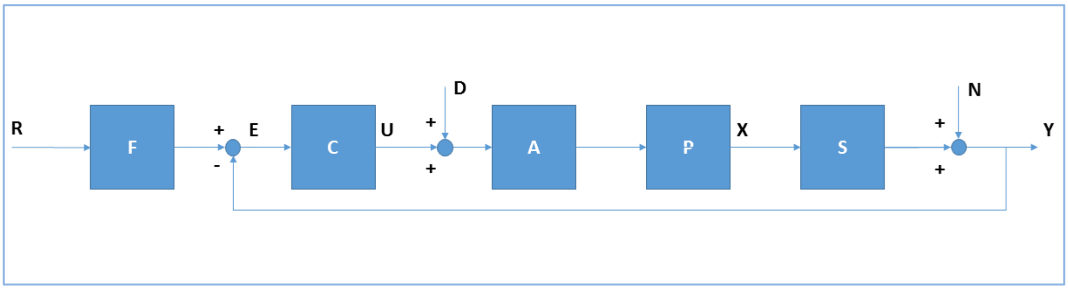
Estas funções de transferência correlacionam os vetores de saída, de estados e de controles à referência de rastreio, à perturbação no sinal do controlador e ao ruído de medida.

Seja a malha de controle, conforme mostra o diagrama de blocos da Figura 45, composta pelos componentes (omite-se a notação '(s)' por simplicidade).

Para os fins deste trabalho, a perturbação **D** é colocada entre os blocos do controlador e do atuador, pois:

- É de interesse que as falhas de atuador sejam modeladas como forma de perturbação injetada entre este e o controlador (uma vez que mediante uma falha de atuador, o controlador – em tese – perde sua autoridade, parcial ou totalmente, sobre o atuador);
- As perturbações sobre a planta serão de natureza não correlacionada às falhas contidas no repertório previsto.

Figura 45 – Malha de controle linear, invariante no tempo e sujeita a perturbações de atuação e ruído de medida.



R: entrada de referência do sistema de controle;

F: bloco do controlador de *alimentação direta*;

E: sinal de erro, diferença entre a referência e o sinal de *retroalimentação*;

C: bloco do controlador de *retroalimentação*;

U: sinal de comando do controlador;

D: perturbação entre o sinal do controlador e o atuador;

A: bloco do atuador;

P: bloco da planta;

X: vetor de estados da planta;

N: ruído de medida do vetor de saídas;

S: bloco do sensor;

Y: vetor de saídas da planta.

Sejam para este sistema válidas as hipóteses:

- O sistema é linear e invariante no tempo (**LTI** – *Linear Time Invariant*);
- O sistema do tipo **SISO** (*Single-Input Single-Output*);

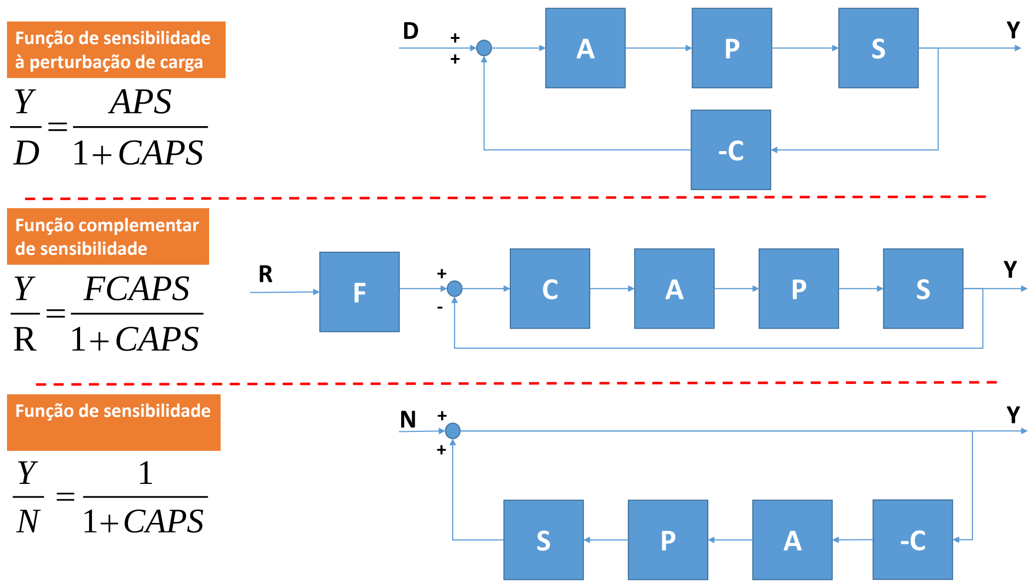
Dado são tomadas apenas as funções de transferência cujas saídas são **Y** e **U** (o terceiro grupo seriam aquelas cujas saídas são os estados, **X**) a “*Quadrilha de 6*” original se reduz à “*Quadrilha de 4*” (“*Gang of Four*”) (*ÄSTROM*, 2002).

Os vetores de saída (**Y**) e de controle (**U**) podem ser descritos por superposição das funções de transferência $\left[\frac{Y}{R};\frac{Y}{D};\frac{Y}{N}\right]$ e $\left[\frac{U}{R};\frac{U}{D};\frac{U}{N}\right]$, segundo as expressões 4.15 e 4.16:

$$\left.\begin{aligned} \frac{Y}{R} &= \frac{FCAPS}{1+CAPS}; \\ \frac{Y}{D} &= \frac{APS}{1+CAPS}; \\ \frac{Y}{N} &= \frac{1}{1+CAPS}; \end{aligned}\right\} \Rightarrow Y = \frac{FCAPS}{1+CAPS}R + \frac{APS}{1+CAPS}D + \frac{1}{1+CAPS}N \qquad (4.15)$$

Segundo *ÄSTROM* (2004) são respectivamente: (i) função de sensibilidade complementar, (ii) função de sensibilidade à variação de carga, (iii) função de sensibilidade. As topologias são mostradas na Figura 46 abaixo.

Figura 46 – Topologias para as funções de transferência da saída do sistema

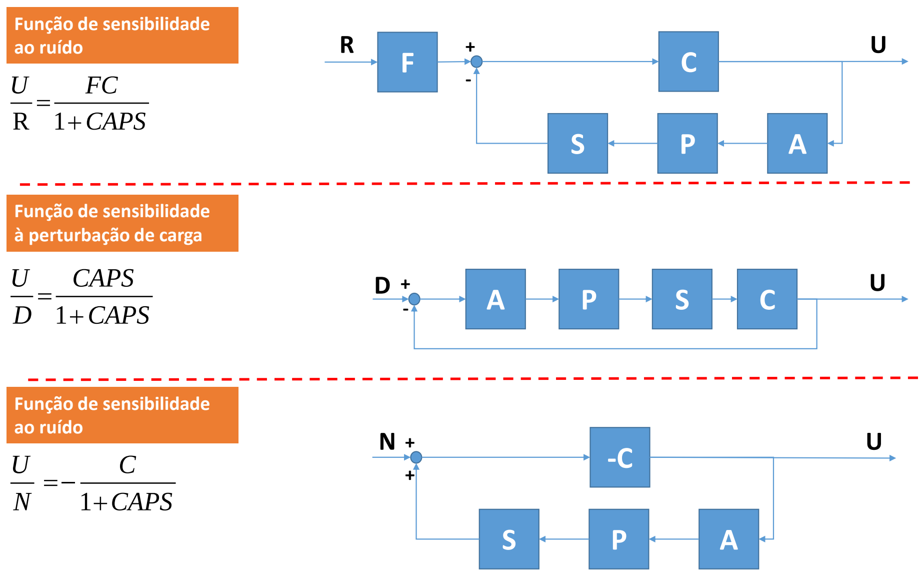


$$\left.\begin{aligned} \frac{U}{R} &= \frac{FC}{1+CAPS}; \\ \frac{U}{D} &= \frac{CAPS}{1+CAPS}; \\ \frac{U}{N} &= -\frac{C}{1+CAPS}; \end{aligned}\right\} \Rightarrow U = \frac{FC}{1+CAPS}R + \frac{CAPS}{1+CAPS}D - \frac{C}{1+CAPS}N \qquad (4.16)$$

Surge uma nova função, segundo *Ästrom* (2002), que é a “função de sensibilidade a ruído”.

As topologias de (4.16) são mostradas na Figura 47 abaixo:

Figura 47 – Topologias para as funções de transferência do controlador do sistema.



O resultado da “*Quadrilha de 4*” é útil na análise de resposta em freqüência da malha de controle, quando submetida a alguma das falhas modeladas para o presente trabalho e, isso será oportunamente feito no Capítulo 5.

Nesta análise supracitada, assumir-se-á a hipótese de que **F** é unitária.

4.3. **Considerações sobre a Estabilidade**

É importante que a estabilidade seja analisada nos domínios do tempo e da frequência, a fim de que se entenda como o evento de uma falha que ocorre injeta anomalias na malha de controle e altera seu comportamento dinâmico. Isto é feito nas subseções que se seguem.

4.3.1. Análise da Estabilidade, Domínio da Frequência

Seja o sistema de controle em malha fechada mostrado pela Figura 45, porém sem a perturbação **D** e sem o ruído **N**. Considere-se para o mesmo que ele seja de ordem arbitrária. Sua representação de <u>malha fechada</u>

pode ser feita segundo a equação (4.17) (função de sensibilidade complementar), na forma de *Bode* (**ZPK,** acrônimo para "*Zeros, Pólos e Ganho*"), a qual consiste da combinação de $m+\ell$ termos de 1ª ordem e de $p-\ell-1$ termos de 2ª ordem (OGATA, 2002), sendo $\ell, m, p \in \mathbb{N}$.

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{K\cdot\prod_{j=1}^{m}\left(s+z_j\right)}{s^n\cdot\prod_{i=1}^{\ell}\left(s+\sigma_i\right)\cdot\prod_{i=\ell+1}^{p}\left(s^2+2\cdot\zeta_i\cdot\omega_{n,i}\cdot s+\omega_{n,i}^2\right)} \tag{4.17}$$

Os 'm' zeros e os 'ℓ' pólos de 1ª ordem são estritamente reais ($z_i, \sigma_i \in \mathbb{R}$). Os zeros tendem a atenuar as características conferidas aos sistemas pelos pólos dominantes, especificamente nas faixas de frequência próximas àquelas de tais zeros. Esta interação afeta a amplitude da resposta do sistema (*OGATA*, 2002; *TAKAHASHI et al*., 1970), segundo os modos afetados.

Os pólos estritamente reais (ou, exponenciais) têm suas características de resposta mescladas com aquelas dos pólos complexos do sistema de 2ª ordem. Predominam as características dos pólos mais lentos (*i.e.*, mais próximos da origem).

Analisando os termos de 2ª ordem, por meio da resolução da equação característica no denominador de (4.17) provê as *i-ésimas* raízes:

$$\begin{aligned} s_{i,1} &= -\zeta_i\cdot\omega_{n,i}+\omega_{n,i}\cdot\sqrt{\zeta_i^2-1}=-\zeta_i\cdot\omega_{n,i}+j\cdot\omega_{n,i}\cdot\sqrt{1-\zeta_i^2} \\ s_{i,2} &= -\zeta_i\cdot\omega_{n,i}-\omega_{n,i}\cdot\sqrt{\zeta_i^2-1}=-\zeta_i\cdot\omega_{n,i}-j\cdot\omega_{n,i}\cdot\sqrt{1-\zeta_i^2} \\ &(i=0,1,2...;\ i\in\mathbb{N}) \end{aligned} \tag{4.18}$$

A parte real define a taxa de variação da amplitude de resposta, enquanto a parte imaginária define qual a característica oscilatória da mesma resposta. O valor atribuído a ζ define os tipos dos pólos do sistema:

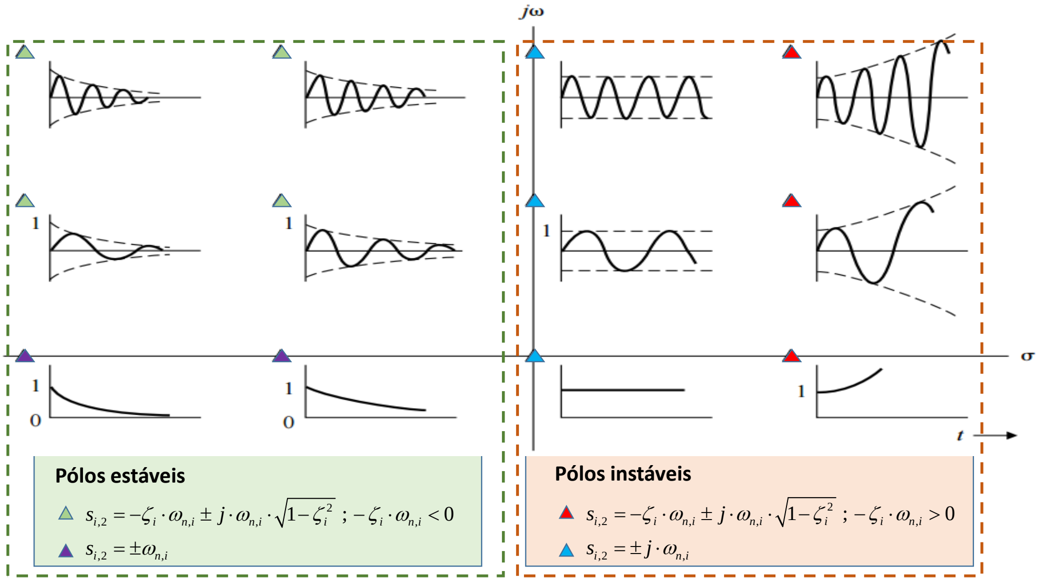
$$
\begin{array}{ll}
(Instáveis) & \zeta_i < 0 \Rightarrow s_{i,2} = -\zeta_i \cdot \omega_{n,i} \pm j \cdot \omega_{n,i} \cdot \sqrt{1-\zeta_i^2} \;;\; -\zeta_i \cdot \omega_{n,i} > 0 \\
(Oscilatórios) & \zeta_i = 0 \Rightarrow s_{i,2} = \pm j \cdot \omega_{n,i} \\
(Subamortecidos) & 0 < \zeta_i < 1 \Rightarrow s_{i,2} = -\zeta_i \cdot \omega_{n,i} \pm j \cdot \omega_{n,i} \cdot \sqrt{1-\zeta_i^2} \;;\; -\zeta_i \cdot \omega_{n,i} < 0 \\
(Amortecidos) & \zeta_i = 1 \Rightarrow s_{i,2} = \pm \omega_{n,i} \\
(Sobreamortecidos) & \zeta_i > 1 \Rightarrow s_{i,2} = -\zeta_i \cdot \omega_{n,i} \pm \omega_{n,i} \cdot \sqrt{1-\zeta_i^2} \;;\quad -\zeta_i \cdot \omega_{n,i} < 0
\end{array}
\tag{4.19}
$$

A característica da resposta dinâmica de cada caso é ilustrada pela

Figura 48 abaixo: sobre uma representação no plano complexo S ($\sigma \times j\omega$), é superposta a cada tipo de pólo a evolução temporal associada, segundo um sistema de ordem arbitrária submetido a uma entrada tipo impulso.

<u>Obs.:</u> apenas o caso sobreamortecido não é apresentado, porém o mesmo tem dois pólos estritamente reais e negativos, sendo sua resposta temporal ainda mais lenta do que o caso amortecido.

Figura 48 – Características de resposta temporal de um sistema de ordem arbitrária a uma entrada impulso, segundo os seus pólos.



Para que o sistema de controle seja estável, é condição necessária e suficiente que todos os seus pólos estejam localizados (ou, alocados) no semi-plano esquerdo do mapeamento em S.

Por meio da análise do lugar das raízes ou das características das margens (1) de ganho e (2) de fase em malha aberta (4.17), estabelece-se as características do controlador para o desempenho esperado para malha fechada.

A característica de resposta no tempo de um sistema em malha fechada deve ser uma combinação linear das respostas de cada um de seus pólos. A resposta do sistema descrito pela equação (4.20) à aplicação de uma entrada degrau unitário ($R(s)=1$), esclarece esta correlação direta com os pólos:

$$Y(s)=G(s)\cdot R(s)=\frac{A_0}{s}+\sum_{i=1}^{\ell}\frac{A_i}{s+\sigma_i}+\sum_{i=\ell+1}^{n}\frac{A_i\cdot\omega_{n,i}^2}{s^2+2\cdot\zeta_i\cdot\omega_{n,i}\cdot s+\omega_{n,i}^2} \qquad (4.20)$$

A mesma resposta no domínio do tempo, obtida por meio da transformada inversa de *Laplace* de (4.20), tem a forma:

$$y(t) = A_0 + \sum_{i=1}^{\ell} A_i \cdot e^{-\sigma_i \cdot t} + \sum_{i=\ell+1}^{n} A_i \cdot \frac{e^{-\zeta_i \, \omega_{n,i} \cdot t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot sen\left[\left(\omega_{n,i} \cdot \sqrt{1-\zeta^2}\right) \cdot t + cos^{-1}(\zeta)\right]$$

(4.21)

Os termos exponenciais presentes, os quais são explicitamente dependentes das posições dos pólos, definirão a característica de estabilidade do sistema, como já mostrado em (4.19).

Assim, por exemplo, para todo *i-ésimo* pólo que satisfizer a condição $-\zeta_i \cdot \omega_{n,i} < 0$, a resposta (saída) do sistema tende assintoticamente para o regime na origem, isto é: $y_i(t) \to 0 \ se \ t \to \infty$.

A análise realizada acima, no domínio da frequência (vide $s = \sigma + j\omega$), explicita os parâmetros dos pólos de malha fechada, é particularmente útil para especificar o desempenho desejado para o sistema de controle (isto é, aquele de malha fechada), mas não elimina a utilidade da análise no domínio do tempo.

A representação no espaço de estados (domínio do tempo) é útil para explicitar qual o deslocamento dos pólos de malha aberta por meio da lei de controle, além de proporcionar um ponto de vista complementar sobre sobre a ação de controle diretamente sobre os estados da da planta.

4.3.2. Análise da Estabilidade, Domínio do Tempo

Relembrando a hipótese de que o sistema analisado é **LTI-SISO,** a equação (4.17) é obtida por meio da transformada de *Laplace* da equação diferencial (4.22) abaixo (*OGATA*, 2002; *TAKAHASHI et al.,* 1970), a qual descreve o sistema dinâmico no domínio do tempo:

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \cdot \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + ... + a_1 \cdot \frac{dy(t)}{dt} + a_0 \cdot y(t) = u(t) \qquad (4.22)$$

Por sua vez, (4.22) pode ser escrita na forma de espaço de estados (*TAKAHASHI et al*., 1970; *KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972):

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$$
$$y(t) = C \cdot x(t) \quad (4.23)$$

Sendo que para (4.23) define-se:

$\dot{x}(t), \in \mathbb{R}^{n\times1}$:	Vetor de derivadas das variáveis de estado do sistema;
$A, \in \mathbb{R}^{n\times n}$:	Matriz da dinâmica da planta;
$x(t), \in \mathbb{R}^{n\times1}$:	Vetor das variáveis de estado;
$B, \in \mathbb{R}^{n\times r}$:	Matriz de transmissão das entradas (comandos) de controle;
$u(t), \in \mathbb{R}^{r\times1}$:	Vetor das entradas (comandos) de controle;
$y(t), \in \mathbb{R}^{m\times1}$:	Vetor das saídas do sistema;
$C, \in \mathbb{R}^{m\times n}$:	Matriz de observação das saídas do sistema.

Obs.: se o sistema é **SISO**, então $m = r = 1$.

Escrevendo (4.23) segundo a "*Forma Canônica de Controlabilidade*" provê:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \ldots \\ \dot{x}_{n-1}(t) \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \ldots & -a_{n-2} & -a_{n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \ldots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \ldots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \left[u(t) \right]$$
$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \ldots & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \ldots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Seja o sistema dinâmico segundo (4.24). Para o mesmo na forma autonôma, $\dot{x} = A \cdot x(t)$, os autovalores $\lambda_i \left(i = 1, \ldots, n;\ i \in \mathbb{N} \right)$ da matriz A correspondem aos pólos de <u>malha aberta</u> e são as raízes do polinômio característico $\psi(s)$:

$$\psi(s) = det(s \cdot I - A) = \begin{vmatrix} s & -1 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 0 & -1 \\ a_0 & a_1 & \ldots & a_{n-2} & s + a_{n-1} \end{vmatrix} = 0$$

$$\Downarrow \qquad (4.25)$$

$$\psi(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0 = 0$$

O polinômio de (4.25) pode também ser escrito em forma compacta, correspondente ao determinante da forma diagonal de **A** (*TAKAHASHI et al.*, 1970; *KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972):

$$\psi(s) = \prod_{i=1}^{n} (s - \lambda_i) = 0 \qquad (4.26)$$

A análise da estabilidade de **A** é feita a partir de seus λ_i autovalores, com auxílio das definições a seguir.

Definição § 10: (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Seja um sistema autônomo $\dot{x} = A \cdot x(t)$, cuja solução nominal é $x_0(t)$. Acerca da solução afirma-se que a mesma é:

i. <u>*Estável*</u> (no sentido de *Lyapunov*). Se para $\forall t_0$ e $\forall \varepsilon > 0$, $\exists \delta(\varepsilon, t_0) > 0$ (dependente de ε e possivelmente de t_0) tal que $\left\| x(t_0) - x_0(t_0) \right\| < \delta$ implica em $\left\| x(t) - x(t_0) \right\| < \varepsilon,\ \forall t \geq t_0$;

ii. <u>*Assintoticamente estável.*</u> Se $x_0(t)$ é estável (no sentido de *Lyapunov*) e, além disso, $\exists \rho(t_0) > 0$ tal que $\left\| x(t_0) - x_0(t_0) \right\| < \rho$ e $lim_{t \to \infty} \left\| x(t) - x(t_0) \right\| = 0$;

iii. <u>*Globalmente assintoticamente estável*.</u> Se $x_0(t)$ é assintoticamente estável e, além disso, para $\forall x(t_0)$, $lim_{t \to \infty} \left\| x(t) - x(t_0) \right\| = 0$;

iv. *Instável*, se o mesmo é não-estável. Se para $\forall t_0$ e $\forall \varepsilon > 0$, $\exists \delta(\varepsilon, t_0) > 0$ (dependente de ε e possivelmente de t_0) tal que $\left\| x(t_0) - x_0(t_0) \right\| < \delta$ implica em $\left\| x(t) - x(t_0) \right\| > \varepsilon$ para algum $t_1 > t_0$;

v. *Completamente instável*. Se para $\forall t_0$ e $\forall \varepsilon > 0$, $\exists \delta(\varepsilon, t_0) > 0$ (dependente de ε e possivelmente de t_0) tal que $\left\| x(t_0) - x_0(t_0) \right\| < \delta$ implica em $\left\| x(t) - x(t_0) \right\| > \varepsilon, \ \forall t > t_0$.

Definição § 11: (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) um estado de equilíbrio $x(t_0)$ é definido como limitado (*'bounded'*, estável no sentido de *Lagrange*) se existe uma constante M que define o 'espaço de atração', a qual pode depender de t_0 e de $x(t_0)$, de maneira que $\left\| x(t) \right\| \leq M, \ \forall t \geq t_0$.

Obs.: Ambas as formas de estabilidade têm a limitação M garantida. Porém em aplicações de engenharia, a estabilidade assintótica é preferível à estabilidade no sentido estrito de *Lyapunov*, pois garante o retorno ao estado de equilíbrio. A estabilidade no sentido de *Lyapunov* é contida a uma trajetória contínua e limitada, à qual são permitidos contínuos desvios próximos ao estado de equilíbrio, sem que nunca ocorra a convergência para o mesmo.

Dadas as definições acima, discorre-se a seguir sobre a característica do sistema dinâmico segundo seus autovalores, analogamente ao que é feito no domínio da frequência quando anteriormente se discutiu a localização dos pólos no plano complexo **S**.

Teorema § 1: (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Um sistema linear autônomo, $\dot{x} = A \cdot x(t)$, é definido como estável no senso de *Lyapunov* se, e somente se:

i. Todos os autovalores $\lambda_i \in A\left(i=1,\ldots,n;\ i\in\mathbb{N}\right)$ são tais que $Re\left(\lambda_i\right)\leq 0$;

ii. Se $Re\left(\lambda_j\right)=0\ \left(j=1,\ldots,m;\ j\in\mathbb{N}\ e\ m\leq n\right)$, a cada um destes auto-valores correspondem exatamente m auto-vetores de A.

Prova

A solução de um sistema autônomo é obtida pela computação de $x\left(t\right)=e^{At}\cdot x\left(t_0\right)$. Se $\lambda_i=\sigma_i+j\omega_i$, $Re\left(\lambda_i\right)=0$ e $k\in\mathbb{N}_0\ \left(t\geq 0\right)$:

$$e^{At}=\sum_{i=1}^{p}\sum_{k=1}^{n}t^{k-1}\cdot e^{\lambda_i\cdot t}=\sum_{i=1}^{p}\sum_{k=1}^{n}t^{k-1}\cdot e^{j\omega_i\cdot t}=\sum_{i=1}^{p}\sum_{k=1}^{n}t^{k-1}\cdot sen\left(\omega_i\cdot t\right) \qquad (4.27)$$

Porém, $k=1$ pois não há multiplicidade de autovalores (segundo '*ii*' no enunciado). Logo $t^{k-1}=1,\ \forall t\geq 0$ e (4.27) se torna:

$$e^{At}=\sum_{i=1}^{p}\sum_{k=1}^{n}t^{k-1}\cdot e^{\lambda_i\cdot t}=\sum_{i=1}^{p}sen\left(\omega_i\cdot t\right) \qquad (4.28)$$

A expressão de (4.30) é a combinação linear de todos os modos de A e tem natureza claramente oscilatória e limitada ao redor da origem (vide **Definição § 10**, item '*i*').

<u>Teorema § 2:</u> (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Um sistema linear autônomo, $\dot{x}=A\cdot x\left(t\right)$, é definido como assintoticamente estável se, e somente se $\forall\,\lambda_i\in A\left(i=1,\ldots,n;\ i\in\mathbb{N}\right),\ Re\left(\lambda_i\right)<0$. Neste caso, A é do tipo <u>*Hurwitz*</u>.

<u>Prova</u>

Se $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$, $Re(\lambda_i) < 0$ e $k \in \mathbb{N}_0$ $(t \geq 0)$, a solução $x(t) = e^{At} \cdot x(t_0)$ é computada como:

$$e^{At} = \sum_{i=1}^{p} \sum_{k=1}^{n} t^{k-1} \cdot e^{\lambda_i \cdot t} = \sum_{i=1}^{p} \sum_{k=1}^{n} t^{k-1} \cdot e^{\sigma_i \cdot t} e^{j\omega_i \cdot t} \tag{4.29}$$

Sabendo que $\sigma_i < 0$ e a multiplicidade k dos pólos é arbitrária, então $\lim_{t \to \infty} \left(t^{k-1} \cdot e^{\sigma_i} \right) = t^{k-1} \cdot \lim_{t \to \infty} e^{\sigma_i} = 0$ e:

$$\lim_{t \to \infty} \left(\sum_{i=1}^{p} \sum_{k=1}^{n} t^{k-1} \cdot e^{\sigma_i \cdot t} e^{j\omega_i \cdot t} \right) = 0 \tag{4.30}$$

O limite em (4.32) mostra que $x(t) \to 0$ à medida que $t \to \infty$ (vide **Definição § 10**, itens '*ii*' e '*iii*').

Teorema § 3: (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Um sistema linear autônomo na forma $\dot{x} = A \cdot x(t)$ é definido como instável se

- Algum autovalor $\lambda_i \in A(i = 1, \ldots, n;\ i \in \mathbb{N})$ é tal que $Re(\lambda_i) \geq 0$;
- Se $Re(\lambda_j) = 0$ $(j = 1, \ldots, m;\ j \in \mathbb{N}\ e\ m < n)$, a cada um destes autovalores correspondem p $(p < m)$ autovetores de A.

Prova

Se $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$, $Re(\lambda_i) > 0$ e $k \in \mathbb{N}_0$ $(t \geq 0)$, a solução $x(t) = e^{At} \cdot x(t_0)$ é computada como para (4.29):

Sabendo que $\sigma_i > 0$ e a multiplicidade k dos pólos é arbitrária, então $\lim_{t \to \infty} \left(t^{k-1} \cdot e^{\sigma_i} \right) = t^{k-1} \cdot \lim_{t \to \infty} e^{\sigma_i} = \infty$ e:

$$\lim_{t\to\infty}\left(\sum_{i=1}^{p}\sum_{k=1}^{n} t^{k-1}\cdot e^{\sigma_i\cdot t}e^{j\omega_i\cdot t}\right)=\infty \qquad (4.31)$$

O limite em (4.33) mostra que $x(t)\to\infty$ à medida que $t\to\infty$ (vide **Definição § 10**, itens '*iv*' e '*v*').

Os teoremas demonstrados acima são importantes na medida em que caracterizam o sistema dinâmico (em malha aberta) em questão, o que é fundamental para que seja estabelecida a lei de controle de retroalimentação, por sua vez adequada aos requisitos de desempenho impostos. Entretanto, tais teoremas não explicitam se todos os modos são alcançáveis pelo controlador e, caso haja tais modos, se estes são estáveis ou não.

Por meio de uma transformação não-singular de coordenadas do tipo $z(t)=S\cdot x(t)$ (com S inversível), é possível realizar esta caracterização: são separados os blocos do subespaço controlável (vide as dimensões coerentes com o posto da matriz de controlabilidade) e aquele do subespaço não-controlável (dinâmica que não pode ser influenciada pela entrada de controle '*u*').

<u>**Teorema § 4:**</u> (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Existe uma transformação não-singular, segundo ,para o sistema linear $\dot{x}(t)=A\cdot x(t)+B\cdot u(t)$, que define

$$\begin{aligned}
&\tilde{A}=S^{-1}AS=\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12}\\ 0 & A_{22}\end{pmatrix};\ A_{11}\in\mathbb{R}^{n_1\times n_1}, A_{22}\in\mathbb{R}^{n_2\times n_2}\\
&\tilde{B}=S^{-1}B=\begin{pmatrix} B_1\\ 0\end{pmatrix};\ B_1\in\mathbb{R}^{n_1\times m}
\end{aligned} \qquad (4.32)$$

$$\begin{pmatrix}\dot{z}_1\\ \dot{z}_2\end{pmatrix}=\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12}\\ 0 & A_{22}\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix} z_1\\ z_2\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} B_1\\ 0\end{pmatrix}\cdot u \qquad (4.33)$$

tal que (A_{11}, B_1) é controlável e A_{22} contém os modos não-controláveis de (A, B).

Prova

Seja $S = \begin{pmatrix} S_1 & S_2 \end{pmatrix}$, $S \in \mathbb{R}^{n\times(n_1+n_2)}$, uma matriz inversível tal que S_1 e S_2 têm respectivamente $n_1 = rank(A,B)$ e $n_2 = n - n_1$ vetores-coluna. Analogamente, seja $S^{-1} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$ de modo que U_1 tem $n_1 = rank(A,B)$ e U_2 tem $n_2 = n - n_1$ vetores-linha.

Segue que:

$$S^{-1}S = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} S_1 & S_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1S_1 & U_1S_2 \\ U_2S_1 & U_2S_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{n_1\times n_1} & 0 \\ 0 & I_{n_2\times n_2} \end{pmatrix} \tag{4.34}$$

Sabendo que S_1 é composta por vetores-coluna que definem o subespaço controlável e de (4.34):

$$U_2 \cdot S_1 = 0 \Rightarrow \forall x \in \mathbb{R}^{n_1\times n_1}, U_2 \cdot x = 0 \tag{4.35}$$

Se $z(t) = S \cdot x(t)$, então:

$$\begin{gathered} S \cdot \dot{x}(t) = A \cdot S \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ \downarrow \\ \dot{x}(t) = S^{-1} \cdot A \cdot S \cdot x(t) + S^{-1} \cdot B \cdot u(t) \end{gathered} \tag{4.36}$$

Substituindo (4.36) nos termos de (4.37):

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} S_1 & S_2 \end{pmatrix} \cdot x(t) + \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \cdot B \cdot u(t) \\ \ldots &= \begin{pmatrix} U_1 \cdot A \cdot S_1 & U_1 \cdot A \cdot S_2 \\ U_2 \cdot A \cdot S_1 & U_2 \cdot A \cdot S_2 \end{pmatrix} \cdot x(t) + \begin{pmatrix} U_1 \cdot B \\ U_2 \cdot B \end{pmatrix} \cdot u(t) \end{aligned} \tag{4.37}$$

De (4.37), $U_2 \cdot A \cdot S_1 = 0$ e $U_2 \cdot B = 0$ em (4.37). Finalmente, (4.37) é escrita então em sua forma final, equivalente a (4.33):

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \cdot A \cdot S_1 & A_1 \cdot A \cdot S_2 \\ 0 & U_2 \cdot A \cdot S_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} U_1 \cdot B \\ 0 \end{pmatrix} \cdot u(t) \qquad (4.38)$$

A hipótese, agora explícita, de que pode haver modos não-controláveis, vide $A_{22} = U_2 \cdot A \cdot S_2$, faz necessário que se defina qual a influência dos mesmos na dinâmica do sistema. Estabelece-se então o conceito de “estabilizabilidade”.

Obs.: uma prova mais extensa e rigorosa pode ser encontrada em *RUGH* (1996).

Definição § 12: (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Um sistema $\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$ é dito estabilizável se, e somente se, para cada estado inicial $x(0) = \xi,\ \xi \in \mathbb{R}^n$ existe uma entrada de controle $u : [0, \infty) \to \mathbb{R}^n$ tal que a resposta do sistema satisfaz a condição $\lim_{t \to \infty} x(t) = 0$.

Logo, um sistema dinâmico é estabilizado por meio de uma lei de controle, preferencialmente (mas não obrigatoriamente) de retroalimentação, promovendo o “fechamento da malha”. A síntese da lei de controle resolve o problema para os modos controláveis, o que torna necessário um tratamento mais preciso sobre a estabilizabilidade dado pelos teoremas a seguir.

Teorema § 5: (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972) Um sistema $\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$ de ordem ‘n’ é dito estabilizável se, e somente se, todos os seus modos não controláveis estiverem localizados no semiplano complexo esquerdo (aberto). Equivalentemente:

$$rank\left[\left(A-\lambda IB\right)\right]=n,\ \forall\lambda_i\in\mathbb{C},Re\left(\lambda_i\geq 0\right) \qquad (4.39)$$

Prova

Segundo o **Teorema § 4**, se A_{22} é *Hurwitz* (vide **Teorema § 2**), então $\lim_{t\to\infty} x_2\left(t\right)=0$ independentemente de $x\left(0\right)$.

Se A_{22} é *Hurwitz* e sabendo que $x_2\left(t\right)$ não é alcançável pelas entradas de controle, então a condição de $\lim_{t\to\infty} x_2\left(t\right)=0$ não pode ser atingida e o sistema não é estabilizável.

Assim, a fim de que seja viável a estabilização de um sistema dinâmico por uma lei de controle, é necessário que os modos não controláveis sejam estáveis. Assumindo que esta hipótese é atendida, o sistema em malha fechada é definido como:

$$\begin{aligned}&\dot{x}=A\cdot x\left(t\right)+B\cdot u\left(t\right)=A\cdot x\left(t\right)+B\cdot\left[-K\cdot x\left(t\right)\right]\\&\Downarrow\\&\dot{x}=\left(A-BK\right)\cdot x\left(t\right)=A_c\cdot x\left(t\right)\end{aligned} \qquad (4.40)$$

O termo K é a matriz de ganhos de retroalimentação de estados e a condição para que a mesma seja obtida pelos próximos teoremas, os quais complementam o **Teorema § 5**.

Obs.: as provas são omitidas e podem ser encontradas em *Polderman e Willems* (1998)

Teorema § 6 (Alocação de Pólos): Seja o par controlável $\left(A,B\right)\in\mathbb{R}^{n\times\left(n+m\right)}$. Se $\lambda_1,...,\lambda_n\in\mathbb{C}$ estão localizados simetricamente com relação ao eixo real, existe uma matriz real $K\in\mathbb{R}^{m\times n}$ tal que $eig\left(A-BK\right)=\left\{\lambda_1,...,\lambda_n\right\}$.

Teorema § 7: Um sistema descrito por $\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$, é dito estabilizável se, e somente se, existe uma matriz K tal que $\dot{x} = (A - BK) \cdot x(t)$ é assintoticamente estável.

O polinômio característico da matriz A_c em (4.40), $\overline{\psi}(s)$, também pode ser escrito na forma compacta a partir dos $\overline{\lambda_i}$ pólos de malha fechada:

$$\overline{\psi}(s) = \prod_{i=1}^{n}\left(s - \overline{\lambda}_i\right) \equiv det(s \cdot I - A_c) = \begin{vmatrix} s & -1 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 0 & -1 \\ \overline{a}_0 & \overline{a}_1 & \ldots & \overline{a}_{n-2} & s + \overline{a}_{n-1} \end{vmatrix} = 0$$

$$\Downarrow \tag{4.41}$$

$$\overline{\psi}(s) = s^n + \overline{a}_{n-1}s^{n-1} + \ldots + \overline{a}_1 s + \overline{a}_0 = 0$$

Assumindo a hipótese de que (4.26) é estabilizável, significa então que os teoremas **§5**, **§6 e §7** são atendidos: os pólos originais de **A** foram deslocados – ou, alocados – pela malha de controle para uma região na qual a estabilidade assintótica é garantida.

Existe uma variedade de métodos que podem ser utilizados para alocação dos pólos, como projeto **LQR**, análise de lugar das raízes, μ-síntese ou **EA**. Para os fins deste trabalho, é suficiente assumir que as características desejáveis de resposta e desempenho do sistema de controle foram estabelecidas mediante a equação (4.20).

De (4.27) e de (4.41) é possível então estabelecer, ou melhor, explicitar as componentes estabilizantes da malha fechada (nos coeficientes do polinômio característico), correspondentes ao termo BK de (4.24) e (4.40):

$$
\begin{cases}
B = \left[0\ 0\ \ldots\ 0\ 1\right]^T \\
K = \left[k_0\ \ k_1\ \ldots\ k_{n-2}\ \ k_{n-1}\right] \\
\therefore BK = K
\end{cases}
$$

$$
\Downarrow
$$

$$
\begin{array}{lll}
\bar{a}_0 = a_0 + k_0 & \rightarrow & k_0 = \bar{a}_0 - a_0 \\
\bar{a}_1 = a_1 + k_1 & \rightarrow & k_1 = \bar{a}_1 - a_1 \\
\ldots & & \ldots \\
\bar{a}_{n-2} = a_{n-2} + k_{n-2} & \rightarrow & k_{n-2} = \bar{a}_{n-2} - a_{n-2} \\
\bar{a}_{n-1} = a_{n-1} + k_{n-1} & \rightarrow & k_{n-1} = \bar{a}_{n-1} - a_{n-1}
\end{array} \tag{4.42}
$$

Em síntese: a partir do sistema original (em malha aberta) e do sistema com desempenho especificado (em malha fechada) é obtida lei de controle, cujos deslocamentos dos pólos controláveis são dados em (4.42).

Sob o ponto de vista da ocorrência de falhas de sensores ou atuadores, conforme já discutido nas seções 4.1 e 4.2, pode haver abertura da malha de controle ou preservação da mesma.

No primeiro caso, de abertura de malha, o sistema perde completamente a ação da matriz K, logo deixa de ter suas estabilidade e estabilizabilidade garantidas (vide teoremas **§5**, **§6 e §7**). Os pólos alocados por meio de (4.42) retornam à condição original de (4.24), sob o agravante de existir uma ação de controle a qual assume um papel de perturbação persistente.

No segundo caso, de preservação da malha, o sistema pode perder parcial ou completamente a alocação estável de pólos obtida pela matriz K. Dado que as ações de controle passam a ser não correlacionadas com os estados do sistema ou com as observações realizadas (seja por sinal espúrio do sensor para o controlador, seja por comando anômalo do controlador para o atuador).

Em ambos os casos, os pólos do sistema passam a se localizar fora da região projetada para estabilidade, logo o sistema perde sua estabilizabilidade e o o resultado de (4.42) deixa de ser válido.

Genericamente, a matriz K se reconfigura em K^f, sendo que seus os termos assumem a característica:

$$
\begin{aligned}
&k_0^f = f_0 \cdot k_0 \rightarrow \bar{a}_0^f = a_0 + f_0 \cdot k_0 \\
&k_0^f = f_1 \cdot k_1 \rightarrow \bar{a}_1^f = a_1 + f_1 \cdot k_1 \\
&\ldots \\
&k_{n-2}^f = f_{n-2} \cdot k_{n-2} \rightarrow \bar{a}_{n-2}^f = a_{n-2} + f_{n-2} \cdot k_{n-2} \\
&k_{n-1}^f = f_{n-1} \cdot k_{n-1} \rightarrow \bar{a}_{n-1}^f = a_{n-1} + f_{n-1} \cdot k_{n-1}
\end{aligned}
\qquad (4.43)
$$

$$
\begin{aligned}
&f_i \in \{0\}, \;\; se\ malha\ aberta,\ i \in \mathbb{N}^* \\
&f_i \in \mathbb{C}^*, \;\; se\ malha\ \ preservada,\ i \in \mathbb{N}^*
\end{aligned}
$$

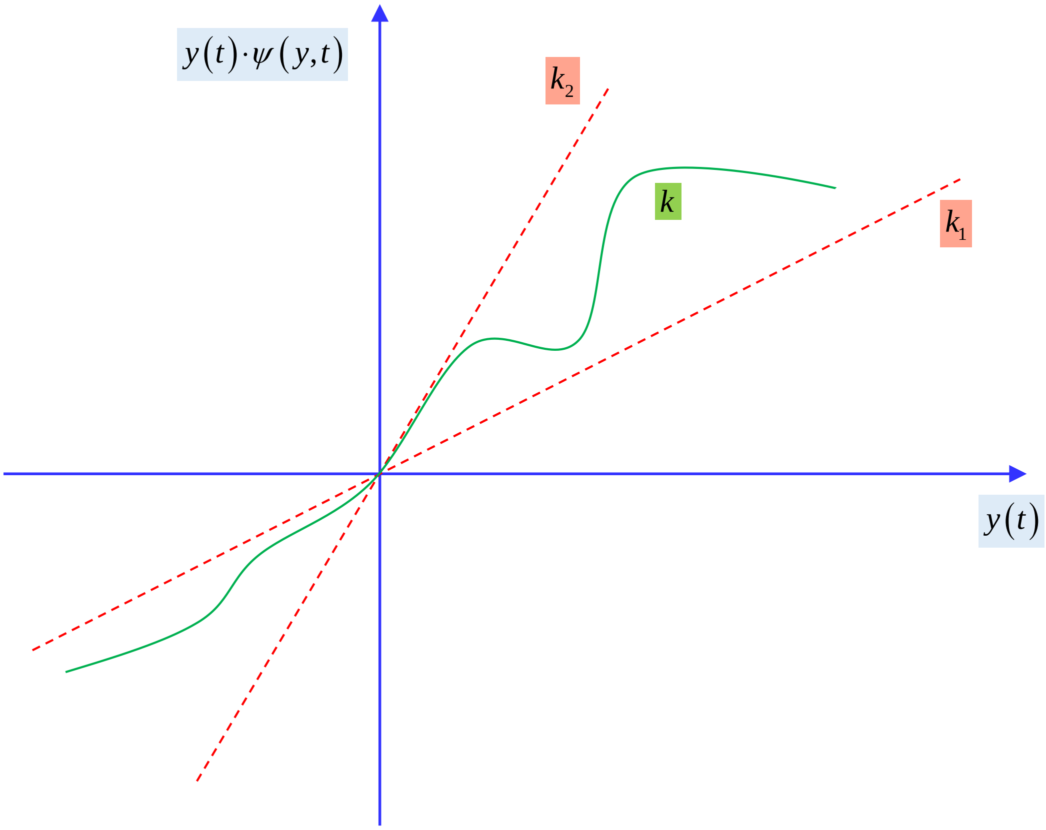
Em (4.43), os termos k_i^f correspondem aos deslocamentos dos pólos correspondentes, particularmente, a cada modo falhado, das quais não se tem garantia de estabilidade.

Se a falha promove a abertura da malha, a perda de garantia de estabilidade automaticamente recai no sistema original. Entretanto, caso haja preservação anômala da malha (como em **S3**, **S4** e **A3**), os ganhos proporcionados pela mesma podem ainda (eventualmente) estar localizados no semiplano esquerdo.

Surge a dúvida: o sistema pode continuar assintoticamente estável? As conjecturas de *Aizerman* e de *Kalman* (*LEONOV et al.*, 2001) afirmam que isso é possível.

Seja um sistema linear cujo par (A,B) é controlável e o par $(C,A)^T$ observável. Seja $\psi(y,t)$ uma lei de retroalimentação não-linear do mesmo sistema. A conjectura de *Aizerman* afirma que um sistema de malha fechada é estável para $\psi(y,t)=k$, desde sejam respeitados limites de mínimo e máximo ganho, isto é: $k_1 \leq k \leq k_2$, vide Figura 49.

Figura 49 – Comportamento da função de ganho $\psi(y,t)$.



A conjectura de *Kalman* é análoga àquela de *Aizerman*, mas substitui o critério da função de ganho por sua primeira derivada, tal que $k_1 \leq \dfrac{\partial\left[y(t)\cdot\psi(y,t)\right]}{\partial y} \leq k_2$.

Estas conjecturas foram rebatidas por diversos contra-exemplos (*LEONOV et al.*, 2001). Ambas derivam do estudo do "*Problema de Lur'e*", o qual aplicado à planta linear supramencionada, postula:

> *"Quais restrições devem ser impostas à planta linear para garantir que o sistema realimentado seja estável para qualquer não-linearidade que tenha seu gráfico contido no primeiro e terceiro quadrantes do plano* $y(t)\cdot\psi(y,t)\times y(t)$ *?"* (GAPSKI, 1994)

Interessantemente, ocorre que, considerando falhas como **A3** (que preservam a malha de retroalimentação, mas a tornam anômala e não-linear), o "*Problema de Lur'e* inspira à formalização paramétrica da perda da estabilidade original do sistema, desde o modo **Normal** até a fase imediatamente pós-falha.

Esta investigação, para fins de parametrização, deve tomar crédito da modelagem matemática e caracterização dos modelos de falha correlatos e não é tratada neste trabalho, sendo deixada aberta como futuro objeto de pesquisa.

4.3.3. Caso Particular de Eixo de Controle da PMM: Lugar das Raízes e Resposta a Impulso para as Malhas Aberta e Fechada

Uma vez mostrado como se obtém (para o sistema em modo **Normal**) e como se perde (para o sistema em seus modos falhados) a garantia de estabilidade, é mostrado um caso de análise particular para a **PMM**, a fim de complementar as conclusões já obtidas sobre a estabilidade, a partir do seu modelo linearizado e de eixos desacoplados (vide seção 3.3, equações (3.16) e (3.17)).

Levando em consideração a linearização e a dinâmica de mesma característica de cada um dos eixos, basta que a discussão restrinja-se a apenas 1 dos 3 eixos de controle.

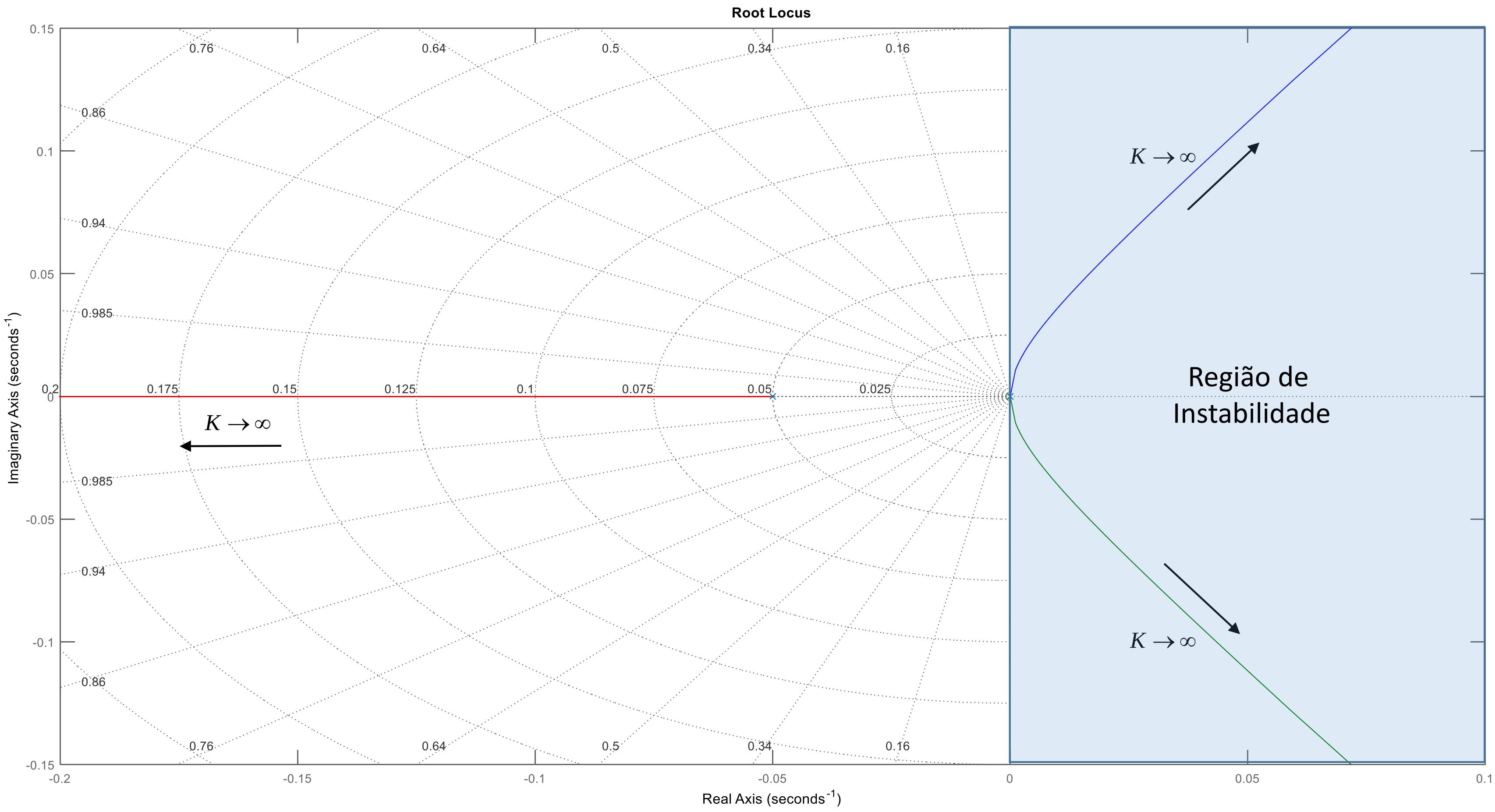
É válida a função de transferência de malha aberta, baseada em (3.16) e (3.17)[5], obtida por meio de (4.25) para o eixo de rolamento (**X**):

$$\frac{\phi_{saída}}{\tau_{atuador}} = \frac{1}{s^3 + 0.05s^2} \tag{4.44}$$

[5] Constituem, aqui, o par (A,B) por meio do qual se verifica a controlabilidade no sentido de *Kalman*.

Os pólos são $[0;\ 0;\ -5]$ e o gráfico de lugar das raízes de (4.44), Figura 50, é bastante esclarecedor sobre o comportamento e a estabilidade da planta (4.44).

Figura 50 – Lugar das raízes, em malha aberta, do eixo de controle em **X.**



Existe um ramo estável, estrito à reta real. Porém, os pólos devidos ao duplo integrador puro geram dois outros ramos (simétricos em relação à reta real) instáveis, mediante qualquer alteração no ganho da função de transferência. Logo, o sistema é instável e deve ser obtido um controlador tal que o estabilize.

Obs.: o duplo integrador é tão somente devido à *2ª Lei de Newton* e às suas análogas para os demais domínios da natureza, como o é a *Lei de Kirchhoff* para circuitos elétricos.

A fim de verificar a controlabilidade, aplica-se o teste do posto da matriz de controlabilidade *KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972)[6] nos termos de (3.16) e (3.17) relativos ao eixo **X**. Sejam, de (3.16) e (3.17):

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{I_r}{T_w \cdot I_x}\\ \beta &= \frac{1}{T_w}\\ \gamma &= \frac{K_w}{I_x}\\ \delta &= \frac{K_w}{I_r}\end{aligned} \tag{4.45}$$

Dado que n=3, os termos de $P = \begin{pmatrix} A & AB & A^2B \end{pmatrix}$ são:

$$P = \begin{pmatrix} \gamma & -\alpha\delta & \alpha\beta\delta \\ -\alpha\gamma & \alpha\beta\gamma & -\alpha^2\beta\gamma \\ -\beta\gamma & \beta^2\gamma & -\beta^2\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{K_w}{I_x} & -\dfrac{K_w}{T_w \cdot I_x} & \dfrac{I_r \cdot K_w}{(T_w)^2 \cdot I_x \cdot I_r} \\ -\dfrac{I_r \cdot K_w}{T_w \cdot (I_x)^2} & \dfrac{I_r \cdot K_w}{(T_w \cdot I_x)^2} & -\dfrac{I_r \cdot K_w}{(T_w)^3 \cdot (I_x)^2} \\ -\dfrac{1}{I_x} & \dfrac{K_w}{(T_w)^2 \cdot I_x} & -\dfrac{K_w}{(T_w)^2 \cdot I_r} \end{pmatrix} \tag{4.46}$$

---

[6] Teorema: Um sistema **SISO-LTI**, $\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$, de ordem *n* é completamente controlável se, e somente se, os vetores-coluna da matriz de controlabilidade $P = \begin{pmatrix} A & AB & \ldots & A^{n-2}B & A^{n-1}B \end{pmatrix}$ recobrirem o *n-espaço* do sistema, isto é, $rank(P) = n$.

A inpeção dos termos de (4.46) permite que se conclua que os vetores-coluna são linearmente independentes entre si, logo o posto da matriz de controlabilidade é “cheio” e o sistema é completamente controlável. Logo, é estabilizável e é possível que seja calculada uma matriz K de ganhos estabilizantes (vide seção 3.3), tal que seja obtida a função de transferência equivalente a $\left(A-BK\right)$ por meio de (4.41).

Os ganhos obtidos e a função de transferência de malha fechada são, respectivamente:

$$K_{LQR}^{x}=[71.62;\ 818.64;\ 0.01] \tag{4.47}$$

$$\frac{\phi_{saída}}{\tau_{atuador}}=\frac{1}{s^{3}+0.2606s^{2}+0.03114s+0.001453} \tag{4.48}$$

A Figura 51 mostra o gráfico de lugar das raízes do eixo **X** (rolamento) em malha fechada. Os dois pólos originalmente localizados na origem (integradores puros) foram deslocados para o semi-plano complexo esquerdo e o segmento dos ramos que deles derivam proporciona ganhos de malha fechada estáveis.

<u>Obs.:</u> o duplo integrador original assume então natureza dissipativa pelo fatores de amortecimento (o que garante a convergência no espaço de estados e a estabilização do sistema), o que é tão somente associado à *2ª Lei da Termodinâmica*.

Por sua vez, a Figura 52 mostra a resposta no tempo (a uma entrada impulsiva) das configurações da Figura 50 e da Figura 51.

Do ponto de vista das falhas modeladas e consideradas neste trabalho, com vista a este exemplo, fica claro qual o comportamento esperado (ou, o impacto) para a **PMM** quando houver, em algum de seus eixos de controle, a ocorrência de uma falha.

Falhas que abrem a malha de controle (**S2**, **S3**, **A1** e **A2**) farão com que o sistema retorne, a partir da condição estável, para a condição instável original (condição mostrada pela Figura 50). Já as falhas que preservam a malha de controle (**S3**, **S4** e **A3**), são mais sutis sobre como afetam a estabilidade do sistema.

Falhas como **S3** e **S4**, induzirão que informação anômala seja provida ao controlador (e segundo suas naturezas, de magnitude crescente). Consequentemente, o controlador produzirá um comando que aumenta, crescentemente, o ganho de malha fechada do sistema (tornando-o sempre maior do que o necessário para a estabilização). Como já afirmado, existe uma margem admissível para que o ganho aumente, sem que o sistema se instabilize. Mas, dado que as falhas **S3** e **S4** têm natureza incremental, assim será com os ganhos de malha fechada e dado um certo instante no tempo, após a falha ter ocorrido, fará com que os pólos de malha fechada passarão a se localizar no semiplano complexo direito. Obviamente, assim o sistema se tornará instável, apesar da malha de controle estar preservada.

O caso de **A3** tem impacto ainda distinto de **S3** e **S4**. Neste caso, dado que passa a haver perda de autoridade do atuador para um nível de comando enviado, associado ao fato de que o(s) sensor(es) trabalham normalmente, o controlador aumenta o nível de sua saída na tentativa de compensar a falta de efetividade do atuador. Esta ação, a exemplo de **S3** e de **S4**, também leva a um aumento do ganho de malha fechada, o qual, se extrapolar a margem admissível, levará os pólos de malha fechada para o semiplano direito, tornando o sistema instável.

O impacto descrito acima para [**S3**, **S4**, **A3**] é exacerbado pelo fato de o controlador utilizado ser de análise e projeto linear, porém utilizado em um sistema não-linear e dotado de acoplamento dinâmico entre os eixos de controle.

De maneira a complementar o entendimento provido pela análise acima, a qual mostra como as falhas instabilizam as malhas de controle da **PMM**, é possível expressar matematicamente o impacto das falhas a partir da solução das equações de estado e dos modelos estabelecidos. Isso é feito a seguir.

Figura 51 - Lugar das raízes, em malha fechada, do eixo de controle em **X.**

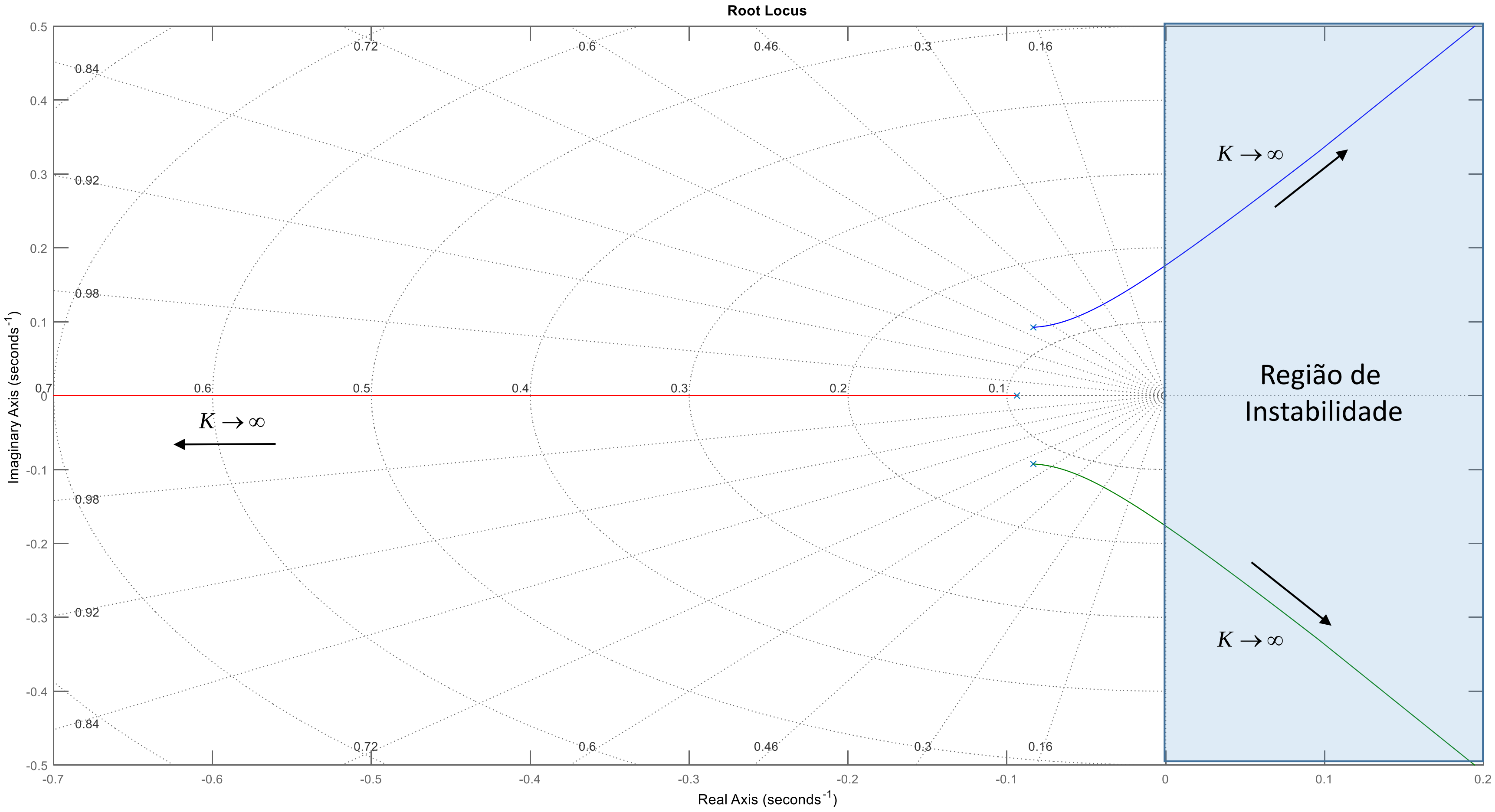
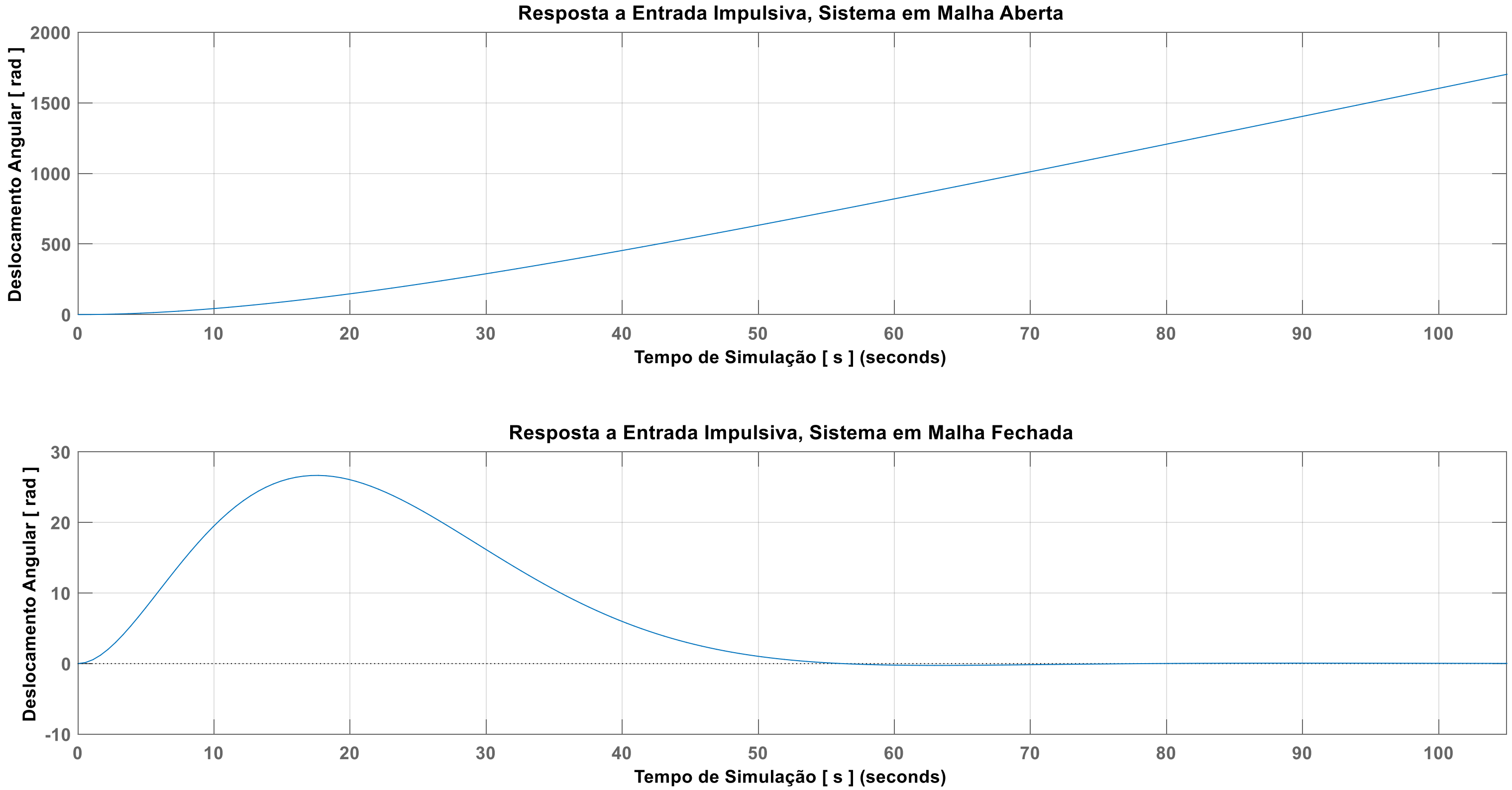


Figura 52 – Comparação de resposta temporal a entrada impulsiva, sistema instável e sistema estabilizado.

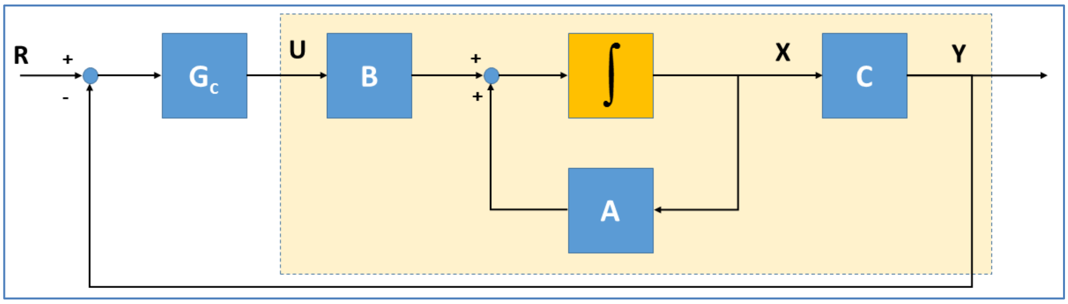


4.4. **Análise da Evolução Temporal (Impacto) em Modo Normal**

O sistema **LTI**, descrito por (4.22) é representado pelo diagrama de blocos da Figura 53, sem a perturbação **D** e o ruído **N**), a qual é dotada da malha de retroalimentação (vide o controlador G_c) e da referência de rastreio (R). Este sistema é assumido com as mesmas hipóteses do diagrama de blocos da Figura 45.

Observe-se que a estrutura do espaço de estados, conforme (4.23), independe da estrutura do controlador e da natureza do sinal de referência para controle. Entretanto, depende do sinal de comando (entrada) gerada pelo controlador, o qual por sua vez depende dos sinais de referência e de retroalimentação.

Figura 53 – Diagrama de blocos para um sistema linear e invariante no tempo, estendido para a entrada de referência



A solução de (4.23) é dada por (4.49) e as saídas por (4.50), a seguir (*KWAKERNAAK; SIVAN*, 1972):

$$x(t)=\Phi(t,t_0)\cdot x(t_0)+\int_{t_0}^{t}\Phi(t,\tau)\cdot B(u(\tau))d\tau \qquad (4.49)$$

$$y(t)=C\cdot\left[\Phi(t,t_0)\cdot x(t_0)+\int_{t_0}^{t}\Phi(t,\tau)\cdot B(u(\tau))d\tau\right] \qquad (4.50)$$

nas quais $\Phi(t,t_0)=e^{(t-t_0)\cdot A}$ e $\Phi(t,\tau)=e^{(t-\tau)\cdot A}$ representam a *matriz de transição* em diferentes instâncias.

De maneira complementar à abordagem da “*Quadrilha de 4*” (domínio da frequência) que permite a avaliação de desempenho do sistema de controle, no espaço de estados (domínio do tempo) é possível estabelecer o princípio de impacto – como discutido na seção 4 (página 97) – e a propagação temporal (na malha) do modo tratado (**Normal** ou falhados).

O impacto, nos termos deste trabalho, pode ser descrito de duas formas equivalentes porém, distintas:

1. Pela evolução dos estados do sistema em função de um comando enviado pelo controlador. Este comando pode ser devido à alguma alteração na referência ou a perturbações/anomalias que aconteçam internamente ao conjunto controlador+atuador;

2. Pela evolução do comando do controlador em função das saídas do sistema informadas pelos sensores. Esta informação pode ser a evolução normal dos estados ou podem conter ruído/anomalias que aconteçam internamente aos sensores em questão.

É conveniente, a partir deste ponto, continuar a análise no domínio discreto, no qual o impacto pode ser melhor percebido. Isso se dará, a seguir, por meio:

- Da obtenção da solução do sistema de equações no espaço de estados discreto;

- Da inclusão, no sinal de retroalimentação, das características contidas no modelo de sensor, conforme definido na seção 4.1.1;

- Da inclusão explícita dos termos que determinam o comando do controlador.

Seja o período de amostragem do sistema de controle definido por:

$$T = t(k+1) - t(k), \quad k \in \mathbb{N} \tag{4.51}$$

Segundo *Kwakernaak; Sivan* (1972), o sistema de equações no espaço de estados, no domínio discreto, é dado por:

$$x(k+1) = A(k) \cdot x(k) + B(k) \cdot u(k)$$
$$y(k+1) = C \cdot x(k+1) \tag{4.52}$$

As características dimensionais das matrizes (A, B, C) e dos vetores (x, u, y) são preservadas relativamente aos seus homólogos no domínio contínuo. A solução de (4.52) é então dada por:

$$x(k) = \Phi(k, k_0) \cdot x(k_0) + \sum_{j=k_0}^{k-1} \Phi(k, j+1) \cdot B(j) \cdot u(j)$$
$$y(k) = C \cdot x(k) \tag{4.53}$$

nas quais $\Phi(k, k_0)$ e $\Phi(k, j+1)$ representam a matriz de transição de estados em diferentes instâncias. Especificamente:

$$\Phi(k, j+1) = \begin{cases} A(k-1) \cdot A(k-2) \ldots A(j+1), & se\ k > j+1 \\ I, & se\ k = j+1 \end{cases} \tag{4.54}$$

Como o sistema é assumido linear e invariante no tempo:

$$\Phi(k, j+1) = \begin{cases} A^{k-j-1}, & se\ k > j+1 \\ I, & se\ k = j+1 \end{cases}$$
$$pois\ A(k) = A\ \ e\ \ B(k) = B. \tag{4.55}$$

O sistema dado em (4.53) se torna então:

$$x(k) = A^k \cdot x(k_0) + \sum_{j=k_0}^{k-1} A^{k-j-1} \cdot B \cdot u(j)$$
$$y(k) = C \cdot x(k) \tag{4.56}$$

É possível, a partir de (4.56) e de (4.3), incluir as características definidas para os modelos de sensor e de atuador feitos neste trabalho. O *k-ésimo* vetor de saídas dos sensores, y_{sensor}, é definido por meio do operador f_{sensor} como:

$$y_{sensor}(k) = f_{sensor}\left[y(k)\right] = a_{FE} \cdot y(k) + b_{bias} + v_{normal}^{atuador}(k) \qquad (4.57)$$

Seja agora a referência de rastreio R e o controlador G_c. O *k-ésimo* vetor de controle $u(k)$ é calculado em função do vetor de erro, $e_c(k)$, e do controlador como:

$$\begin{aligned} u(k) = e_c(k) * G_c &= \left\{ r(k) - \left[a_{FE} \cdot y(k) + b_{bias} + v_{normal}^{sensor}(k) \right] \right\} * G_c + v_{normal}^{atuador}(k) \\ \ldots &= \left\{ r(k) - \left[a_{FE} \cdot C \cdot x(k) + b_{bias} + v_{normal}^{sensor}(k) \right] \right\} * G_c + v_{normal}^{atuador}(k) \end{aligned}$$

(4.58)

<u>Nota:</u> *por simplicidade, utilizar-se-à $y(k)$ em vez de $C \cdot x(k)$.*

Neste ponto, assume-se a hipótese de que o sistema continua **LTI**, mas não mais exclusiva ou necessariamente **SISO**, isto é: o mesmo é estabilizado e controlado por uma lei que utiliza <u>pelo menos</u> uma referência de rastreio e uma saída retroalimentada.

Em vista à hipótese acima, para a equação (4.58) são definidos os seguintes termos:

$u(k) \in \mathbb{R}^{r \times 1}$: Vetor das entradas (comandos) de controle;

$e_c(k) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ Vetor dos sinais de erro;

G_c: Matriz de funções de transferência do controlador, domínio discreto, que mapeia *'m'* sinais de erro em *'r'* sinais de controle;

$r(k) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$: Vetor das entradas de referência;

$a_{FE} \in \mathbb{R}^{m \times m}$: Matriz diagonal que associa o respectivo fator de escala do *i-ésimo* (dentre '*m*') sensor específico à *i-ésima* saída (dentre '*m*') utilizada pelo controlador;

$y(k) \in \mathbb{R}^{m\times1}$: Vetor das saídas do sistema, antes dos sensores;

$b_{bias} \in \mathbb{R}^{m\times1}$: Vetor que associa o viés ao *m-ésimo* sensor;

$v_{normal}^{atuador}(k) \in \mathbb{R}^{r\times1}$: Vetor que associa um processo gaussiano, modo **Normal**, como ruído do *r-ésimo* atuador;

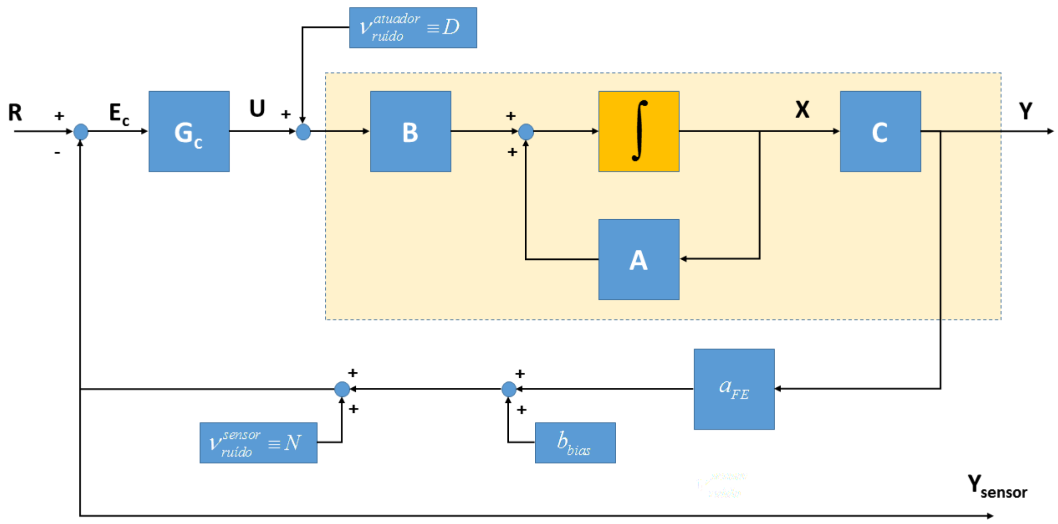
$v_{normal}^{sensor}(k) \in \mathbb{R}^{m\times1}$: Vetor que associa um processo gaussiano, modo **Normal**, como ruído do *m-ésimo* sensor;

$C \in \mathbb{R}^{m\times n}$: Matriz de observação das saídas do sistema.

$x(k) \in \mathbb{R}^{n\times1}$: Vetor dos estados do sistema.

A Figura 53, mediante as definições feitas acima, se torna (sem perda de generalidade) a Figura 54 logo abaixo.

Figura 54 - Diagrama de blocos para um sistema linear e invariante no tempo, estendido para a entrada de referência e características de sensores



Retornando ao sistema de (4.55) e substituindo nele a expressão de (4.57), com ajuste dos índices, obtém-se a solução do sistema no domínio discreto:

$$
\begin{aligned}
x(k) &= A^k \cdot x(k_0) + \ldots \\
&\ldots + \sum_{j=k_0}^{k-1} A^{k-j-1} \cdot B \cdot \left[\left\{ r(j) - \left[a_{FE} \cdot y(j) + b_{bias} + v_{normal}^{sensor}(j) \right] \right\} * G_c + v_{normal}^{atuador}(j) \right] \\
y(k) &= C \cdot x(k)
\end{aligned}
\tag{4.59}
$$

Pode ser facilmente verificado que, em (4.58), para o *k-ésimo* vetor de estados é sempre válido o termo forçante $u(k-1)$, o que confere a característica de impacto, como discutido neste trabalho, dentro da malha de controle.

Caso ocorra, a anomalia de um sinal de $u(k)$ se propagará diretamente e será observável, como sintoma, em $y_{sensor}(k+1)$. Da mesma forma, caso ocorra anomalia em um sinal $y_{sensor}(k)$, esta será observável, como sintoma, em $u(k)$.

A seguir, juntamente com a análise da função de transferência pós-falha, para cada caso do repertório será feita demonstração analítica da alteração de impacto introduzido por cada (modelo de) falha.

4.5. **Caracterização dos Modelos de Falhas segundo a "*Quadrilha de 4*"**

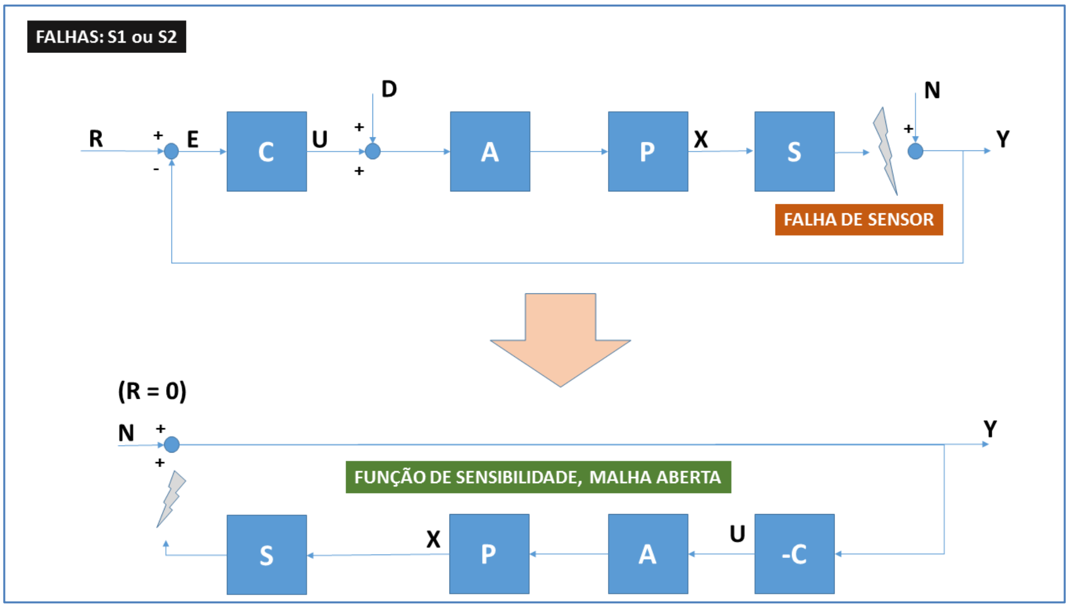
De posse dos modelos de falhas e das funções de transferência que descrevem as relações de **I/O** em uma malha de controle (linear), é possível obter os meios necessários para caracterizar as falhas no domínio da frequência e no domínio do tempo.

4.5.1. Falhas de “Malha Aberta”

Assume-se a premissa de que os sinais de ruído **N** e **D** passam a representar os sinais que contêm as anomalias inerentes a cada caso de falha, respectivamente para sensores e atuadores.

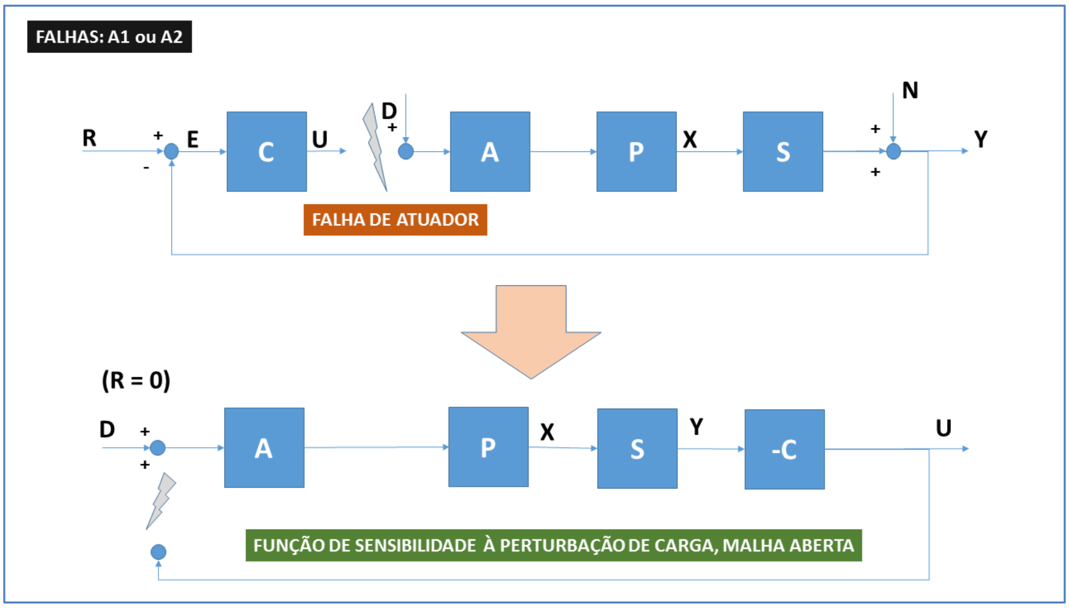
Sejam as falhas de sensor [**S1**, **S2**] e as falhas de atuador [**A1**, **A2**], as quais têm por característica abrir a malha de controle. Dado que mediante sua ocorrência a entrada de referência para o controlador deixa de ser relevante, a malha linear (para ambos os conjuntos) pode ser rearranjada para assumir as características mostradas pela Figura 55 e pela Figura 56:

Figura 55 – Rearranjo da malha de controle, após a inserção da falha de sensor.



No caso das falhas [**S1**, **S2**], a topologia equivale justamente à função de sensibilidade da “*Quadrilha de 4*”, porém aqui em malha aberta. Significa que deve haver uma relação entre o sinal de falha **N** e a saída do sensor **S**.

Figura 56 - Rearranjo da malha de controle, após a inserção da falha de atuador.



No caso das falhas [**A1**, **A2**], a topologia equivale justamente à função de perturbação de carga da "*Quadrilha de 4*", também em malha aberta. Para este conjunto, também deve haver uma relação entre o sinal de falha (**D**) e a saída do controlador (**U**). Estas relações podem ser identificadas por uma varredura senoidal e consistem justamente a característica destas falhas no sistema em questão, dentro do domínio da frequência.

4.5.1.1. Análise de Evolução Temporal (Impacto) para S1 e S2

Sejam k_0 o instante inicial do sistema e k_{falha} o instante no qual a falha acontece. Assim, até $k = k_{falha} - 1$ o sistema deve estar em modo **Normal**. O vetor de erro, e_c, neste instante e no seguinte, $k = k_{falha}$, são:

$$e_c\left(k_{falha}-2\right)=r\left(k-2\right)-y_{sensor}\left(k-2\right)=\ldots$$
$$\ldots r\left(k-2\right)-\left[a_{FE}\cdot y\left(k-2\right)+b_{bias}+v_{normal}\left(k-2\right)\right] \qquad \text{(4.60-a)}$$

$$e_c\left(k_{falha}-1\right)=r\left(k-1\right)-y_{sensor}\left(k-1\right)=\ldots$$
$$\ldots\left\{r\left(k-1\right)-\left[a_{FE}\cdot y\left(k-1\right)+b_{bias}+v_{normal}\left(k-1\right)\right]\right\} \qquad \text{(4.60-b)}$$

Utilizando a expressão de (4.58) para cálculo de $u(k)$, as soluções da equação de estados até estes instantes são então, respectivamente, dadas por:

$$x\left(k_{falha}-1\right)=A^{k_{falha}-1}\cdot x\left(k_0\right)+\ldots$$
$$\ldots+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-2}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r(j)-\left[a_{FE}\cdot y(j)+b_{bias}+v_{normal}^{sensor}(j)\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}(j)\right]$$

(4.61-a)

$$x\left(k_{falha}\right)=A^{k_{falha}}\cdot x\left(k_0\right)+\ldots$$
$$\ldots+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r(j)-\left[a_{FE}\cdot y(j)+b_{bias}+v_{normal}^{sensor}(j)\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}(j)\right]$$

(4.61-b)

O exame de (4.60 e de (4.61) mostra que, até o momento em que a falha ocorreu, o controlador trabalhou com informações isentas de anomalia e o sistema evoluiu normalmente.

Assumindo as hipóteses de que:

(1) Para cada um das '*m*' saídas utilizadas pelo controlador há um sensor dedicado. Logo, são '*m*' sensores;

(2) Falha o *i-ésimo* sensor, dos '*m*' presentes, no instante $k=k_{falha}$. O sensor não mais informa a saída correspondente a um dos estados, mas um valor anômalo de característica própria, $Falha_{sensor}^{(i)}$.

Mantendo a expressão toda em forma compacta, exceto os termos relativos às saídas, o vetor de erro então é alterado e pode ser escrito como:

$$e_c\left(k_{falha}\right)=r\left(k_{falha}\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(k_{falha}\right)\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ y_m\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \ldots\\ Falha_{sensor}^{(i)}\left(k_{falha}\right)\\ \ldots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(k_{falha}\right)\\ \ldots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(k_{falha}\right)\\ \ldots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}\right]$$

(4.62)

Subsequentemente é causado pelo termo anômalo do vetor de erros, um comando do controlador também anômalo. A solução do sistema em $k_{falha}+1$, o qual inclui $u\left(k_{falha}\right)$ calculada segundo (4.58), mostra a propagação da falha:

$$
\begin{aligned}
& x\left(k_{falha}+1\right) = A^{k_{falha}+1}\cdot x\left(k_0\right) + \ldots \\
& \ldots + \sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{ r(j) - \left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1(j) \\ \ldots \\ y_i(j) \\ \ldots \\ y_m(j)\end{pmatrix} + b_{bias} + v_{normal}(j)\right]\right\} * G_c + v_{normal}^{atuador}(j)\right] + \ldots \\
& \ldots + \sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{ \mathrm{r}(j) - \left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1(j) \\ \ldots \\ 0 \\ \ldots \\ y_m(j)\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b^{(1)}{}_{bias} \\ \ldots \\ 0 \\ \ldots \\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \ldots \\ Falha_{sensor}^{(i)}(j) \\ \ldots \\ 0\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{normal}^{sensor1}(j) \\ \ldots \\ v_{falhado}^{sensor(i)}(j) \\ \ldots \\ v_{normal}^{sensor\ m}(j)\end{pmatrix}\right]\right\} * G_c + v_{normal}^{atuador}(j)\right]
\end{aligned}
\tag{4.63}
$$

A propagação da falha prosseguirá, uma vez que o próximo vetor de informações será:

$$
e_c\left(k_{falha}+1\right) = \mathrm{r}\left(k_{falha}+1\right) - \left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1\left(k_{falha}+1\right) \\ \ldots \\ 0 \\ \ldots \\ y_m\left(k_{falha}+1\right)\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b^{(1)}{}_{bias} \\ \ldots \\ 0 \\ \ldots \\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \ldots \\ Falha_{sensor}^{(i)}\left(k_{falha}+1\right) \\ \ldots \\ 0\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{normal}^{sensor1}\left(k_{falha}+1\right) \\ \ldots \\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(k_{falha}+1\right) \\ \ldots \\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(k_{falha}+1\right)\end{pmatrix}\right]
\tag{4.64}
$$

Assumindo que o sistema entre em '*regime de propagação permanente de falha*' (i. e., $kT \to \infty$,$k \in \mathbb{N}$ e $k \subset \left[k_{falha},\infty\right]$), seja $\ell \in \mathbb{N}^*$. Então, a falha se propagará por ℓ períodos e, pode ser escrita como expressão geral de $e_c\left(k\right)$ para $k \geq k_{falha}+\ell$:

$$e_c\left(k_{falha}+\ell\right)=\mathrm{r}\left(k_{falha}+\ell\right)+\ldots$$

$$\ldots-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1\left(k_{falha}+\ell\right)\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ y_m\left(k_{falha}+\ell\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} b^{(1)}{}_{bias}\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0\\ \ldots\\ Falha_{sensor}^{(i)}\left(k_{falha}+\ell\right)\\ \ldots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} v_{normal}^{sensor1}\left(k_{falha}+\ell\right)\\ \ldots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(k_{falha}+\ell\right)\\ \ldots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(k_{falha}+\ell\right)\end{pmatrix}\right] \quad (4.65)$$

A solução geral da equação de estados é dada por:

$$x\left(k_{falha}+\ell\right)=A^{k_{falha}+\ell}\cdot x\left(k_0\right)+\ldots$$

$$\ldots+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{\mathrm{r}(j)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1(j)\\ \ldots\\ y_i(j)\\ \ldots\\ y_m(j)\end{pmatrix}+b_{bias}+v_{normal}^{sensor}(j)\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}(j)\right]+\ldots$$

$$\ldots+\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}+\ell-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{\mathrm{r}(j)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1(j)\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ y_m(j)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} b^{(1)}{}_{bias}\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0\\ \ldots\\ Falha_{sensor}^{(i)}(j)\\ \ldots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} v_{normal}^{sensor1}(j)\\ \ldots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}(j)\\ \ldots\\ v_{normal}^{sensor\ m}(j)\end{pmatrix}\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}(j)\right]$$

(4.66)

Note-se que (4.65) trata dos sinais de erro que levam à propagação da falha e (4.66) traz a descrição do sistema desde seu estado inicial e o período no qual permanece em modo **Normal**, passando para o período de modo falhado.

Os termos relativos ao sensor falhado da equação (4.66) se referem à abertura da malha (perda total ou parcial da matriz **K** de (4.40)**,** que define a estrutura do controlador nominal especificado) e explicitam que somente um sinal não correlacionado ao estado observado será informado ao controlador, correspondendo ao ruído **N** como mostrado pela Figura 55. Consequentemente, a ação do controlador será anômala e seu efeito no sistema dinâmico não será estabilizante (como mostrado na seção 4.3).

Para que seja feita distinção entre **S1** e **S2**, basta que seja efetuada – exclusivamente – uma das igualdades abaixo:

$$
\begin{aligned}
&Se\ \ S1: \\
&Falha_{sensor}^{(i)}\left(j\right) = Span_{sensor} \\
\\
&Se\ \ S2: \\
&Falha_{sensor}^{(i)}\left(j\right) = y_{sensor}\left(k_{falha} - 1\right) \\
\\
&j \in [k_{falha}, k_{falha} + \ell]\ \ e\ k, \ell \subset \mathbb{N}^{*}
\end{aligned}
\qquad (4.67)
$$

Dado que são falhas cujos sinais caracteristicamente têm magnitudes diferentes, a propagação no sistema segundo cada qual deve gerar sintomas distintos.

4.5.1.2. Análise de Evolução Temporal (Impacto) para A1 e A2

Sejam k_0 o instante inicial do sistema e k_{falha} o instante no qual a falha acontece. Assim, até $k = k_{falha} - 1$ o sistema deve estar em modo **Normal**. O controlador gera, até este instante, um vetor de comandos com base no vetor de informações (saídas) enviadas, vide expressão (4.58). Este vetor pode ser expresso como:

$$
\begin{aligned}
u\left(k_{falha} - 1\right) &= e_c * G_c\ +\ v_{normal}^{atuador}\left(j\right) = \ldots \\
&\ldots \left\{ \mathrm{r}\left(k_{falha} - 1\right) - \left[a_{FE} \cdot y\left(k_{falha} - 1\right) + b_{bias} + v_{normal}^{sensor}\left(k_{falha} - 1\right) \right] \right\} * G_c\ +\ v_{normal}^{atuador}\left(j\right)
\end{aligned}
\qquad (4.68)
$$

A solução da equação de estados até este instante é então, dada por:

$$
\begin{aligned}
x\left(k_{falha}\right) &= A^{k_{falha} - 1} \cdot x\left(k_0\right) + \ldots \\
&\ldots + \sum_{j = k_0}^{k_{falha} - 1} A^{k - j - 1} \cdot B \cdot \left[\left\{ \mathrm{r}\left(j\right) - \left[a_{FE} \cdot y\left(j\right) + b_{bias} + v_{normal}^{sensor}\left(j\right) \right] \right\} * G_c\ +\ v_{normal}^{atuador}\left(j\right) \right]
\end{aligned}
\qquad (4.69)
$$

O exame de (4.68) e de (4.69) mostra que, até o momento em que a falha ocorreu, o controlador gerou – a partir das informações providas pelos sensores – comandos isentos de anomalia e o sistema evoluiu normalmente. Observe-se que (4.69) é idêntica a (4.61-b).

Assumindo as hipóteses de que:

(1) Para cada um dos '*r*' sinais de controle, existe um atuador associado ao mesmo. Logo são '*r*' atuadores presentes no sistema;

(2) Falha o *i-ésimo* atuador dentre os '*r*' presentes, de modo que o sistema deixa de evoluir coerentemente, como comandado pelo controlador e com base no vetor de erros;

então a partir do instante k_{falha}, o comportamento anômalo do atuador falhado é descrito a partir da alteração do vetor das entradas de controle.

A tratativa é diferente no caso das falhas de atuadores, em vista ao fato de que a estrutura do controlador G_c afeta a correlação entre o número de saídas dos sensores e o número de atuadores. Dado que são designados '*m*' saídas e '*r*' atuadores, são possíveis os casos:

- $m>r$: significa que o controlador se utiliza de mais de uma saída para produzir um comando, caso de um controlador **MIMO** como o **LQR**, que faz combinação linear de 2 (dois) ou mais parâmetros de retroalimentação;

- $m=r$: significa que controlador se utiliza de uma saída apenas para gerar um comando, caso de um controlador **SISO** como o **PD**.

Assim, o vetor de entradas de controle caso não houvesse falha no instante k_{falha}, seria escrito como:

$$u\left(k_{falha}\right)=\begin{pmatrix} r_1\left(k_{falha}-1\right)-\left[a^{(1)}{}_{FE}\cdot y_1\left(k_{falha}-1\right)+b^{(1)}{}_{bias}+\nu^{(1)}{}_{normal}\left(k_{falha}-1\right)\right] \\ \dots\ \dots\ \dots \\ r_i\left(k_{falha}-1\right)-\left[a^{(i)}{}_{FE}\cdot y_i\left(k_{falha}-1\right)+b^{(i)}{}_{bias}+\nu^{(i)}{}_{normal}\left(k_{falha}-1\right)\right] \\ \dots\ \dots\ \dots \\ r_m\left(k_{falha}-1\right)-\left[a^{(m)}{}_{FE}\cdot y_m\left(k_{falha}-1\right)+b^{(m)}{}_{bias}+\nu^{(m)}{}_{normal}\left(k_{falha}-1\right)\right] \end{pmatrix}*G_c=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u_i\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix} \tag{4.70}$$

Mas de fato houve falha no *i-ésimo* atuador. Assim, (4.70) é reescrita como:

$$u\left(k_{falha}\right)=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u^F{}_i\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ 0 \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ Falha^{(i)}{}_{atuador}\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{4.71}$$

O vetor de controle de (4.71) é anômalo na medida em que, pelo *i-ésimo* atuador falhado, o mesmo não corresponde ao conjunto de comandos que definem um conjunto de atuadores saudáveis (normais) naquele instante k_{falha}, devido ao elemento substituído por $Falha^{(i)}{}_{atuador}$.

A solução do sistema em $k_{falha}+1$ mostra a propagação da falha:

$$\begin{aligned} x\left(k_{falha}+1\right) &= A^{k_{falha}+1}\cdot x\left(k_0\right)+\dots \\ &\dots+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{\mathrm{r}(j)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1(j) \\ \dots \\ y_i(j) \\ \dots \\ y_m(j) \end{pmatrix}+b_{bias}+v^{sensor}_{normal}(j)\right]\right\}*G_c+v^{atuador}_{normal}(j)\right]+\dots \\ &\dots+\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left\{\left[\begin{pmatrix} u_1(j) \\ \dots \\ 0 \\ \dots \\ u_r(j) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ Falha^{(i)}{}_{atuador}(j) \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix}\right]*G+\begin{pmatrix} v^{atuador1}_{normal}(j) \\ \dots \\ v^{atuador(i)}_{falhado}(j) \\ \dots \\ v^{atuador\ r}_{normal}(j) \end{pmatrix}\right\} \end{aligned} \tag{4.72}$$

A propagação da falha prosseguirá, uma vez que os próximos vetor de controle será:

$$u\left(k_{falha}+1\right)=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}+1\right) \\ \dots \\ u^F{}_i\left(k_{falha}+1\right) \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}+1\right) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}+1\right) \\ \dots \\ 0 \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}+1\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ Falha^{(i)}{}_{atuador}\left(k_{falha}+1\right) \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{4.73}$$

Por fim, assumindo que o sistema entre em '*regime de propagação permanente de falha*' (i. e., $kT \to \infty$,$k \in \mathbb{N}$ e $k \subset \left[k_{falha}, \infty\right]$), seja $\ell \in \mathbb{N}^*$. Então, a falha se propagará por ℓ períodos e, podem ser escritos como expressões gerais de $u(k)$ para $k \geq k_{falha} + \ell$:

$$u\left(k_{falha}+\ell-1\right)=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \cdots \\ u^F{}_i\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \cdots \\ u_r\left(k_{falha}+\ell-1\right) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \cdots \\ 0 \\ \cdots \\ u_r\left(k_{falha}+\ell-1\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \cdots \\ Falha^{(i)}{}_{atuador}\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \cdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

(4.74)

A solução geral da equação de estados é dada por:

$$\begin{aligned} x\left(k_{falha}+\ell\right) &= A^{k_{falha}+\ell}\cdot x\left(k_0\right)+\ldots \\ &\ldots+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{ \mathrm{r}(j)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1(j) \\ \cdots \\ y_i(j) \\ \cdots \\ y_m(j)\end{pmatrix}+b_{bias}+\nu_{normal}(j)\right]\right\}*G_c+\nu_{normal}^{atuador}(j)\right]\ldots \\ &\ldots+\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}+\ell-1} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left\{\left[\begin{pmatrix} u_1(j) \\ \cdots \\ 0 \\ \cdots \\ u_r(j)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \cdots \\ Falha^{(i)}{}_{atuador}(j) \\ \cdots \\ 0\end{pmatrix}\right]+\begin{pmatrix} \nu_{normal}^{atuador1}(j) \\ \cdots \\ \nu_{falhado}^{atuador(i)}(j) \\ \cdots \\ \nu_{normal}^{atuador\ r}(j)\end{pmatrix}\right\} \end{aligned}$$

(4.75)

Note-se que (4.74) trata dos sinais de erro que levam à propagação da falha e (4.75) traz a descrição do sistema desde seu estado inicial e o período no qual permanece em modo **Normal**, passando para o período de modo falhado (assim como no caso de falha de sensor).

Os termos relativos ao atuador falhado da equação (4.74) se referem à abertura da malha (perda total ou parcial da matriz K de (4.40). O raciocínio subsequente é análogo ao já feito para falha de sensor: a ação do controlador será anômala e seu efeito no sistema dinâmico não será estabilizante (como mostrado na seção 4.3).

Fica demonstrado que, a partir do momento em que falha de atuador ocorrer, a evolução do sistema será anômala e seu efeito no sistema dinâmico não será estabilizante (como mostrado na seção 4.3).

Para que seja feita distinção entre **A1** e **A2**, basta que seja efetuada – exclusivamente – uma das igualdades abaixo:

$$\begin{aligned}
&Se\ \ A1:\\
&Falha_{atuador}^{(i)}\left(j\right) = -sign\Big(u\Big(k_{falha}-1\Big)\Big)\cdot MaxCmd\\
\\
&Se\ \ A2:\\
&Falha_{atuador}^{(i)}\left(j\right) = N \sim \left(0, LossFactor\cdot MaxCmd\right)\\
\\
&j \in [k_{falha}, k_{falha}+\ell]\ \ e\ k,\ell \subset \mathbb{N}^*
\end{aligned} \qquad (4.76)$$

Dado que são falhas cujos sinais caracteristicamente têm magnitudes diferentes, a propagação no sistema segundo cada qual deve gerar sintomas distintos.

4.5.2. Falhas de "Malha Fechada"

A ocorrência de falhas modeladas como **S3**, **S4** e **A3** em um sistema não-linear, faz com que o mesmo adquira característica de linear, porém variante no tempo. Logo, é necessário (1) que cada um dos casos seja linearizado segundo o respectivo modelo de falha e, (2) que para a análise seja utilizado o princípio de superposição.

Assim, seja a falha **S3**, cujo *viés* é linearmente variante no tempo. Seja k_i o instante de tempo no qual se pretende que a linearização aconteça.

Para uma função $f(x),\ f:\mathbb{R}\rightarrow\mathbb{R};\ x\in\mathbb{R}$ e $a\in\mathbb{R}_+^*$, sua série de Taylor é descrita por:

$$f(x-a) = f(a) + \frac{f^{'}(a)}{1!} \cdot (x-a) + \ldots = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} \cdot (x-a)^n \qquad (4.77)$$

Aplicando ao caso da expressão da falha **S3** e truncando a série no primeiro termo (considerando apenas a parte determinística):

$$y(kT - k_i T) = \ldots = y(k_i T) + \frac{\partial y(k_i T)}{\partial k} \cdot (k - k_i) + \ldots \approx y(k_i T) \qquad (4.78)$$

Substituindo a expressão da falha **S3** em (4.78):

$$y(kT - k_i T) \approx y(k_i T) = a_{FE} \cdot x(kT) + b_{bias} \cdot \left[1 + \left(k_i - k_{Falha}\right) \cdot T \cdot SCF\right] \qquad (4.79)$$

A expressão completa, com a componente estocástica, é dada por:

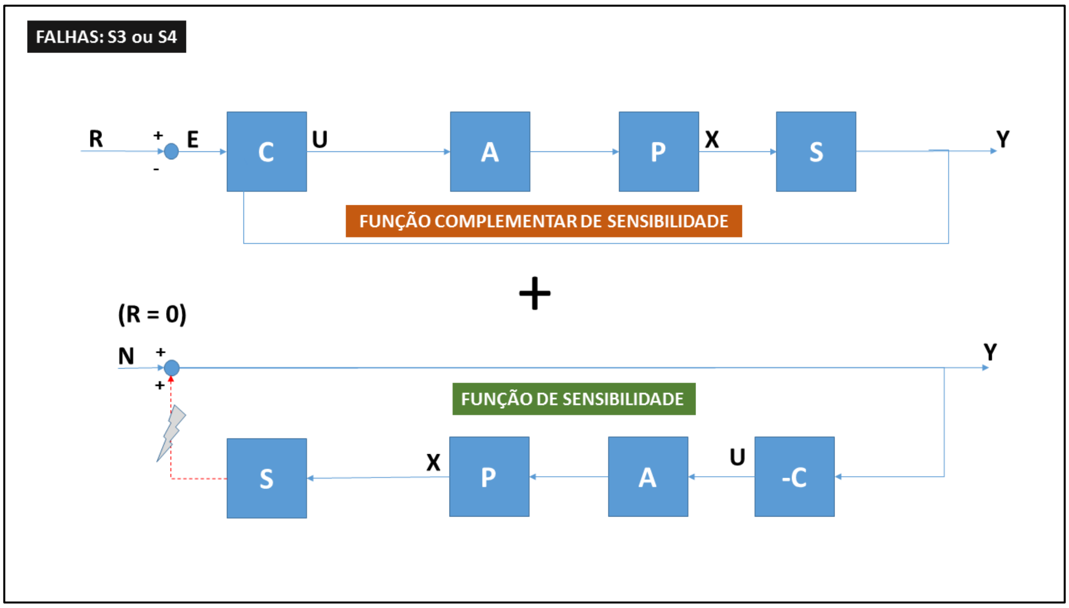
$$y(kT) = a_{FE} \cdot x(kT) + b_{bias} \cdot \left[1 + \left(k_i - k_{Falha}\right) \cdot T \cdot SCF\right] + v_{Falha}(kT) \qquad (4.80)$$

Claramente, são superpostos os efeitos de deslocamento (*viés* asseverado) do sinal e o ruído alterado. A característica de resposta em frequência da malha falhada (com modelo linearizado) é idêntica àquela da normal (qualquer que seja o valor do sinal **R**), porém adicionada da resposta em frequência do ruído alterado na saída do sensor (sinal **N**).

Para a falha **S4**, repetindo o que foi feito para a falha **S3**, o resultado é:

$$y(kT) = a_{FE} \cdot \left[1 + \left(k_i - k_{Falha}\right) \cdot T \cdot SCF\right] \cdot x(kT) + b_{bias} + v_{Falha}(kT) \qquad (4.81)$$

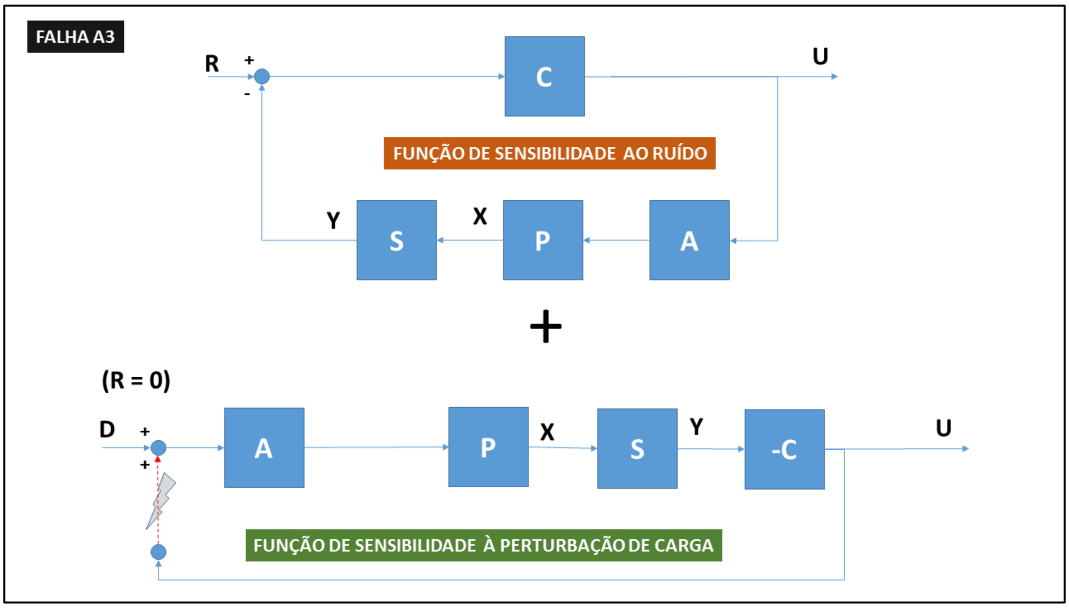
Figura 57 – Superposição dos efeitos para falhas **S3** e **S4**.



A linha tracejada em "vermelho" na figura acima significa que, diferentemente das falhas **S1** e **S2**, não ocorre abertura de malha. Ambos os efeitos superpostos percorrem <u>toda a malha</u>.

No caso da falha **A3**, não é necessário que seja feita linearização, uma vez que o fator de eficiência não varia com o tempo, diferentemente do *viés* e do fator de escala do modelo de sensor.

Figura 58 – Superposição dos efeitos para a falha **A3**.



Vale na figura acima o mesmo comentário feito para as falhas **S3** e **S4**: a linha tracejada em “vermelho” significa que os efeitos superpostos percorrem toda a malha.

4.5.2.1. Análise de Evolução Temporal (Impacto) para S3 e S4

São igualmente válidos para esta classe de falhas os resultados obtidos até expressão (4.61-b) e também as hipóteses acerca da ocorrência da falha. A única ressalva é que, para uma falha que não abre a malha de controle (como **S3** e **S4**), a expressão do vetor de erros muda segundo o modelo estabelecido para cada uma das falhas específicas.

Para a falha **S3**, tomando crédito do modelo dado por (4.6), o vetor de erros no instante k_{falha} e a solução da equação de estados, contemplando a ocorrência falha no primeiro instante e o ‘*regime de propagação da falha*’, são dados pelas expressões (4.82) e (4.83) para a propagação de um período seguinte à falha, (4.84) e (4.85) para a propagação de l períodos.

Para a falha **S4**, tomando crédito de (4.7), os resultados são análogos segundo a falha e dados pelas expressões (4.86) a (4.89).

(Equações da propagação do modo correspondente à falha **S3**, no momento imediatamente posterior à ocorrência da mesma – 4.82 e 4.83 – em momento qualquer após a falha – 4.84 e 4.85)

$$e_c\left(k_{falha}\right)=r\left(k_{falha}\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ y_i\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ y_m\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\cdot\left[1+T\cdot SCF\right]\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(j\right)\end{pmatrix}\right] \tag{4.82}$$

$$x\left(k_{falha}+1\right)=A^{k_{falha}+1}\cdot x\left(k_0\right)+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left\{r\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(j\right)\\ \dots\\ y_i\left(j\right)\\ \dots\\ y_m\left(j\right)\end{pmatrix}+b_{bias}+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right]\right\}*G_c+\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(j\right)\\ \dots\\ y_i\left(j\right)\\ \dots\\ y_m\left(j\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\cdot\left[1+T\cdot SCF\right]\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(j\right)\end{pmatrix}\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right] \tag{4.83}$$

$$e_c\left(k_{falha}+\ell-1\right)=\mathrm{r}\left(k_{falha}+\ell-1\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ y_i\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ y_m\left(k_{falha}+\ell-1\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\cdot\left[1+\ell\cdot T\cdot SCF\right]\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(k_{falha}+\ell-1\right)\end{pmatrix}\right] \tag{4.84}$$

$$x\left(k_{falha}+\ell\right)=A^{k_{falha}+\ell}\cdot x\left(k_0\right)+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left\{\mathrm{r}\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(j\right)\\ \dots\\ y_i\left(j\right)\\ \dots\\ y_m\left(j\right)\end{pmatrix}+b_{bias}+v_{normal}\left(j\right)\right]\right\}*G_c+\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}+\ell-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{\mathrm{r}\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(j\right)\\ \dots\\ y_i\left(j\right)\\ \dots\\ y_m\left(j\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\cdot\left[1+\ell\cdot T\cdot SCF\right]\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(j\right)\end{pmatrix}\right]\right\}*G+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right]_c \tag{4.85}$$

(Equações da propagação do modo correspondente à falha **S4**, no momento imediatamente posterior à ocorrência da mesma – 4.86 e 4.87 – em momento qualquer após a falha – 4.88 e 4.89)

$$e_c\left(k_{falha}\right)=r\left(k_{falha}\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ y_m\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ a^{(i)}{}_{FE}\cdot\left[1+T\cdot SCF\right]\cdot y_i\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}\right] \tag{4.86}$$

$$x\left(k_{falha}+1\right)=A^{k_{falha}+1}\cdot x\left(k_0\right)+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(j\right)\\ \dots\\ y_i\left(j\right)\\ \dots\\ y_m\left(j\right)\end{pmatrix}+b_{bias}+v_{normal}\left(j\right)\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right]+\dots \tag{4.87}$$

$$\dots\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r\left(k_{falha}\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ y_m\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ a^{(i)}{}_{FE}\cdot\left[1+T\cdot SCF\right]\cdot y_i\left(k_{falha}\right)\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(j\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(j\right)\end{pmatrix}\right]\right\}*G+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right]_c$$

$$e_c\left(k_{falha}+\ell-1\right)=\mathrm{r}\left(k_{falha}+\ell-1\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix}y_1\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ 0\\ \dots\\ y_m\left(k_{falha}+\ell-1\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ \dots\\ a^{(i)}{}_{FE}\cdot\left[1+\ell\cdot T\cdot SCF\right]\cdot y_i\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}b^{(1)}{}_{bias}\\ \dots\\ b^{(i)}{}_{bias}\\ \dots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}v_{normal}^{sensor1}\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(k_{falha}+\ell-1\right)\\ \dots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(k_{falha}+\ell-1\right)\end{pmatrix}\right] \tag{4.88}$$

$$
\begin{aligned}
x\left(k_{falha}+\ell\right) &= A^{k_{falha}+1}\cdot x\left(k_0\right)+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1\left(j\right)\\ \ldots\\ y_i\left(j\right)\\ \ldots\\ y_m\left(j\right)\end{pmatrix}+b_{bias}+v_{normal}\left(j\right)\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right]+\ldots \quad \text{‘} \\
&\ldots\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}} A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left[\left\{r\left(k_{falha}+\ell-1\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1\left(k_{falha}\right)\\ \ldots\\ 0\\ \ldots\\ y_m\left(k_{falha}\right)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0\\ \ldots\\ a^{(i)}{}_{FE}\cdot\left[1+\ell\cdot TSCF\right]\cdot y_i\left(k_{falha}\right)\\ \ldots\\ 0\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} b^{(1)}{}_{bias}\\ \ldots\\ b^{(i)}{}_{bias}\\ \ldots\\ b^{(m)}{}_{bias}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix} v_{normal}^{sensor1}\left(j\right)\\ \ldots\\ v_{falhado}^{sensor(i)}\left(j\right)\\ \ldots\\ v_{normal}^{sensor\ m}\left(j\right)\end{pmatrix}\right]\right\}*G_c+v_{normal}^{atuador}\left(j\right)\right]
\end{aligned}
\tag{4.89}
$$

Os termos $\left[1+\ell\cdot TSCF\right]$ nas equações (4.87) e (4.89) acima são relativos à parte do sinal, advindo do sensor falhado, que percorre a malha de controle e está sujeito às derivas. Já os termos $v_{falhado}^{sensor(i)}$ são relativos ao ruído adulterado, análogo ao ruído **N** como mostrado nos casos de **S1** e **S2**.

A soma destes termos constitui, no espaço de estados, o que a superposição de efeitos na malha de controle mostrada pela Figura 57 – Superposição dos efeitos para falhas **S3** e **S4.**

Fica demonstrado que, a partir do momento em que a falha de sensor ocorrer, o comando do controlador gerado então levará à evolução anômala do sistema e seu efeito não será estabilizante (como mostrado na seção 4.3).

4.5.2.2. Análise de Evolução Temporal (Impacto) para A3

Para a falha **A3**, modelada segundo (4.11), são igualmente válidos os resultados obtidos até a expressão (4.69) e também as hipóteses acerca da ocorrência da falha.

Dada a maneira como as falhas de atuador foram modeladas e também como foram tratadas na seção 4.5.1.2, basta que agora seja feita nova atribuição para (4.76).

Os comandos gerados pelo controlador a partir de k_{falha} não serão ‘perdidos’, logo, para fins de manifestação da falha é definido o operador:

$$u_{A3}(k)=f_{atuador}\left[u(k)\right]=u(k)\cdot FricFactor+v_{Stiction}(k) \tag{4.90}$$

Caso não tivesse havido falha no instante k_{falha}, o vetor de entradas de controle seria escrito como:

$$u\left(k_{falha}\right)=\begin{pmatrix} r_1\left(k_{falha}-1\right)-\left[a^{(1)}{}_{FE}\cdot y_1\left(k_{falha}-1\right)+b^{(1)}{}_{bias}+v^{(1)}{}_{normal}\left(k_{falha}-1\right)\right] \\ \dots\ \dots\ \dots \\ r_i\left(k_{falha}-1\right)-\left[a^{(i)}{}_{FE}\cdot y_i\left(k_{falha}-1\right)+b^{(i)}{}_{bias}+v^{(i)}{}_{normal}\left(k_{falha}-1\right)\right] \\ \dots\ \dots\ \dots \\ r_m\left(k_{falha}-1\right)-\left[a^{(m)}{}_{FE}\cdot y_m\left(k_{falha}-1\right)+b^{(m)}{}_{bias}+v^{(m)}{}_{normal}\left(k_{falha}-1\right)\right] \end{pmatrix}*G_c=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u_i\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix} \tag{4.91}$$

Mas de fato houve falha no *i-ésimo* atuador. Assim, (4.91) é reescrita como:

$$u\left(k_{falha}\right)=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u^F{}_i\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ 0 \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ Falha^{(i)}{}_{atuador}\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{4.92}$$

$$\dots=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ 0 \\ \dots \\ u_r\left(k_{falha}\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ u_i\left(k_{falha}\right)\cdot FricFactor+v^{(i)}{}_{Stiction}\left(k_{falha}\right) \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix}$$

O vetor de controle de (4.92) é anômalo na medida em que, pelo *i-ésimo* atuador falhado, o mesmo não corresponde ao conjunto de comandos que definem um conjunto de atuadores saudáveis (normais) naquele instante k_{falha}.

Tomando crédito dos resultados de (4.74) e (4.75) e, assumindo que o sistema entre em '*regime de propagação permanente de falha*' (i. e., $kT \to \infty$, $k \in \mathbb{N}$ e $k \subset \left[k_{falha},\infty\right)$), seja $\ell \in \mathbb{N}^*$. Então, a falha se propagará por ℓ períodos e, podem ser escritos como expressões gerais de $u(k)$ e $x(k)$, para $k \geq k_{falha}+\ell$:

$$u\left(k_{falha}+\ell-1\right)=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \ldots \\ u^F{}_i\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \ldots \\ u_r\left(k_{falha}+\ell-1\right) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} u_1\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \ldots \\ 0 \\ \ldots \\ u_r\left(k_{falha}+\ell-1\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \ldots \\ u_i\left(k_{falha}+\ell-1\right)\cdot FricFactor+\nu^{(i)}{}_{Stiction}\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \ldots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{4.93}$$

$$x\left(k_{falha}+\ell\right)=A^{k_{falha}+1}\cdot x\left(k_0\right)+\sum_{j=k_0}^{k_{falha}-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left\{\mathrm{r}\left(j\right)-\left[a_{FE}\cdot\begin{pmatrix} y_1\left(j\right) \\ \ldots \\ y_i\left(j\right) \\ \ldots \\ y_m\left(j\right) \end{pmatrix}+b_{bias}+\nu_{normal}^{sensor}\left(j\right)\right]\right\}*G_c+\sum_{j=k_{falha}}^{k_{falha}+\ell-1}A^{k-j-1}\cdot B\cdot\left\{\left[\begin{pmatrix} u_1\left(j\right) \\ \ldots \\ 0 \\ \ldots \\ u_r\left(j\right) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \ldots \\ u_i\left(k_{falha}+\ell-1\right)\cdot FricFactor+\nu^{(i)}{}_{Stiction}\left(k_{falha}+\ell-1\right) \\ \ldots \\ 0 \end{pmatrix}\right]*G_c+\begin{pmatrix} \nu_{normal}^{atuador1}\left(j\right) \\ \ldots \\ \nu_{falhado}^{atuador(i)}\left(j\right) \\ \ldots \\ \nu_{normal}^{atuador\ r}\left(j\right) \end{pmatrix}\right\} \tag{4.94}$$

O termo $u_i\left(k_{falha}+\ell-1\right)\cdot FricFactor+\nu^{(i)}{}_{Stiction}\left(k_{falha}+\ell-1\right)$ na equações (4.94) acima é relativo à parte do sinal, advindo do sensor falhado, que é parcialmente aproveitado na conversão de energia do atuador. Já os termos $\nu_{falhado}^{atuador(i)}$ são relativos à perturbação sofrida pelo sinal de comando do controlador, **D,** como mostrado nos casos de **A1** e **A2**, em (4.75). A soma destes termos constitui, no espaço de estados, o que corresponde à superposição de efeitos na malha de controle mostrada pela Figura 58.

Fica demonstrado que, a partir do momento em que a falha de atuador ocorrer, o comando do controlador gerado então levará à evolução anômala do sistema e seu efeito não será estabilizante (como mostrado na seção 4.3).

4.6. **Análise no Domínio da Frequência – Levantamento de Conteúdo Espectral**

Os componentes presentes na malha de controle (sensores ou atuadores) injetam sinais na mesma malha, sejam informação (sensor) ou energia (atuador). Estes sinais são dotados de conteúdo espectral próprio, o qual é herdado da dinâmica intrínseca de cada componente.

O conhecimento deste conteúdo espectral é útil para que sejam definidos critérios de uso dos sinais para os fins pretendidos de **FDD**. Especificamente, por razões de robustez, características podem ser exacerbadas ou atenuadas conforme a conveniência para a obtenção da assinatura do modo (**Normal** ou falhados).

Para que seja possível esta operação sobre o sinal, é necessário projetar e implementar um filtro que ajuste (e não elimine) a informação contida nas faixas de interesse. Esta característica pode ser obtida, por exemplo, por meio de filtros digitais clássicos, como o de *Butterworth* (cujo *roll-off* é definido pela ordem polinomial atribuída no seu projeto).

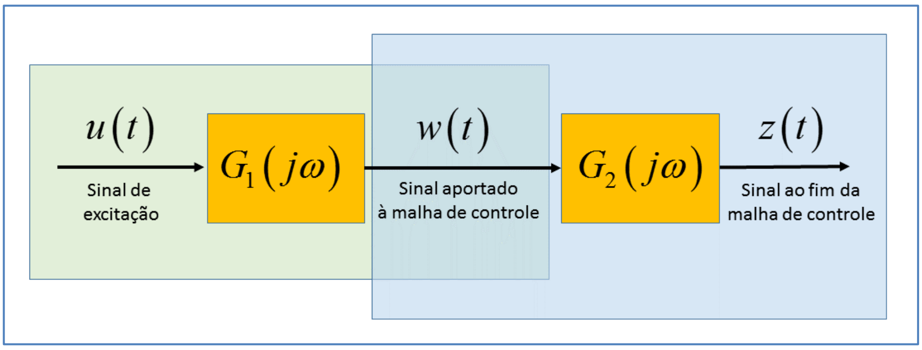
Os critérios de projeto são obtidos então do conteúdo espectral:

1. Dos modelos de falha especificados nas seções 4.1.1 e 4.1.2, a fim de que seja determinado o perfil espectral de cada um;

2. Das malhas apresentadas na "*Quadrilha de 4*", para que seja determinado o perfil espectral de cada uma, a partir do sinal aportado pelo componente correspondente.

A Figura 59 abaixo mostra esquematicamente os sinais:

Figura 59 – Visão esquemática para as identificações de conteúdo espectral de componentes da malha de controle



Sejam os sinais definidos por:

$$u(t) = u_0 \cdot e^{j(\omega t + \alpha(\omega))}$$

$$w(t) = w_0 \cdot e^{j(\omega t + \beta(\omega))} \qquad (4.95)$$

$$z(t) = z_0 \cdot e^{j(\omega t + \gamma(\omega))}$$

Assumindo a condição de que a excitação é persistente, são válidas as relações (coerentemente com o a Figura 59), respectivamente para o módulo e ângulo de fase:

$$\left|G_1(j\omega)\right| = \frac{w_0}{u_0} \quad e \quad \angle G_1(j\omega) = \beta(\omega) - \alpha(\omega) \qquad (4.96)$$

$$\left|G_2(j\omega)\right| = \frac{z_0}{w_0} \quad e \quad \angle G_2(j\omega) = \gamma(\omega) - \beta(\omega) \qquad (4.97)$$

$$\left|G_1(j\omega)\cdot G_2(j\omega)\right| = \frac{z_0}{u_0} \quad e \quad \angle G_1(j\omega)\cdot G_2(j\omega) = \gamma(\omega) - \alpha(\omega) \tag{4.98}$$

A demonstração das relações acima excedem o escopo deste trabalho, mas são facilmente obtidas, a partir de (4.66)-(4.68) e por meio da relação de Euler: $e^{j\omega} = cos(\omega) + j \cdot sen(\omega)$ (*SKOGESTAD; POSTLETHWAITE*, 2005).

Para os fins deste trabalho, basta a relação de magnitude para que os critérios de projeto dos filtros sejam estabelecidos, a qual deve ser obtida por meio de identificação de sistemas. As relações de (4.90) e de (4.92) correspondem às funções de transferência identificadas que devem ser analisadas.

Finalmente, as análises devem ser feitas entre modelos de falhas de componente e funções da "*Quadrilha de 4*".

4.7. **Síntese acerca da Caracterização das Falhas**

Foram propostos os modelos, no domínio do tempo, das falhas definidas para o repertório deste trabalho, totalizando 7 (sete) modelos. Destes, 4 (quatro) são de sensores e 3 (três) são de atuadores.

Dentre as falhas modeladas, 4 (quatro) têm como característica a abertura da malha de controle (**S1**, **S2**, **A1**, **A2**) e as demais (**S3**, **S4**, **A3**) preservam a malha fechada.

Dado que em um sistema real, em modo **Normal** ou sujeito a falhas, existem dinâmicas que não são representadas nos modelos, foi proposto um modelo de ruído aleatório para os modos de falha.

A partir de uma estrutura genérica para um sistema de controle **LTI-SISO** e das características das falhas modeladas, foram efetuadas análises sobre como as tais falhas afetam a topologia da malha de controle. Uma vez identificadas as quais as funções de transferência da "*Quadrilha de 4*" que caracterizam as topologias modificadas, abre-se caminho para que seja feita a identificação das mesmas funções.

Seguindo a análise feita sobre a estrutura da malha de controle e segundo o tipo de falha (separadas entre aquelas que “abrem” a malha e aquelas que a preservam), foram demonstrados os impactos a partir do modelo de cada falha, no domínio do espaço de estados.

Finalmente, em consonância com as funções da “*Quadrilha de 4*” identificadas como representativas para o repertório de falhas, são propostas as identificações de conteúdo espectral que devem ser realizadas.

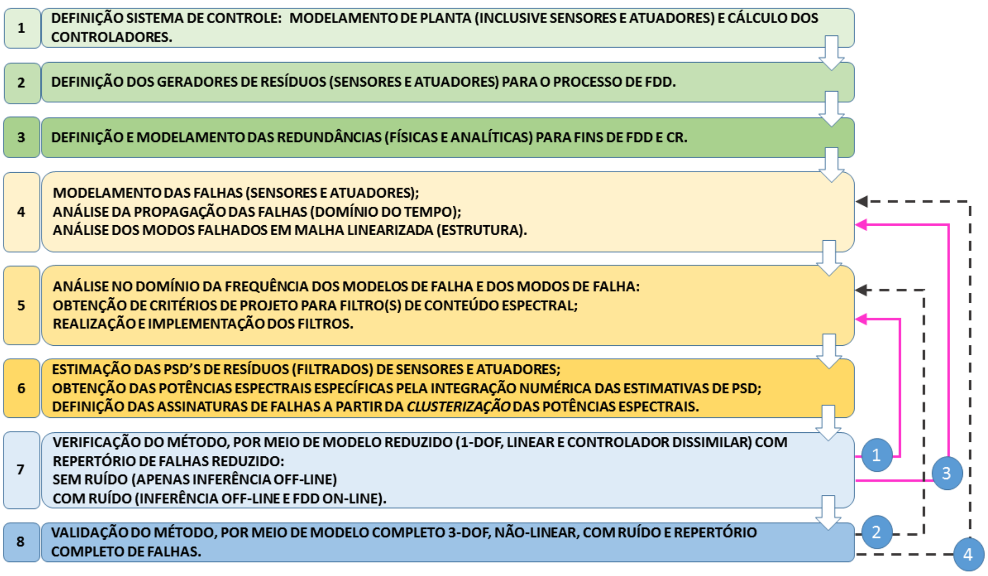
De posse dos resultados obtidos, desde o modelamento da planta e do sistema de controle, estão reunidos os elementos que viabilizam o método de **FDD** proposto.

5 MÉTODO PARA FDD BASEADO NA FREQUÊNCIA-ESTRUTURA

Nos capítulos 3 e 4 foram definidos os elementos essenciais à proposição do método de **FDD** contido neste trabalho: o modelamento do sistema de controle (inclusive suas redundâncias e seus geradores de resíduos), a definição do repertório de falhas e a análise da inserção das falhas no sistema de controle, nos domínios do tempo e da frequência.

A Figura 60 resume o que foi feito até então (itens 1 a 4) e quais os passos seguintes (5 a 8)

Figura 60 – Visão esquemática do trabalho.



O esquema de **FDD** a ser proposto se volta para o domínio da frequência (no qual são identificadas características que não são observáveis no domínio do tempo). Dessa forma, foi proposta a análise conjunta dos modelos de falha e das malhas em modo de falha (as quais constituem a estrutura do sistema de controle). Por isso o termo frequência-estrutura.

A partir das respostas espectrais obtidas, são propostos/obtidos critérios de projeto para um filtro (ou, de um banco de filtros) que exacerbe (ou atenue) as características desejáveis para identificação das falhas do repertório (Figura 60, item 5).

Dados que as informações sobre a condição do sistema de controle (se **Normal** ou falhado) são portadas pelos resíduos, este filtro (ou, se necessário, banco de filtros) é utilizado para estes sinais.

É necessário então que sejam extraídas as informações dos resíduos filtrados e a partir delas devem ser geradas as assinaturas do modo **Normal** e de cada um dos modos falhados. Esta extração é feita por meio do cálculo da **PSD** (*Power Spectral Density*, ou Densidade Espectral de Potência) e da potência espectral (como integral numérica da **PSD** no espectro observável de frequências) de cada resíduo (Figura 60, item 6).

Entretanto, as assinaturas devem ser obtidas para apresentarem robustez frente às incertezas introduzidas nos modelos de simulação (sob a forma de ruído e perturbações). Essas variações ocorrem na natureza e são, via de regra, dinâmicas não-lineares que não são explicitamente modeladas. Assim, é utilizada uma metodologia/ferramenta de *clusterização* para este fim (Figura 60, item 6).

As assinaturas obtidas devem ser testadas antes de serem incorporadas ao modelo do sistema de controle (o que equivale a um processo de verificação) e, também após (o que equivale a um processo de validação).

O modelo de simulação completo da **PMM** é não-linear, apresentando acoplamentos giroscópicos nos eixos de controle entre si, nos atuadores entre si e entre os atuadores e os eixos de controle. Por isso, inicialmente utiliza-se um modelo linearizado de **1-DOF,** dotado das características do eixo **X** da **PMM**, para a verificação e a validação do método (item 7).

Neste modelo reduzido, o repertório de falhas é reduzido (apenas **A1** e **S1).** Será utilizado um controlador **PD** (dissimilar do **LQR** original), a fim de se demonstrar que o desempenho esperado para o **FDD** é mantido.

O sucesso do método com o modelo reduzido de **1-DOF** leva ao Capítulo 6, no qual a metodologia é estendida para o modelo completo, não-linear e acoplado, de **3-DOF** com controladores **LQR**, considerando todas as falhas ([**A1**, **A2**, **A3**] e [**S1**, **S2**, **S3**, **S4**]) do repertório. Adicionalmente, é introduzida a reconfiguração (ou **CR** – *Control Reconfiguration*) mediante o diagnóstico das mesmas falhas.

A Figura 60 ainda mostra quatro laços de retorno:

1. **“De” Verificação “para” a Síntese dos Filtros:** caso o resultado seja insatisfatório, deve ser feita uma primeira tentativa de re-síntese dos filtros, a fim de melhorar a captura das dinâmicas de interesse;
2. **“De” Verificação “para” a Modelamento das Falhas:** caso a re-síntese dos filtros tenha sido insatisfatória, é preciso investigar os modelos das falhas do repertório e melhorar sua verossimilhança;
3. **“De” Validação “para” a Síntese dos Filtros:** caso o desempenho *on-line* não seja coerente com um resultado positivo da etapa de verificação, é necessário que (analogamente ao item “1”) os filtros passa-banda sejam reavaliados e re-sintetizados;
4. **“De” Validação “para” a Síntese dos Filtros:** caso mais drástico, no qual, analogamente ao item “2”, os modelos das falhas devem ser examinados e ter sua verossimilhança melhorada.

Em consonância com o que foi descrito e com o trabalho feito até este ponto, prossegue-se com o método proposto para que sejam obtidas as assinaturas dos modos e implementado o esquema de **FDD**.

5.1. **O Método de FDD por Potências Espectrais**

Nesta seção são desenvolvidas as etapas conforme descrito imediatamente acima.

5.1.1. Análise dos Modelos de Falhas no Domínio da Frequência

Os modelos de falhas propostos na seção 4.1 (Capítulo 4) são implementados na ferramenta *Matlab/Simulink®*, para que seja feita a identificação do conteúdo espectral de cada um deles (vide Figura 61 e Figura 62).

Estes modelos são excitados com uma onda *chirp*™ (função própria do *Matlab/Simulink*®). Este comando gera uma onda de amplitude unitária, cuja frequência varia linearmente com o tempo. Logo, não é exatamente senoidal. Mas, pode ser parametrizada para que a frequência varie lentamente e assim seu formato se aproxime do que seria uma sequência de senóides com excitação persistente.

No caso dos modelos de falhas que abrem a malha de controle (tanto de sensor, como de atuador), a onda *chirp* constitui a entrada ora do estado que deveria ser observado (no caso de sensor), mas não o é, ora o comando do controlador que deveria estabilizar a malha (no caso de atuador), mas não o faz. As saídas correspondem ao resultado das expressões definidas para **S1** e **S2**, **A1** e **A2**.

No caso de modelos de falhas que preservam a malha de controle (idem, tanto de sensor, como de atuador), a onda *chirp* constitui ora os estados observados que percorrem a malha (no caso de sensor), ora os comandos de controle que tentam estabilizar a malha. As saídas correspondem ao resultado das expressões definidas para **S3**, **S4** e **A3**.

São definidas como características para a onda *chirp*:

- Período de amostragem: 0.01 s;
- Valor inicial de frequência: 0.01 Hz;
- Valor final de frequência: 50 Hz;
- Tempo para frequência final: 10000 s;
- Tempo total de simulação: 10100 s.

A partir das sequências temporais dos sinais de entrada e de saída de cada um dos modelos de falha, é obtida a estimativa desejada (para os fins deste trabalho, apenas a curva de magnitude). Para tal, é utilizado a função *tfestimate*™ do *Matlab/Simulink*®.

Uma vez que os modelos de falhas são essencialmente estáticos (principalmente os de sensores), não faz sentido considerar resposta em frequência. O que se busca é a correlação entre dois sinais, um de entrada e outro de saída, a partir de uma varredura em num determinado espectro de frequências (os quais, em casos com dinâmica envolvida, correspondem uma resposta em frequência).

Assim, existe uma distinção importante sobre o que é considerado conteúdo espectral relevante para os fins deste trabalho: define-se que é a diversidade de amplitudes dentro de uma determinada faixa de frequências e não a potência total calculada segundo esta mesma faixa. Por isso a preferência pelo gráfico monologarítmico de *amplitude x frequência*, o qual facilita a esta visualização.

A análise destes gráficos visa identificar uma faixa espectral de interesse para o conjunto dos modelos de falha, a qual posteriormente será critério de projeto de um filtro passa-faixa. Por meio deste filtro, privilegiar-se-à então (segundo o conjunto de falhas) a informação (i.e., amplitudes) contida nas faixas de maior conteúdo.

Esta abordagem é utilizada para a análise dos gráficos de varredura dados pela Figura 63 (modelos de falha de sensores) e pela Figura 64 (modelos de falhas de atuadores).

Dado que o espectro de frequências vai de *0.01 Hz* (valor inicial da varredura) a *100 Hz* (taxa de amostragem utilizada), são estabelecidas duas subfaixas base, cada uma composta por duas décadas: a de baixas frequências (*0.01 Hz* a *1 Hz*) e a de altas frequêncas (*1* a *100 Hz*, porém restrita a *50 Hz*, máxima frequência observável). Este critério de separação é utilizado para a análise dos modelos de sensores e de atuadores, assim como para a resposta em frequência da "*Quadrilha de 4*".

Figura 61 – Modelos de falha de sensor para identificação do conteúdo espectral.

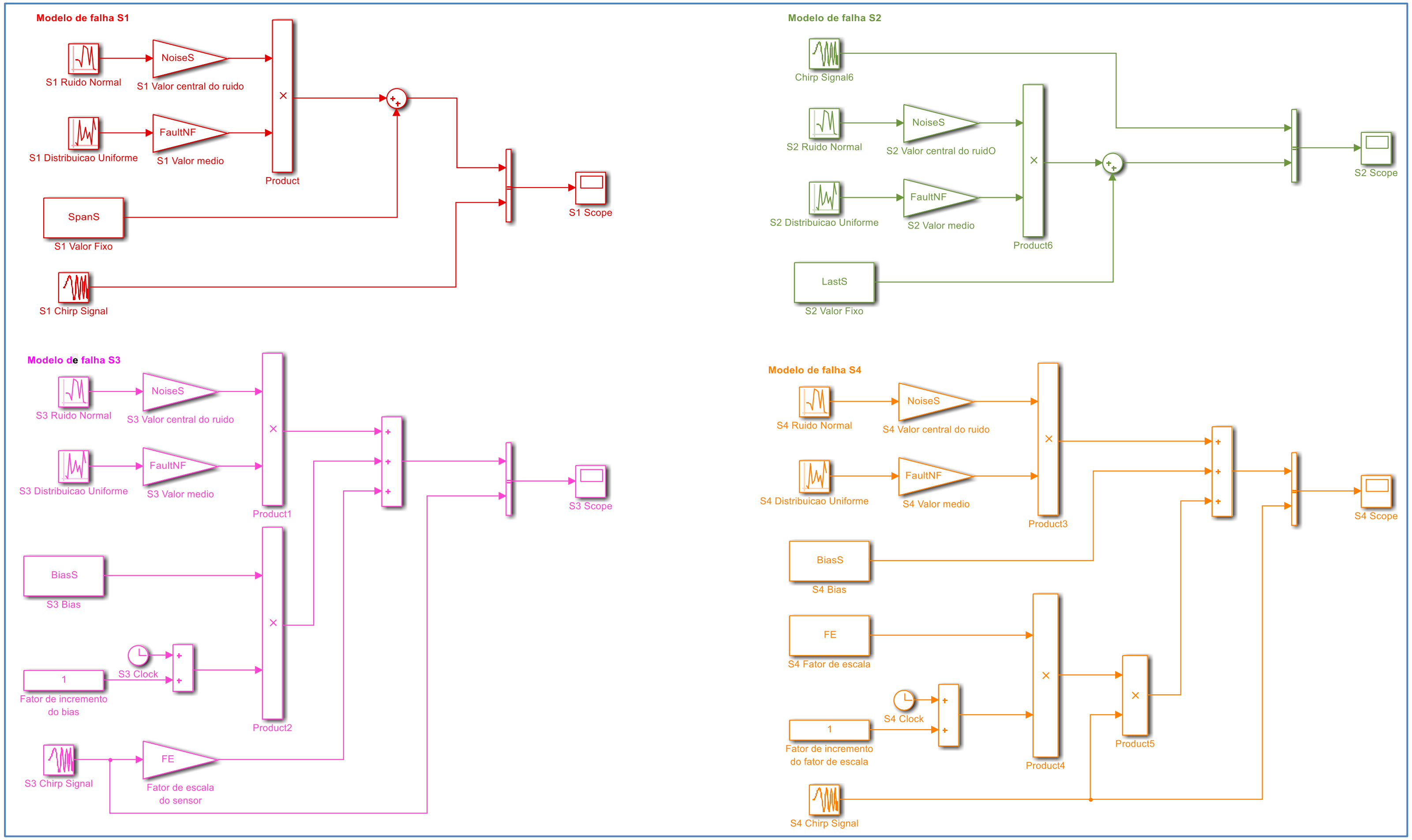


Figura 62 – Modelos de falha de atuador para identificação de conteúdo espectral.

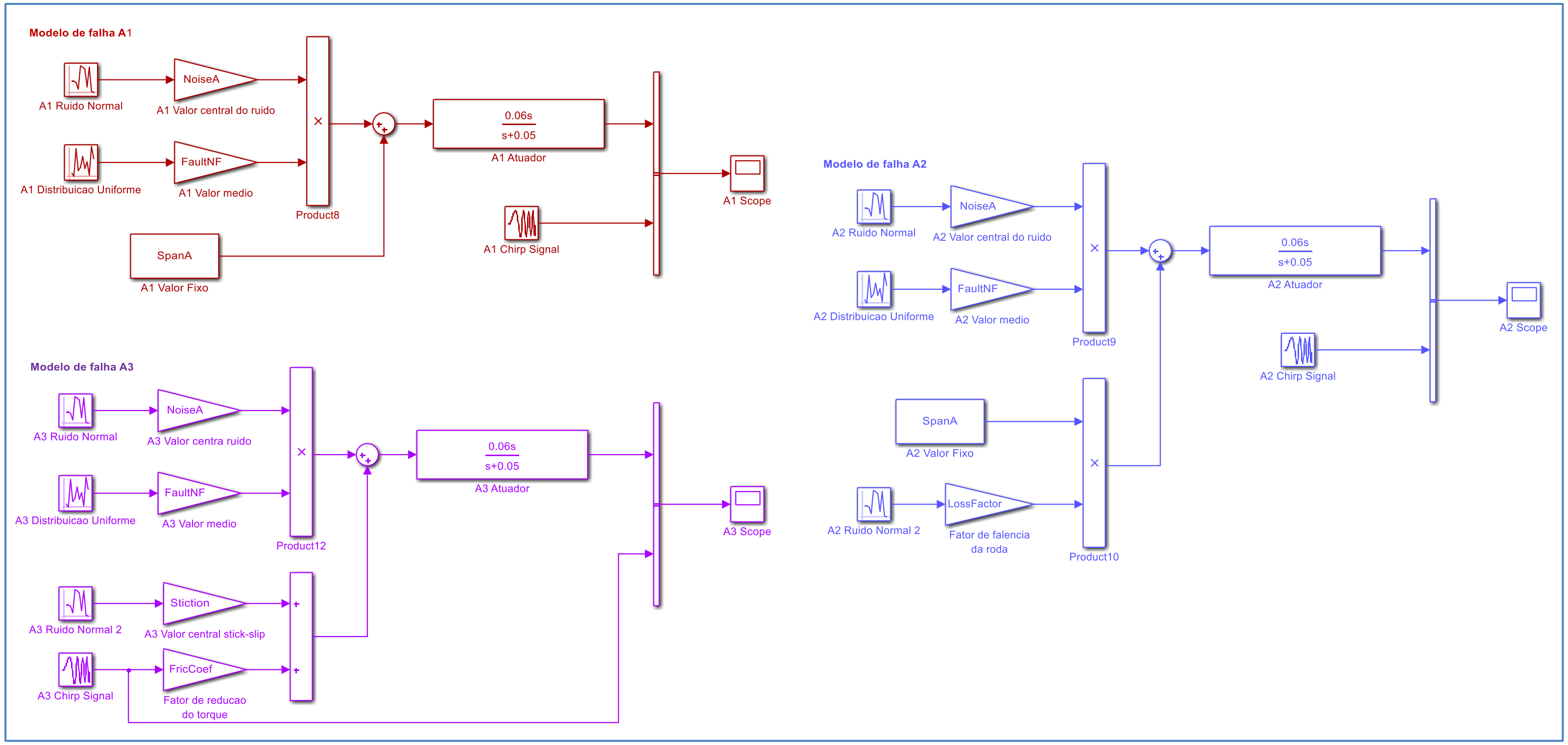
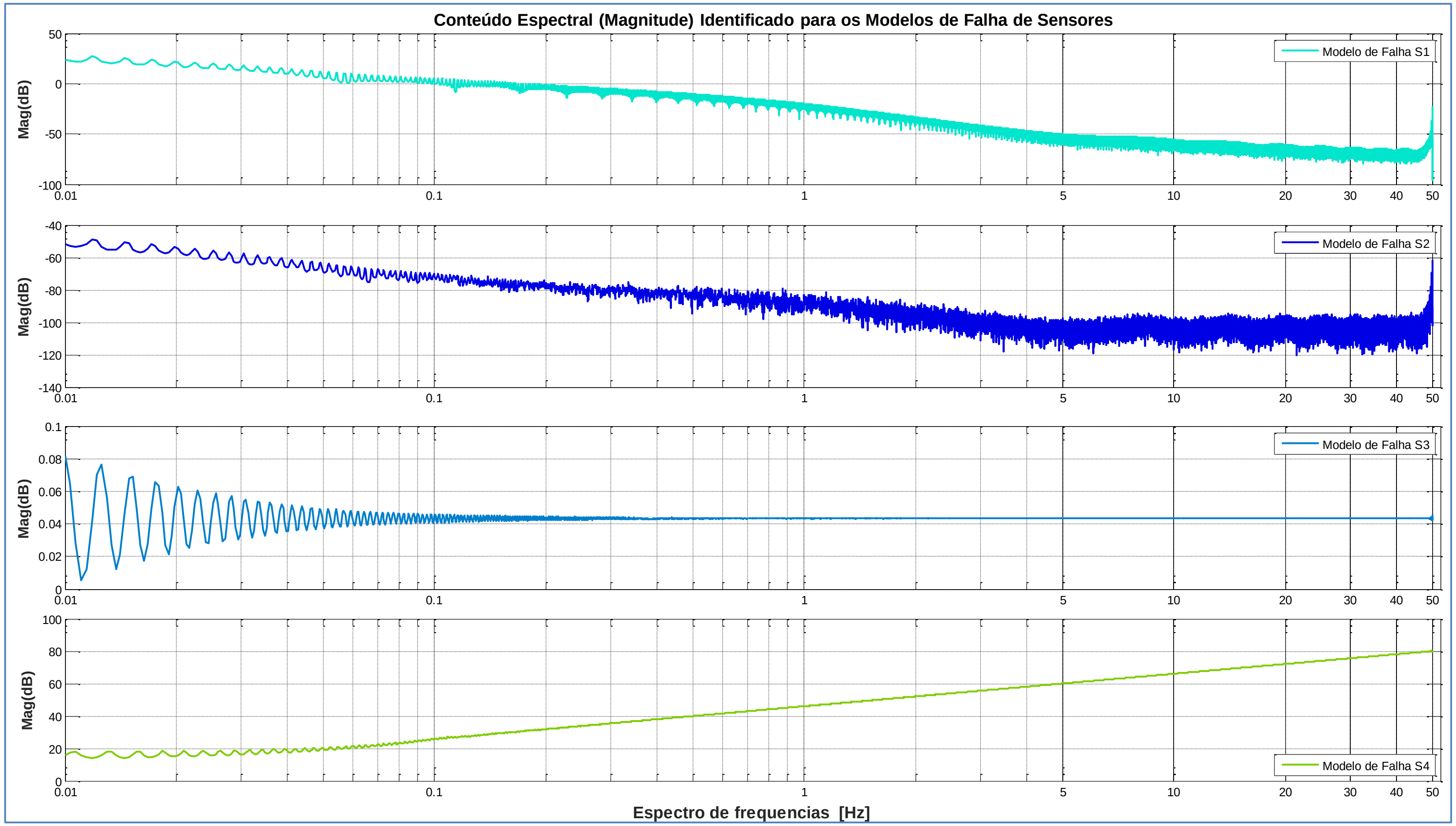


Figura 63 – Conteúdo espectral identificado para as falhas de sensor.



A análise da Figura 63 provê o seguinte entendimento:

- A falha **S1** tem atenuação de *-45dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *-55dB* entre *1* e *50Hz*. Maior conteúdo na subfaixa das altas frequências;
- A falha **S2** tem atenuação de *-35dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *-30dB* entre *1* e *50Hz*. Conteúdo quase idêntico nas duas subfaixas, com sutil vantagem nas baixas frequências;
- A falha **S3** tem amplificação de *0.03dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *0dB* entre *1* e *50Hz*. Teoricamente, conteúdo com vantagem na subfaixa das baixas frequências. Entretanto, dada a muito baixa amplificação observada, considera-se este conteúdo pouco útil para servir de critério de projeto;
- A falha **S4** tem amplificação de *30dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *35dB* entre *1* e *50Hz*. Conteúdo quase idêntico nas duas subfaixas, com sutil vantagem nas altas frequências.

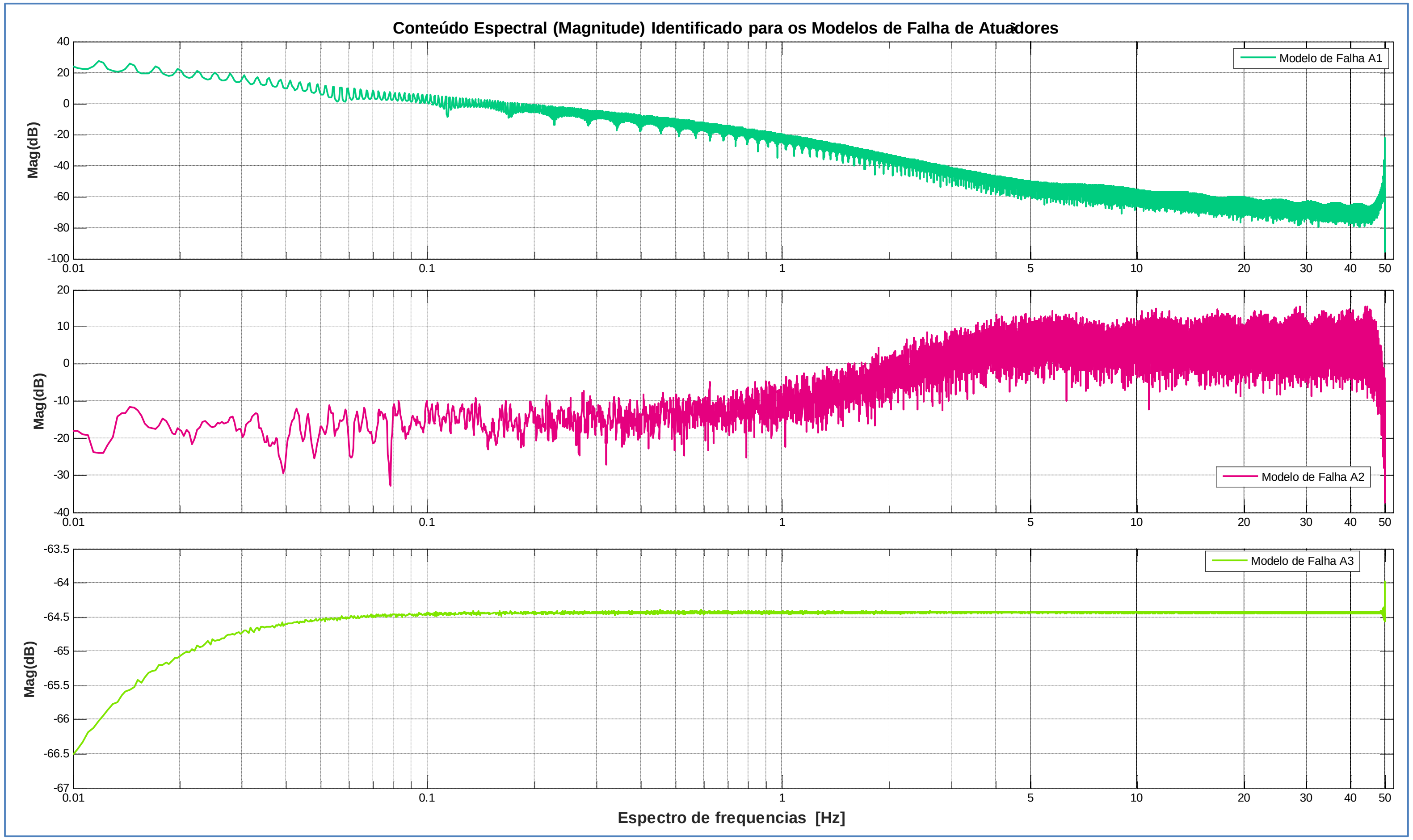
A Tabela 6 abaixo sintetiza estes resultados acima. As células coloridas significam a subfaixa de maior vantagem.

Tabela 6 – Separação do conteúdo espectral, varredura em frequência nos modelos de falhas de sensores

	CONTEÚDO ESPECTRAL, MODELOS DE FALHAS DE SENSORES			
	S1		**S2**	
Intervalo (Hz)	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***
0.01-1	25	-20	-50	-85
1-50	-20	-75	-85	-115

	S3		**S4**	
Intervalo (Hz)	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***
0.01-1	0.1	0.04	15	45
1-50	0.04	0.04	45	80

Figura 64 – Conteúdo espectral identificado para as falhas de atuador.



A análise da Figura 63 provê o seguinte entendimento:

- A falha **A1** tem atenuação de *-40dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *-55dB* entre 1 e *50Hz*. Maior conteúdo na subfaixa das altas frequências;

- A falha **A2** tem atenuação de -*5dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *-20dB* entre *1* e *50Hz*. Maior conteúdo na subfaixa das altas frequências;

- A falha **A3** tem amplificação de *2dB* entre *0.01* e *1Hz* e de *0dB* entre *1* e *50Hz*. Teoricamente, conteúdo com vantagem na subfaixa das baixas frequências. Entretanto, dada a muito baixa amplificação observada, considera-se este conteúdo pouco útil para servir de critério de projeto;

A Tabela 7 abaixo sintetiza estes resultados acima.

Tabela 7– Separação de conteúdo espectral, varredura em frequência nos modelos de falhas de atuadores

	CONTEÚDO ESPECTRAL, MODELOS DE FALHAS DE ATUADORES			
	A1		A2	
Intervalo (Hz)	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***
0.01-1	25	-15	-15	-10
1-50	-15	-70	-10	10

	A3	
Intervalo (Hz)	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***
0.01-1	-66.5	-64.5
1-50	-64.5	-64.5

5.1.2. Análise dos Modos de Falha (segundo a "*Quadrilha de 4*") no Domínio da Frequência

É implementado em do *Matlab/Simulink®* o modelo linearizado de um dos eixos de controle da **PMM**. Por simplicidade foi escolhido o eixo **X** (rolamento).

O modelo, mostrado pela Figura 65, preserva o controlador original **LQR** e é "equipado" com seletores nos pontos de **R** (referência de rastreio), **D** (perturbação, na saída do controlador-entrada do atuador) e **N** (saída do sensor). A razão para tal é que estes pontos são os aportes dos sinais de excitação utilizados para identificação da resposta em frequência. Apenas um sinal de excitação é injetado por vez.

É utilizada igualmente a onda *chirp*™, segundo os mesmos parâmetros utilizados para a os modelos de falhas. A função *tfestimate*™ é também utilizada da mesma forma que anteriormente.

O intuito é identificar as seguintes funções de transferência:

- Função Complementar de Sensibilidade (correlata às falhas **S3** e **S4**);
- Função de Sensibilidade (correlata às falhas **S1** a **S4 e A3**);
- Função de Sensibilidade à Perturbação de Carga (correlata às falhas **A1** e **A2**);
- Função de Sensibilidade ao Ruído (correlata à falha **A3**).

As características físicas do modelo são:

- Planta: $G_p(s) = \dfrac{1}{I_x s} = \dfrac{1}{295.71 \cdot s}$;
- Sensor: $G_{gyro}(s) = 1.005$;
- Atuador: $G_{ac}(s) = \dfrac{K_w \cdot s}{(T_w \cdot s + 1) \cdot I_r} = \dfrac{0.06 \cdot s}{s + 0.05}$;
- Controlador: $G_c(s) = K_{LQR} = [71.62;\ 818.64;\ 0.01]$.

O resultado das identificações é mostrado pela Figura 66 e, a análise é feita subsequentemente, de maneira semelhante àquela para os modelos de falha.

Figura 65 – Modelo linearizado para identificação da “*Quadrilha de 4*”.

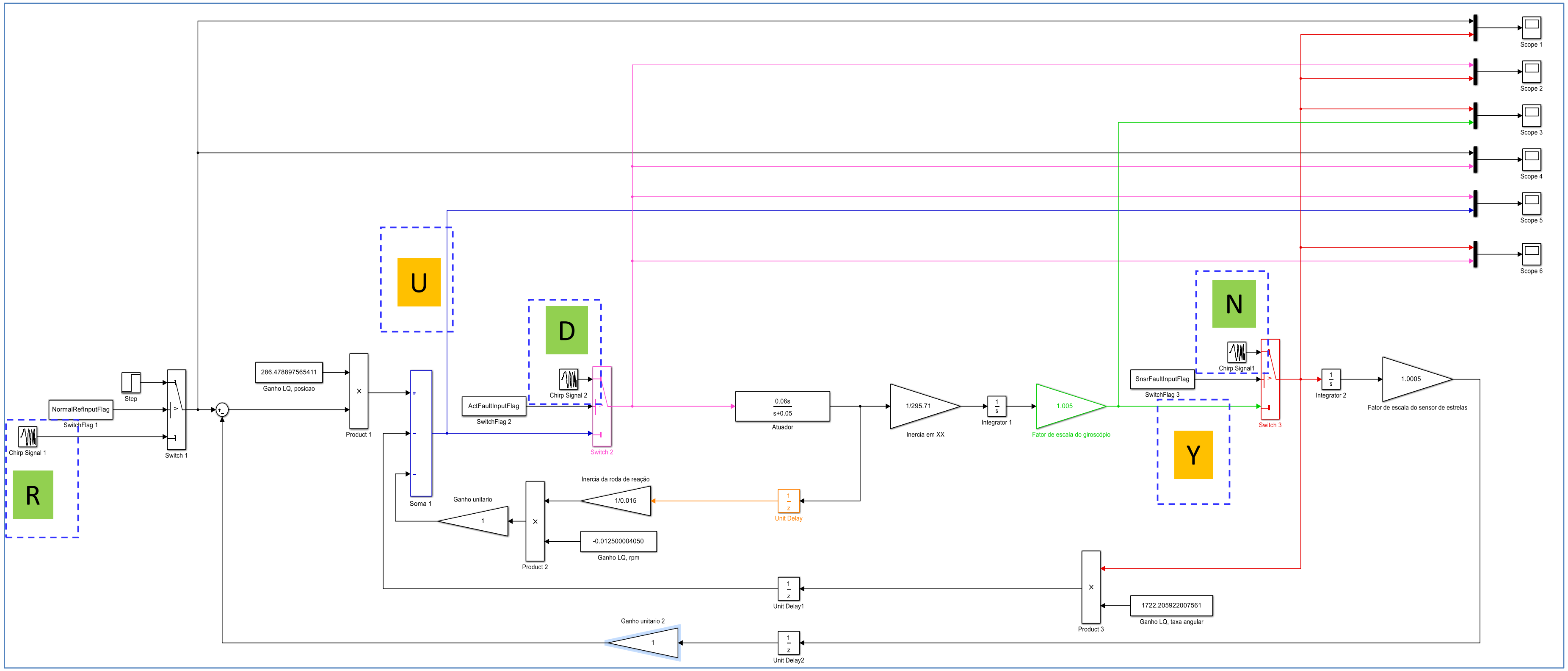
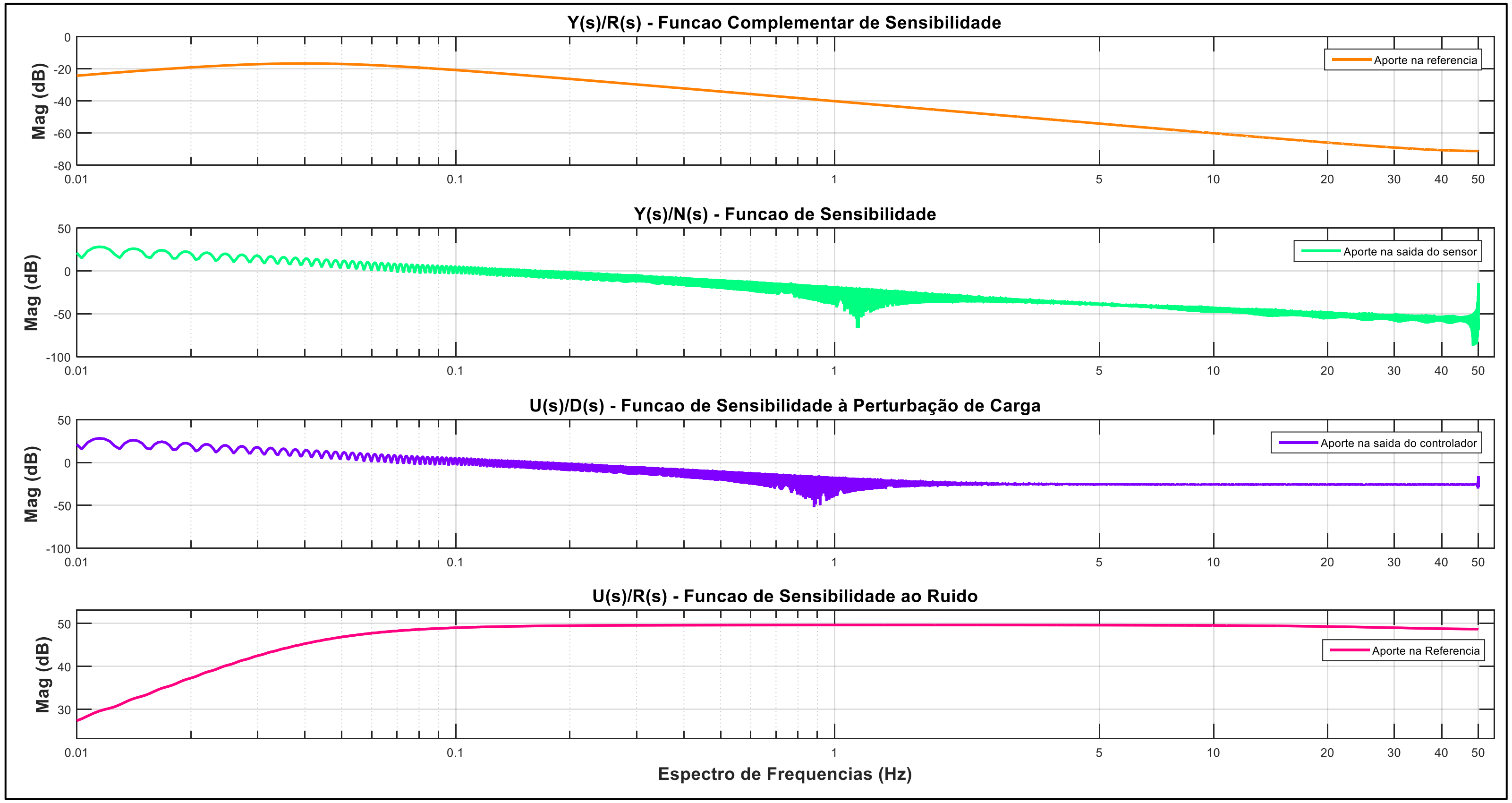


Figura 66 – Resposta em frequência (magnitudes) do modelo linearizado do eixo **X** da **PMM**: identificação da “*Quadrilha de 4*”.



A análise da Figura 66 provê o seguinte entendimento:

- A função "*Complementar de Sensibilidade*" apresenta uma atenuação de aproximadamente *-15dB* entre 0.01 até *1 Hz* e, cerca de *-30dB* de *1 Hz* até *50 Hz*. Maior conteúdo na subfaixa das altas frequências;

- A função "*de Sensibilidade*" apresenta um *roll-off* praticamente constante (-20db/década) desde *0.01 Hz* até *50 Hz*, apresentando assim uma distribuição uniforme do conteúdo frequencial (segundo a atenuação). Conteúdo igual em ambas as sufaixas;

- A função "*de Sensibilidade à Perturbação de Carga*" tem *roll-off* de *-20dB/década* até *1 Hz*. A partir disso, estabiliza-se e permanece quase constante. Maior conteúdo na subfaixa das baixas frequências;

- Por fim, a função "*de Sensibilidade ao Ruído*" apresenta ganho de *25dB* entre *0.01* e *01 Hz*, e, atenuação de *-2dB* de *1* até *50 Hz*. Maior conteúdo na subfaixa das baixas frequências.

A Tabela 8 abaixo sintetiza estes resultados acima.

Tabela 8 – Separação do conteúdo espectral da resposta em frequência da "*Quadrilha de 4*"

	CONTEÚDO ESPECTRAL, QUADRILHA DE 4			
	Y(s)/R(s)		Y(s)/N(s)	
Intervalo (Hz)	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***
0.01-1	-25	-40	20	-20
1-50	-40	-70	-20	-60
	U(s)/D(s)		U(s)/R(s)	
	Mag (dB) inicial	***Mag (dB) final***	***Mag (dB) inicial***	***Mag (dB) final***
0.01-1	20	-20	25	50
1-50	-20	-25	50	48

5.1.3. Síntese do(s) Filtro(s) para os Resíduos de Sensores e Atuadores

A observação e a análise integrada dos resultados obtidos na seção anterior, acerca do conteúdo espectral identificado, mostra que para a obtenção de um filtro adequado para o conjunto de modelos de falhas e de modos de falhas (“*Quadrilha de 4”*), é mais adequado que se considere a subfaixa de “altas frequências”. São 5 análises favoráveis a esta subfaixa, contra 4 favoráveis àquela de baixas frequências, além de2 análises neutras.

Como os comportamentos que podem ser observados, tanto nos modos de falha quanto nos modelos de falha, têm estrita ligação com:

(1) a dinâmica particular de cada caso (de cada modo de falha e de cada falha);

(2) a estrutura do controlador adotado;

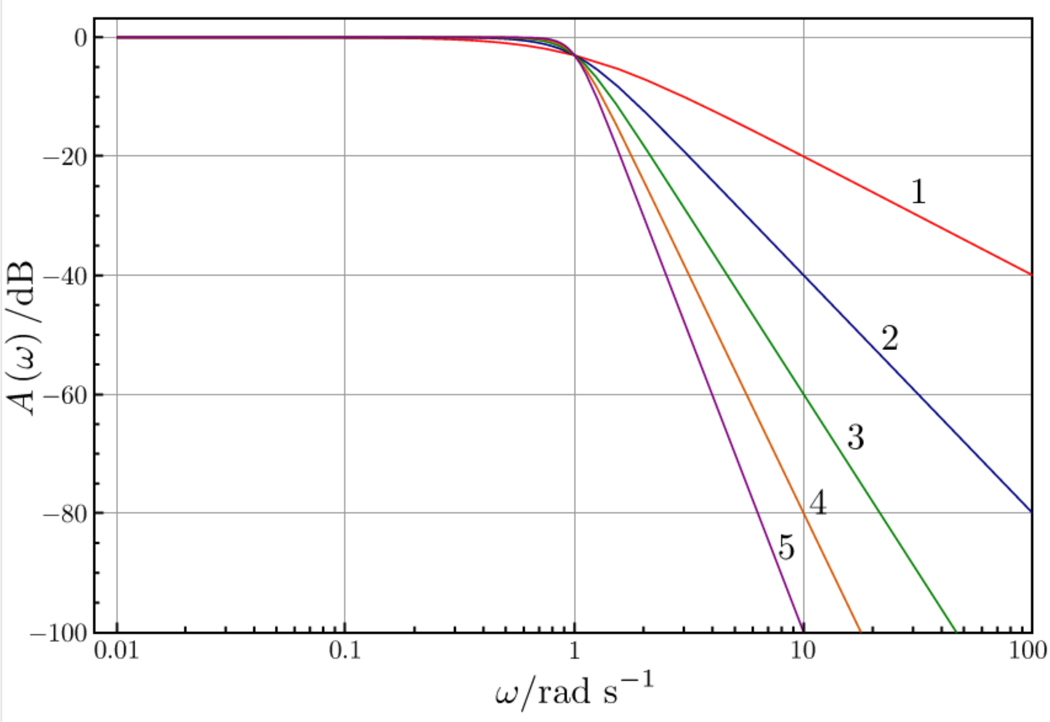
as características do(s) filtro(s) quanto à(s) respectiva(s) banda(s) de corte/passagem passa(m) a ser critério particular e grau de liberdade do engenheiro.

Assim, como ilustrado pela Figura 60 , o uso dos laços iterativos levou à conclusãode que a faixa entre 2*5 Hz* e *50 Hz* seria satisfatória para a sintonia do filtro. Dentro da característica do sistema, trata-se de um passa-alta.

Escolhe-se projetar um filtro de *Butterworth* ‘invertido’, pois esta estrutura apresenta um compromisso interessante entre a facilidade de escolha das características de filtragem, a de complexidade de implementação e o desempenho final obtido.

Filtros de *Butterworth* são “planos” na banda passante (ganho unitário) e se inclinam para atenuação “infinita” na sua resposta em frequência, conforme a ordem atribuída ao mesmo (maior a ordem, maior o *roll-off*, vide Figura 67).

Figura 67 – Resposta em frequência de diversos filtros de Butterworth, com frequência de corte em $\omega = 1 rad/s$



Um filtro de *Butterworth* de n-ésima ordem é definido como (*OPPENHEIM; WILLSKY*, 1997):

$$H(s) = \frac{G_0}{\prod_{k=1}^{n} \frac{(s - s_k)}{\omega_c}} \quad \text{(onde} \quad s_k = \omega_c \cdot e^{\frac{j\cdot(2\cdot k+n-1)\pi}{2n}}\text{)} \tag{5.1}$$

Na qual os termos definidos são:

G_0: Ganho DC;

n: Ordem (1, 2, 3, ...);

ω_c Frequência de corte;

s_k Pólo associado ao denominador de *Butterworth* do k-ésimo termo.

No forma discretizada, por meio da transformação de *Tustin (FRANKLIN; POWELL*, 1991) feita para (5.1), o filtro assume a forma polinomial, tornando-se facilmente implementável por equação de diferenças finitas:

$$H(z) = \frac{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots a_2 z^2 + az + a_0}{b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots b_2 z^2 + bz + b_0} \quad (5.2)$$

A definição da ordem do filtro é determinante sobre o *roll-off* desejado para o mesmo (não confundir com o *roll-off* das funções de transferência das malhas de controle falhadas).

Considerando que:

1. As respostas em frequência dos modos de falha têm *roll-off* de até -20dB/década;

2. Almeja-se isolar rapidamente, segundo a magnitude, as características de sinais de sensores e de atuadores para uma dada faixa de frequências

   toma-se crédito da prática de que *"... uma malha de controle deve ser no mínimo 4 vezes mais rápida que a planta controlada..."* e estabelece-se como critério geral que os filtros devem apresentar *roll-off* superior a 100 dB/década (em módulo), a partir da sua respectiva frequência de corte. Como corolário deste critério, a ordem dos filtros de *Butterworth* não pode ser inferior a 5.

Utilizando o comando *butter*™ do *Matlab/Simulink*® para obter um filtro de ordem 6, os coeficientes são calculados rapidamente, segundo os critérios tratados anteriormente. Posteriormente, por meio do comando *c2d*™ efetua-se a discretização do filtro para fins de implementação, cujos coeficientes são dados pela Tabela 9.

Tabela 9 – Coeficientes do filtro passa-banda alta: resíduos para atuadores, forma discretizada para 100 Hz de taxa de amostragem.

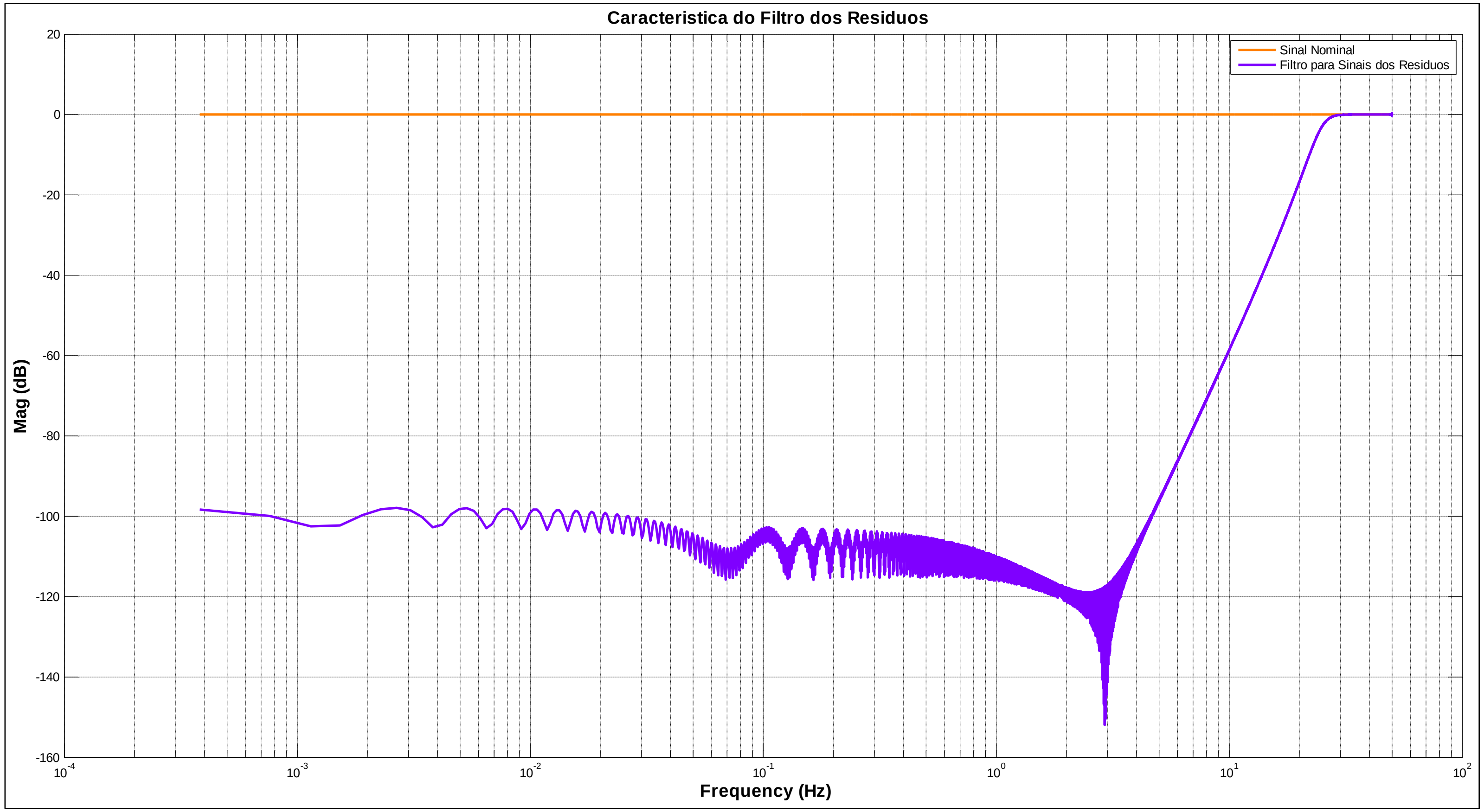
	FILTRO PARA RESÍDUOS ESTRUTURADOS						
Numerador	2.96e-002	1.78e-001	4.44e-001	5.92e-001	4.44e-001	-1.78e-001	2.96-002
Denominador	1.00E+00	6.64e-016	7.78e-001	2.37e-016	1.14e-001	1.28e-016	1.75e-003

A Figura 68 mostra a resposta em frequência do filtro, a qual demonstra desempenho coerente com a especificação realizada: a faixas de atenuação é nítida, o que deve proporcionar boa separação das ordens de grandeza dos resíduos calculados.

Este filtro deve colocado na saída dos resíduos, de sensores e de atuadores, para todos os eixos de controle.

Conforme estabelecido na Figura 60 e mencionado no início desta seção, a definição deste filtro está sujeita ao bom desempenho do esquema de **FDD** para o repertório de falhas. Logo, em caso de não atendimento, deve ser executado pelo menos o primeiro laço de re-síntese.

Figura 68 – Reposta em frequência do filtro projetado segundo as respostas em frequência identificadas.



5.1.4. A Estimativa da PSD – Método de *Welch*

A despeito da definição formal de **PSD**, meramente matemática, é sabido que na prática a disponibilidade do sinal temporal em questão se resume a uma sequência finita de termos amostrados.

Como decorrência, o que se calcula já não é mais a **PSD** em si, mas uma estimativa da **PSD, a** qual tem uma variância (erro) associado (*PROAKIS; MANOLAKIS*, 1996).

Diversos métodos foram propostos pela comunidade de processamento digital de sinais para contornar este problema. Um deles é o método de *Welch* (*WELCH*, 1967).

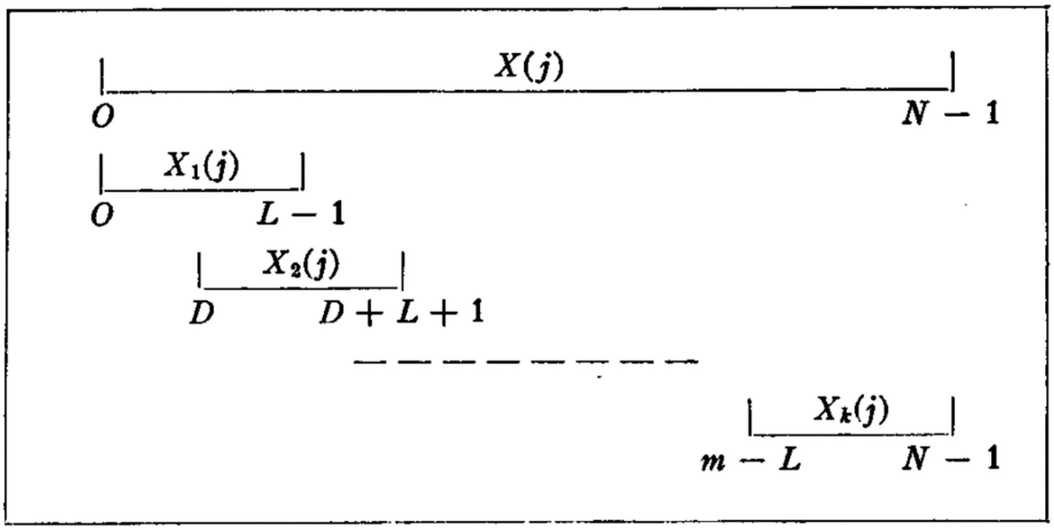
O método de *Welch* consiste de uma melhoria do método de *Bartlett* ((*WELCH*, 1967; *PROAKIS; MANOLAKIS*, 1996) para cálculo da estimativa das **PSDs** dos sinais de interesse.

O método de *Bartlett* (*OPPENHEIM et al*., 1998; *PROAKIS; MANOLAKIS*,1996), propõe que a sequência de dados finita, de tamanho N, seja dividida em K intervalos iguais, com o mesmo comprimento L ($N = L \cdot K$).

Para cada intervalo é calculado o respectivo periodograma e, posteriormente média aritmética do conjunto de L elementos. O estimador de *Bartlett* apresenta o mesmo viés do periodograma convencional, mas sua variância é reduzida proporcionalmente ao número de intervalos K. Como inconveniente, devido à divisão da sequência original, ocorre a perda de resolução espectral (*PROAKIS; MANOLAKIS*, 1996).

Por sua vez, no método de *Welch*, em vez de reduzir a sequência N em blocos contíguos menores, propõe-se fazer a superposição de K blocos adjacentes (os quais recobrem toda a sequência), cada um contendo $L-1$ elementos e separados por D amostras (*WELCH*, 1967). A Figura 69 mostra esquematicamente como isso é feito.

Figura 69 – Visão esquemática da segmentação e superposição no método de *Welch* (*WELCH*, 1967).



A sequência $X(j)\ \left[j = 0,\ldots,\mathrm{N}-1\right]$ é dividida em $X_k(j)\ [j = 0,1,\ldots,\mathrm{L}-1]$ segmentos de mesmo comprimento têm o mesmo comprimento L.

Entretanto, cada dois segmentos adjacentes compartilham $D\ \left(D < L\right)$ elementos, o que faz com que cada segmento seja caracterizado por:

$$\begin{aligned}
&X_1(m) = X(m)\\
&X_2(m) = X(m+D)\\
&\ldots\\
&X_K(m) = X\left[\, m + (\mathrm{K}-1)\cdot D\right];\ \ sendo\ \ m = 0,\ 1,\ \ldots,\ L-1.
\end{aligned} \tag{5.3}$$

Para cada um dos K segmentos é calculada a DFT (*Discrete Fourier Transform*), segundo uma janela específica W (não necessariamente retangular) , em alguma frequência $\nu = \frac{i}{L}$, tal que $-\frac{L}{2} - 1 \le i \le \frac{L}{2}$:

$$X_k\left(\nu\right) = \sum_{m=0}^{L+(K-1)\cdot D-1} x\left(m\right)\cdot w\left(m\right)\cdot e^{-j2\pi\nu m} \tag{5.4}$$

Novamente, para cada um dos segmentos é calculado o periodograma modificado segundo o janelamento:

$$P_k(\nu) = \frac{1}{W} \cdot \left|X_k(\nu)\right|^2 = \left(\sum_{m=0}^{L} w^2(m)\right) \cdot \left(\sum_{m=0}^{L+(K-1)\cdot D-1} x(m) \cdot w(m) \cdot e^{-j2\pi\nu m}\right) \qquad (5.5)$$

Janelamentos mais comuns, além do retangular, são o de *Hamming*, *Blackman-Harris*, *Hanning*, *Minimum 4-Term* (*PROAKIS; MANOLAKIS*, 1996; *OPPENHEIM*, 1998).

A média ponderada dos K periodogramas modificados fornece a estimativa de *Welch* para a **PSD**:

$$S_x(\nu) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^{K} P_k(\nu) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^{K} \left[\left(\sum_{m=0}^{L} w^2(m)\right) \cdot \left(\sum_{m=0}^{L+(K-1)\cdot D-1} x(m) \cdot w(m) \cdot e^{-j2\pi\nu m}\right)\right]$$

(5.6)

A vantagem do método de *Welch* sobre o método de *Bartlett* reside no fato de que o primeiro, além de reduzir a variância associada como faz o segundo, introduz a suavização (‘*smoothing*’) com o uso de janelamentos não-retangulares (*PROAKIS; MANOLAKIS*, 1996).

Para o presente trabalho, a obtenção da **PSD** dos sinais de interesse, no caso os resíduos filtrados de atuadores e sensores, é feita pelo uso da função *pwelch* da ferramenta *Matlab/Simulink*®. As opções de uso da função são feitas de acordo com as recomendações de *SCHMID* (2012):

- Janelamento de *Hanning*;
- Fator de média ponderada declarado explicitamente (n_a = 16);
- Sem superposição de segmentos ($D=0$).

Obs.: a não utilização de superposição de segmentos não reduz o método de *Welch* ao método de *Bartlett*, pois o primeiro permite que se utilize janelas não retangulares (enquanto o segundo se vale unicamente de janelas retangulares), o que mitiga a perda de resolução espectral no processo de estimação da **PSD**.

5.1.4.1. Definição do Tempo de Amostragem dos Resíduos

Como já mencionado, é esperado que cada modo de funcionamento (**Normal** ou falhados) tenha resíduos (de sensores e de atuadores) distintos, segundo cada eixo de controle considerado.

A partir destes resíduos serão calculadas as estimativas de **PSD**, as quais serão utilizadas para fins de **FDD**.

Dado que deve ser definido o tamanho da amostra dos resíduos, há que se considerar duas questões pertinentemente levantadas por *ZHANG; JIANG* (2008):

1. Qual é o tempo necessário, desde a ocorrência da falha, para que informação suficiente tenha sido disponibilizada ao esquema de **FDD**?

2. Por quanto tempo o sistema de controle permanece recuperável (estabilizável e controlável, isto é, os atuadores ainda exercem autoridade efetiva) após a ocorrência da falha?

Basicamente, o que se discute é que insuficiência de informação sobre o estado do sistema de controle, associada a uma intervenção muito rápida, tem probabilidade indesejável de um falso diagnóstico e reconfiguração perigosa ou catastrófica. Adicionalmente, o verso desse problema, um tempo demasiadamente longo para diagnóstico e ação remedial podem significar a perda do sistema de controle por falência.

São questões de difícil generalização, pois devem ter respostas derivadas do conhecimento geral (sobre as disciplinas e conceitos envolvidos) e específico (acerca da natureza e da arquitetura física-funcional de cada sistema tratado).

Logo, o tempo de aquisição dos sinais para análise deve ser associado às características da dinâmica do sistema de controle em questão: deve ser ajustado de modo a conseguir captura-la.

O tempo de aquisição remete ainda à quantidade de amostras, já que a frequência de amostragem segundo a qual o sistema de controle trabalha, deve ser sempre tal que permita a estabilizar e controlar a dinâmica da planta.

Portanto, segundo este trabalho definem-se:

Critério 1 (Tempo de Aquisição dos Resíduos)

O tempo de aquisição (T_{aq}) dos resíduos de um sistema de controle para cálculo das **PSDs**, deve ser obtido pela excitação do sistema de controle equivalente (**LTI** e **SISO**) em malha aberta, derivado do sistema completo e representado como sistema de primeira ou segunda ordem.

Arbitra-se utilizar uma função degrau via entrada do atuador, cujo valor deve ser equivalente ao valor de saturação do comando do controlador associado ($u(t) = u_{max}$).

O tempo de aquisição deve ser o valor de T_{10} (tempo para o sistema se deslocar da condição inicial nula e atingir 10% do valor da resposta em regime) do sistema **SISO-LTI** equivalente, segundo o parâmetro de resposta que tenda à saturação no regime permanente (trata-se de um grau de liberdade para o engenheiro).

Logo:

$$T_{aq} = y_{ss}\left(T_{10}\right) \quad \leftrightarrow \quad u\left(t\right) = u_{max} \tag{5.7}$$

Critério 2 (Número Mínimo de Amostras)

O número mínimo de amostras (N_{samp}) deve ser função de T_{aq} e de taxa de amostragem f_{samp} da malha de controle, segundo a relação proposta:

$$0.9 \cdot \frac{T_{aq}}{f_{samp}} \leq N_{samp} \leq 1.1 \cdot \frac{T_{aq}}{f_{samp}} \tag{5.8}$$

Estes critérios não devem ser rígidos, mas devem constituir um ponto inicial de definição do esquema de **FDD**. Logo, a exemplo da análise da resposta em frequência de falhas e dos modos de falha, constituem um grau de liberdade para o engenheiro.

5.1.4.2. Obtenção do Tempo de Aquisição

A partir do modelo implementado em *Matlab/Simulink®* mostrado pela Figura 65, é executada uma simulação em malha aberta com as seguintes características:

- Saída do controlador (degrau): 10 (Volts);
- Referência de rastreio: $r = 0$;
- Parâmetro de resposta: taxa angular medida do giroscópio;
- Período de amostragem: 0.01 s;
- Instante do degrau: 5 s;
- Duração: 500 s.

O resultado da simulação é mostrado na Figura 70. Por inspeção direta, observa-se que o sistema responde à entrada degrau e se estabiliza com taxa angular de aproximadamente 2.35°/s.

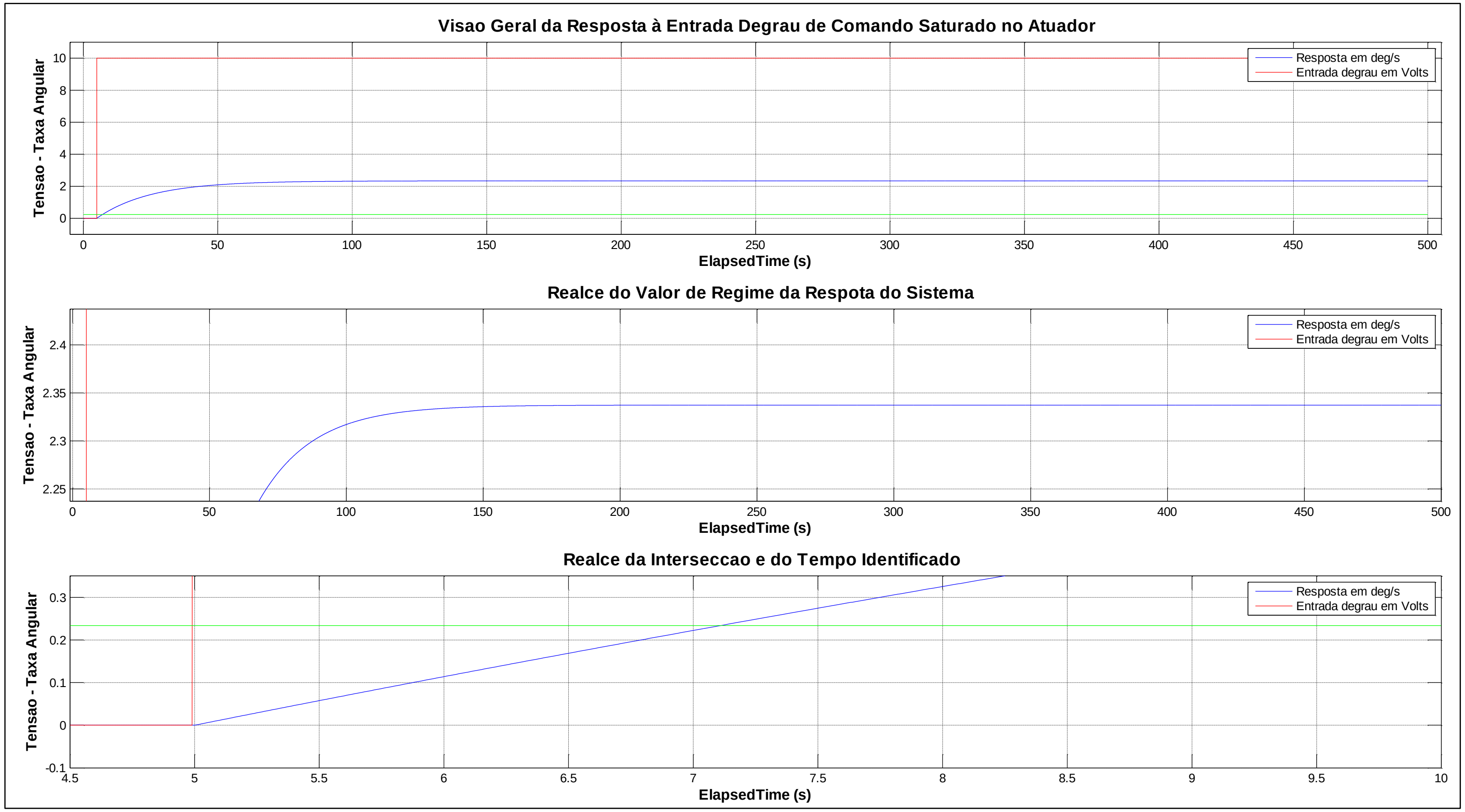
Seguindo o **Critério 1**, o sistema atinge T_{10} (quando a taxa é de 0.235°/s) em 7.1 s, logo 2.1 s após a entrada degrau. Assim, $T_{aq} = 2.1\ s$.

Segundo o **Critério 2**, o tamanho da sequência é $N_{samp} = 210$.

Por razão de simplicidade para implementação posterior, reajusta-se $T'_{aq} = 2\ s$ e $N'_{samp} = 200$. Permanece-se assim dentro do intervalo de tolerância estabelecido T_{aq} original, com ($N'_{samp} \sim 0.9524 \cdot N_{samp}$).

De posse dos resultados obtidos até este ponto, parte-se então para a obtenção das assinaturas dos modos (**Normal** e falhado), para o modelo **1-DOF** reduzido, conforme estabelecido.

Figura 70 – Determinação do tempo de amostragem para fins de **FDD**.



5.1.4.3. Cálculo da Potência Espectral

A partir das **PSDs** estimadas, deve ser calculada a respectiva potência espectral de cada resíduo por meio de integração numérica sobre o intervalo de frequências definido.

Seja o intervalo espectral das **PSDs** definido por $\left[\omega_{min}, \omega_{max}\right]$, no qual as frequências são *N* pontos igualmente espaçados e, o conjunto de **PSDs** definidos por $\left[S_x\left(\omega_{min}\right), S_x\left(\omega_{max}\right)\right]$ é bi-univocamente mapeado pelo intervalo das frequências. A potência espectral correspondente ao intervalo é dada pela regra do trapézio (*Hamming*, 1973):

$$P_x = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2 \cdot N} \cdot \sum_{n=1}^{N} \left[S_x\left(\omega_n\right) + S_x\left(\omega_{n+1}\right)\right] \qquad (5.9)$$

No presente trabalho, este cálculo é feito por meio da função *trapz* da ferramenta *Matlab/Simulink*®.

5.2. **Estudo de Caso: Geração de Assinaturas e FDD em um Modelo 1-DOF**

O intuito é por meio deste estudo de caso, finalizar a metodologia e para tal são abordados os modos **Normal** e os falhados **A1** e **S1**.

O modelo utilizado é feito em *script* da ferramenta *Matlab/Simulink*®. É similar ao modelo já utilizado anteriormente, correspondendo a um dos eixos de controle da **PMM** (rolamento), em formato linearizado.

Porém, utiliza com controlador **PD** (Proporcional-Derivativo, **SISO**) com realimentação da posição angular, a qual é obtida por integração da taxa angular observada pelo giroscópio.

Neste modelo são inseridos ruído na saída do sensor e perturbações na saída do controlador. Estão presentes o filtro de *Kalman* para o giroscópio (°/s) e os geradores de resíduos estruturados para a roda de reação (Volts, RPM, Ampères).

Os ganhos do controlador **PD** são os mesmos utilizados por *Gobato* (2006) e por *Leite* (2007) em seus respectivos trabalhos:

Tabela 10 – Ganhos do controlador **PD** do modelo de **1-DOF**.

	Kp	Kd
Valor	40.5931	454.105

Entretanto, há que se ponderar: a ocorrência de uma falha não é um evento determinístico e, pode ocorrer quando um sistema estiver em fase de regime ou de transiente, seja por perturbação do ambiente ou por solicitação do controlador.

Para o presente trabalho, assume-se que as falhas ocorrerão quando a **PMM** estiver em regime permanente (manutenção de atitude e de apontamento). Logo, as falhas são injetadas após o tempo de *t=180 s* (dado de requisito), mais especificamente em *t = 200 s*, a fim de garantir que todos os efeitos transitórios da manobra de apontamento já tenham sido dissipados.

Neste ponto, ressurge a pergunta que refraseia *Zhang; Jiang* (2008): qual seria o ponto ideal para que uma aquisição começasse, a fim de poder ser identificada a assinatura de uma falha específica ou, mesmo das condições normais? A resposta aponta para a energia aportada sobre o sistema, o meio pelo qual é aportada e sobre como o mesmo responde.

Neste ponto, ainda pouco se conhece (qualitativa e quantitativamente) como as falhas afetam a dinâmica do sistema (no caso, a **PMM**). Ou, escrito de outra forma, como se comporta a dinâmica de cada modo falhado.

Tomando crédito do resultado obtido nas seções 5.1.4.1 e 5.1.4.2, estabelece-se:

Critério 3 (Latência para propagação de falha)
Para fins de identificação de assinaturas de falhas, deve-se aguardar um período de manifestação das mesmas, com duração idêntica ao utilizado para aquisição de sinais dos resíduos: $T_{aq} = 2 \ \ s$.

Define-se então que:

1. As falhas são injetadas em *t=200 s*;

2. Permite-se que a falha se propague no intervalo *200 ≤ t ≤ 202 s*;

3. A aquisição das sequências dos resíduos filtrados, para cálculo das **PSDs** e potências espectrais, é realizada no intervalo *202 ≤ t ≤ 204 s*.

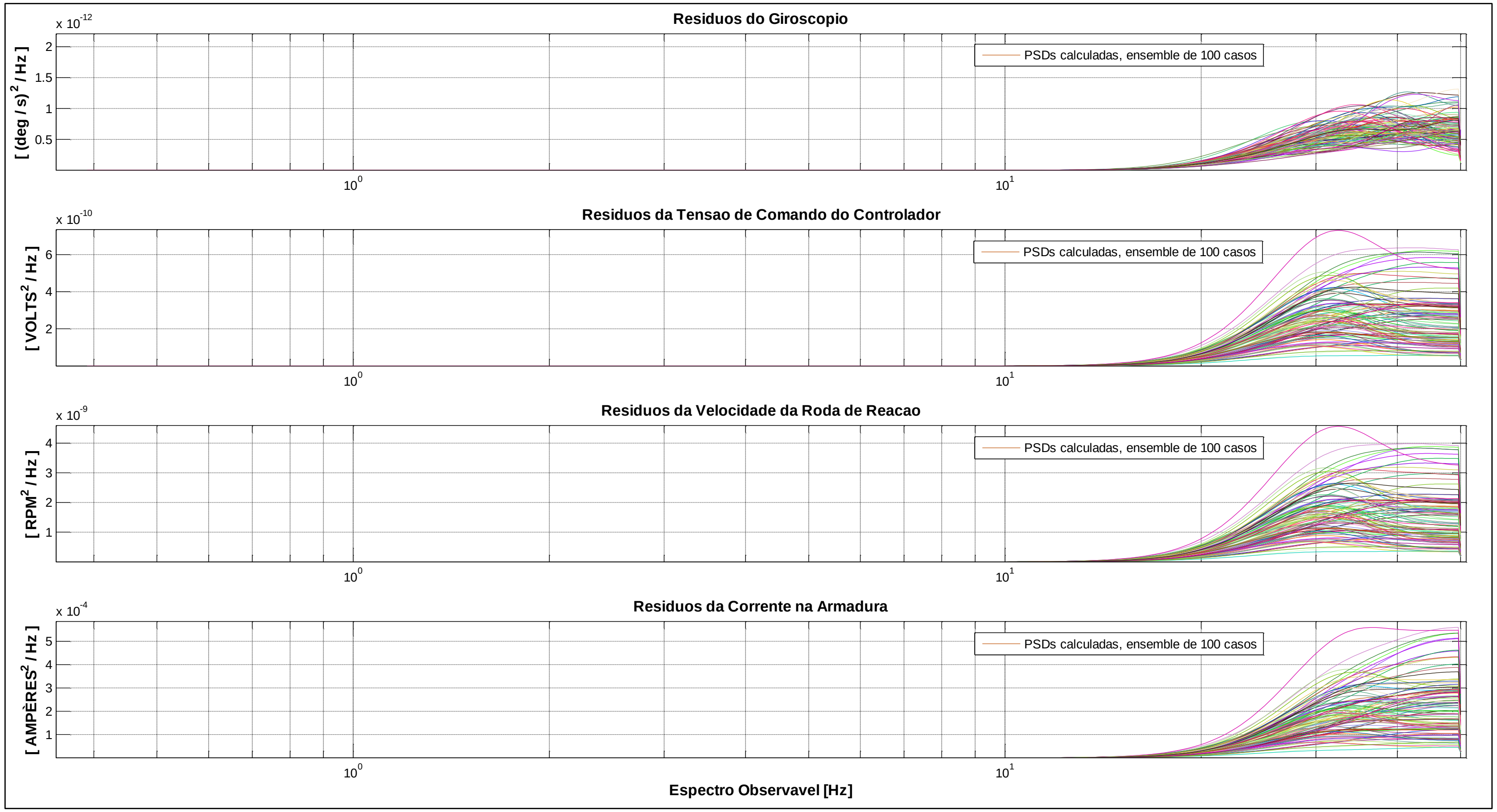
5.3. **Obtenção de Limiares por Meio de *Clusterização***

Um modelo de simulação dotado de incertezas e perturbações (modeladas como processos gaussianos), no seu papel de representação da realidade, pouco provavelmente geraria dois casos com características iguais.

Assim ocorre na natureza, com um sistema real submetido a realizações repetidas (ou, instâncias) de uma mesma condição. A variação de parâmetros, estes intrínsecos ao sistema ou ao ambiente, proporciona ao conjunto de realizações um perfil de distribuição ou de fronteiras (‘*bounds*’), cuja característica não é conhecida.

A Figura 71 ilustra este fato. Pelo uso do modelo **1-DOF** (controlador **PD)** foi gerado um *ensemble* de 100 instâncias (modo **Normal)** e, para cada uma foram calculadas as estimativas das **PSDs** dos resíduos de filtrados, para um *ensemble* de 100 casos distintos. Este exercício mostra claramente que é necessário delimitar uma região representativa, correlacionado a cada resíduo, para as condições **Normal** ou falhadas.

Figura 71 – Aspecto da dispersão de **PSDs** em um *ensemble,* sistema de controle em modo normal.



Assume-se que sistema de controle tenha $p\left(p \in \mathbb{N}^*\right)$ eixos de controle. Cada eixo de controle é dotado de:

- $m\left(m \geq 1,\ m \in \mathbb{N}^*\right)$ classes de sensores (logo, totalizando $p \cdot m$ sensores, $p \cdot m \geq p$);

- $n\left(n \geq 1,\ n \in \mathbb{N}^*\right)$ classes de atuadores (logo, totalizando $p \cdot n$ atuadores, $p \cdot n \geq p$);

Cada *i-ésimo* ($i = 1,\ldots,\ p$) eixo de controle tem definidos para si:

- $f\left(f \geq 1,\ f \in \mathbb{N}^*\right)$ resíduos de sensores (logo, totalizando $p \cdot m \cdot f$ resíduos, $p \cdot m \cdot f \geq p \cdot m$);

- $g\left(g \geq 1,\ g \in \mathbb{N}^*\right)$ resíduos de atuadores (logo, totalizando $p \cdot n \cdot g$ atuadores, $p \cdot n \cdot g \geq p \cdot n$);

- Total de resíduos, por eixo, é dado por $h = m \cdot f + n \cdot g$.

O *i-ésimo* eixo de controle ($i = 1,\ldots,\ p;\ \ p \in \mathbb{N}^*$) pode ser descrito pelas suas *j-ésimas* ($j = 1,\ldots,\ h;\ h \in \mathbb{N}^*$) potências espectrais dos resíduos definidos para seus sensores e atuadores e, é mapeado num espaço hipotético $\mathbb{R}^{p \times h} \mapsto \left(\mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^f\right) \cup \left(\mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^g\right)$.

Cada eixo de controle estará sujeito a um repertório finito de $z\left(z \geq 1,\ z \in \mathbb{N}^*\right)$ modos de operação (**Normal** e falhados). Sendo p e z fixos, as h potências espectrais devem variar dentro de um intervalo (o qual deve ser determinado, pois não se o conhece *a priori*). Cada intervalo desses constitui um *cluster*. Logo, o mesmo pode ser representado como:

$$P_z\left(i, j\right) \rightarrow \left[P_z^{min}\left(i, j\right),\ P_z^{max}\left(i, j\right)\right] \tag{5.10}$$

onde, novamente:

- P é o *cluster* de uma determinada potência espectral;
- z indica qual o modo correspondente;
- i indica qual o eixo afetado;
- j indica qual o resíduo.

Cada um dos i eixos de controle (com z modos e j *clusters*) constituem um subespaço do *n-espaço* definido acima. São representados convenientemente segundo uma matriz $\mathrm{X}(i),\, 1 \le i \le p,$ na qual cada vetor linha é a assinatura de um modo. Tomando crédito de (5.10), uma matriz de assinaturas para um eixo é então:

$$\mathrm{X}(i)_{|i=1:p} = \begin{bmatrix} P_1^{min}(i,1) & P_1^{max}(i,1) & P_1^{min}(i,2) & \ldots & P_1^{max}(i,j-1) & P_1^{min}(i,j) & P_1^{min}(i,j) \\ P_2^{min}(i,1) & P_2^{max}(i,1) & P_2^{min}(i,2) & \ldots & P_2^{max}(i,j-1) & P_2^{min}(i,j) & P_2^{min}(i,j) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ P_{z-1}^{min}(i,1) & P_{z-1}^{max}(i,1) & P_{z-1}^{min}(i,2) & \ldots & P_{z-1}^{max}(i,j-1) & P_{z-1}^{min}(i,j) & P_{z-1}^{max}(i,j) \\ P_z^{min}(i,1) & P_z^{max}(i,1) & P_z^{min}(i,2) & \ldots & P_z^{max}(i,j-1) & P_z^{min}(i,j) & P_z^{max}(i,j) \end{bmatrix}$$

(5.11)

Como pode ser observado em trabalhos como o de *NYBERG* (1999) e *LEITE* (2007) e, autores como *Blanke et al*. (2006) e *Isermann* (2007) – assim como de *DUCCARD* (2009) e *RICHTER* (2011) – predominantemente escolhe-se o uso de testes estatísticos como meio de verificação dos limiares de falha, após a caracterização dos comportamentos (**Normal** ou falhados) segundo algum tipo de distribuição estatística pertinente.

Neste trabalho, em vez de um tratamento estatístico, é utilizada uma metodologia de *clusterização* (*DUDA et al.*, 2000) ou “agrupamento”, como meio de identificar quantitativamente os padrões de cada potência espectral.

Gayarre-Peña (2015) propôs em seu trabalho de doutorado um método para *clusterização*, o qual foi implementado sob a forma de ferramenta (*BabyLO-BR)*. Trata-se de um método algorítimico de classificação particional, o qual não exige nenhum conhecimento *a priori* do sistema tratado (não supervisionado). Este caráter genérico da ferramenta a torna interessante e útil para os fins do presente trabalho.

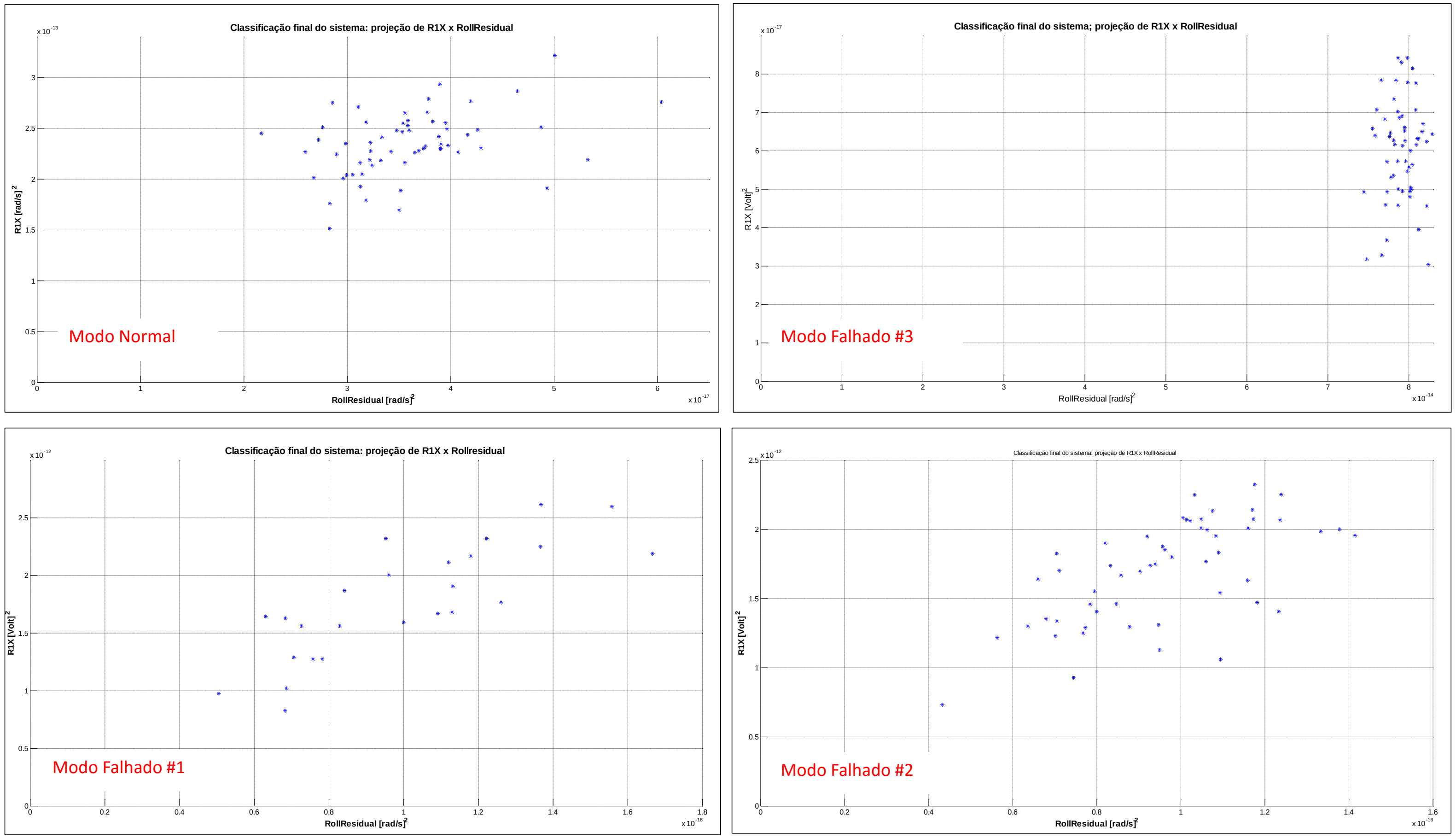
O *BabyLO-BR* será utilizado para a definição dos limiares ou, ainda melhor, das regiões que delimitam os modos **Normal** e falhados no espaço hipotético de potências espectrais.

Como exemplo de um cluster que compõe a assinatura, para que se entenda ao que o mesmo se assemelha, a Figura 72 traz – na forma arbitrária de par coordenado – os *clusters* dos resíduos do giroscópio de rolamento e da tensão de saída do controlador do mesmo eixo.

Nesta figura ilustrativa, são mostradas as dispersões que ocorrem e sua variação segundo o modo, assim como os valores mínimos e máximos.

Estes gráficos são meras projeções de dois parâmetros que compõem uma assinatura, relembrando que cada assinatura deverá ser, de fato, uma dispersão n-dimensional, cujo contorno é análogo a uma hipersuperfície (quiçá uma variedade).

Figura 72 – Exemplo de visualização de *clusters* que compõem diferentes assinaturas.

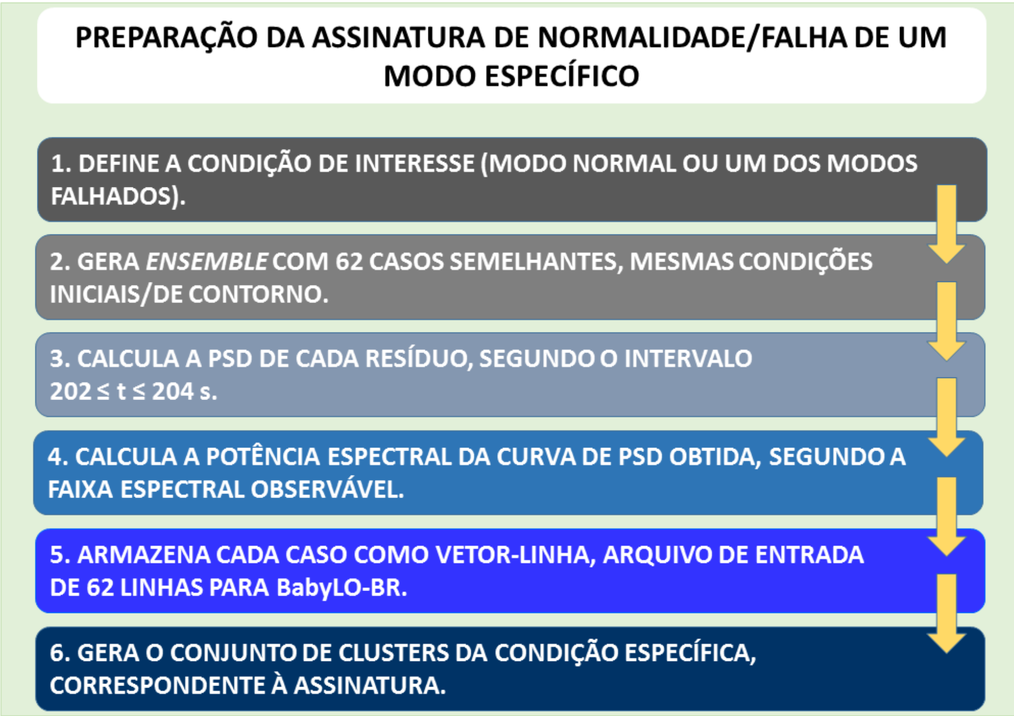


A Figura 73 mostra como se procederá, desde a escolha do modo até a obtenção da assinatura em si.

Assumindo a hipótese de que o sistema dinâmico representado pelo modelo **1-DOF** é ergódico, arbitra-se o uso do conjunto de de "*62 instâncias*" para compor o *ensemble*. Este número foi arbitrado por representar o dobro de "*o mínimo mais um*", segundo a práxis para que uma amostragem se aproxime do perfil gaussiano.

Cada instância é formatada segundo o tamanho de sequência definida anteriormente. Sendo 4 resíduos para 1 (um) eixo de controle, amostra tem dimensão 201 (linhas) x 4 (colunas). As condições para a obtenção das assinaturas são dadas pela Figura 73 abaixo.

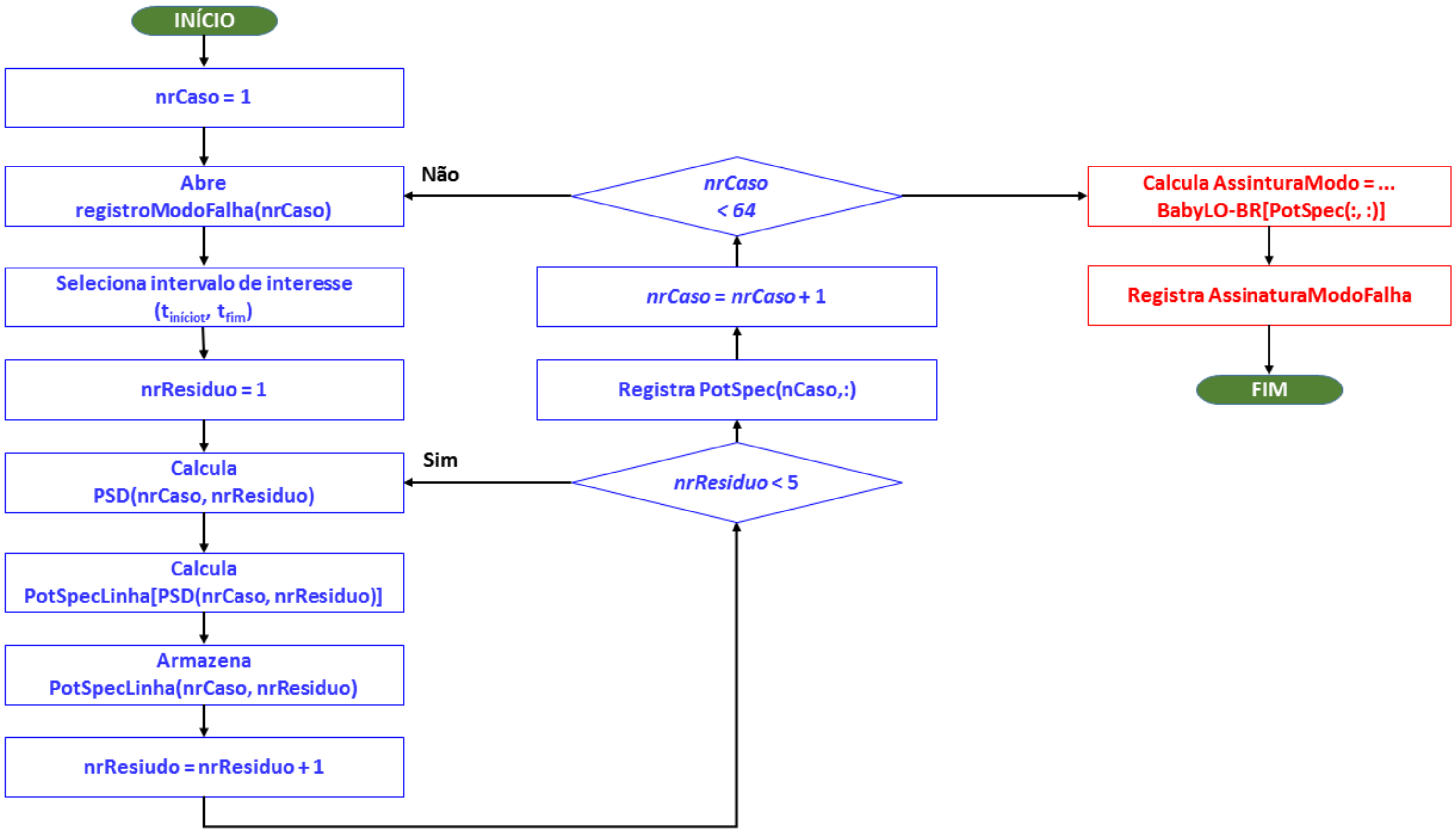
Figura 73 – Obtenção de *cluster* como assinatura de modo de um sistema



Em forma de fluxograma, de posse dos 62 casos gerados, o algoritmo para a obtenção das assinaturas é dado pela Figura 74.

O passo natural a partir deste ponto é explorar a verificação do método.

Figura 74 – Algoritmo para obtenção das assinaturas espectrais.



5.4. **Verificação do Método de FDD por Abordagem "Frequência-Estrutura"**

São agora seguidas etapas de complexidade incremental. O propósito é que se avance apenas, e apenas somente, se o resultado presente tiver indicadores favoráveis. Sempre é utilizado o modelo **1-DOF** reduzido como mencionado na seção 5.2.

A verificação *off-line* consiste de, a partir de um segundo *ensemble* de 93 instâncias do mesmo modo (todas elas distintas das primeiras 62), calcular as potências espectrais de cada caso nas mesmas condições (vide Figura 73) e fazer uma verificação de limiar com os *clusters*.

O novo *ensemble* é propositadamente 50% maior do que aquele que gerou as assinaturas, a fim de colocá-las em situação desfavorável.

Ressalte-se que a verificação, independentemente do modo no qual esteja o sistema de controle, é feita contra todas as assinaturas.

É necessário definir uma função "*presença em cluster*". Seja $P^{(inst)}(i,j)$ a potência espectral calculada para o *i-ésimo* eixo e o *j-ésimo* resíduo cuja sequência foi montada. A função "presença em *cluster*" - $C_z(i,j)$ - é dada por:

$$C_z(i,j) = \begin{cases} 0,\ P^{(inst)}(i,j) \not\subset P_z^i(i,j) \Leftrightarrow P_z^{min}(i,j) > P^{(inst)}(i,j)\ ou\ P_z^{max}(i,j) < P^{(inst)}(i,j) \\ 1,\ P^{(inst)}(i,j) \subset P_z^i(i,j) \Leftrightarrow P_z^{min}(i,j) \leq P^{(inst)}(i,j) \leq P_z^{max}(i,j) \end{cases} \tag{5.12}$$

onde:

- $C_z(i,j)$ é a função de presença em um *cluster*;
- $P^{(inst)}(i,j)$ é a potência calculada para a instância;
- $P_z^i(i,j)$ é o *cluster* de referência, constituinte de $\mathrm{X}(i)$;

- z indica qual o modo correspondente;
- i indica qual o eixo afetado;
- j indica qual o resíduo específico.

Esta função é necessária mas não é suficiente. É preciso que todos os *clusters* que compõem a assinatura entreguem a decisão de diagnóstico. Assim, é definida também uma função *"diagnóstico em cluster"*, que correlaciona logicamente a localização das potências espectrais calculadas com seu recobrimento pelos respectivos *clusters*. Fixando o *i-ésimo* eixo e o *z-ésimo* modo:

$$D_z(i) = C_z(i,1) \cdot C_z(i,2) \cdot \ldots \cdot C_z(i,3) \cdot C_z(i,j) = \prod_{j=1}^{h} C_z(i,j) \qquad (5.13)$$

onde:

- $D_z(i)$ é a função de diagnóstico de um modo de falha específico para um eixo de controle;
- $C_z(i,j)$ é a função de presença em um *cluster*;
- z indica qual o modo correspondente;
- i indica qual o eixo afetado (total de p eixos);
- j indica qual o resíduo específico (total de h resíduos/*clusters*).

$$\begin{aligned} D_z(i) &= 1, \quad z-\acute{e}sima\ \ falha\ PREsente\ no\ i-\acute{e}simo\ eixo\ de\ controle \\ D_z(i) &= 0, \quad z-\acute{e}sima\ \ falha\ AUsente\ no\ i-\acute{e}simo\ eixo\ de\ controle \end{aligned} \qquad (5.14)$$

$D_z(i)$ é sempre relacionada aos vetores-linha de $\mathrm{X}(i)$. Tanto maior o número de acertos $D_z(i)$ dentre as 93 novas instâncias do modo específico correspondente, melhor a robustez da assinatura.

A ocorrência de $D_z(i)=1$ para mais de uma assinatura ou, para outro modo, significa falso diagnóstico. A ocorrência de $D_z(i)=0$ para a assinatura que corresponde ao modo corrente, significa perda de diagnóstico.

5.4.1. Planejamento das Etapas de Verificação e Validação, 1-DOF

A sequência de execução deve estar de acordo como posto a seguir:

1. Obtenção e verificação *off-line* de assinaturas para os modos **Normal**, **A1** e **S1**, sem ruído na saída dos sensores nem perturbação na saída dos controladores;

2. Obtenção e verificação *off-line* de assinaturas para os modos **Normal**, **A1** e **S1**, com ruído na saída dos sensores e perturbação na saída dos controladores

3. Incorporação das assinaturas dos modos **Normal**, **A1** e **S1** com ruído e perturbação na simulação, para execução de **FDD** em regime on-line.

   Obs.: todos as etapas têm perturbação de torque externo.

Em cada etapa são mostrados e comentados os históricos temporais de cada modo.

As características gerais das simulações são:

- Modos simulados: **Normal**, Falha de Atuador **A1**, Falha de Sensor **S1**;

- Modelo linearizado de **1-DOF**, correspondente ao eixo de rolamento (**X**) da **PMM**;

- Controlador do tipo **PD,** com *retroalimentação* de posição angular obtida por meio da integração da taxa angular informada pelo giroscópio;

- Posicionamento angular de 30° para 0°;
- Tempo inicial de movimentação em *t=0 s*;
- Tempo final de simulação em *t=250 s*;
- Tempo máximo até condição de regime de *t=180 s*;
- Injeção de falha em *t=200 s*;
- Início de aquisição, para geração de *cluster* e de assinaturas, em *t=202 s*;
- Final de aquisição, para geração de *cluster* e de assinaturas, em *t=204 s*;
- O atuador que falha corresponde à roda de reação instalada no eixo de controle;
- O sensor que falha corresponde ao giroscópio do canal do eixo de controle;
- Mediante a ocorrência de falha, o perfil do ruído corresponderá àquele estabelecido em 4.1.3;
- Resíduos de sensores obtidos a partir de estimação ótima (Filtro de *Kalman*), com filtragem passa-banda de *25* a *50 Hz*;
- Resíduos de atuadores obtidos a partir de equações de paridade, também com filtragem passa-banda de *25* a *50 Hz*;
- **PSDs** de cada resíduo estimadas por meio do método de *Welch*;
- Potências espectrais de cada **PSD** estimada, calculadas por integração numérica para todo a faixa observável de frequências;
- Cada modo tem 155 instâncias geradas: 62 para formar o *cluster*, 93 para verifica-lo.

5.4.2. Obtenção e Verificação das Assinaturas de Falhas, 1-DOF, Sem Ruído e Perturbação

Nesta seção é trabalhada a obtenção das assinaturas para o modelo **1-DOF**, sem adição de ruído ou perturbação e, as mesmas são estaticamente verificadas quanto à sua robustez e consistência.

O sucesso desta etapa é determinante para que o método possa ser estendido para o modelo **1-DOF** linear, com ruído e perturbação.

Atente-se que o torque de perturbação não é desativado (e, o mesmos é modelado como uma dispersão gaussiana $N \sim \left(10^{-4},\ 2{*}10^{-4}\right)\left[N.m\right]$).

5.4.2.1. Modo Normal

O posicionamento do sistema de controle reduzido acontece em tempo de ordem semelhante ao requisito para a **PMM**, vide Figura 76. O sobressinal, tanto na posição como na taxa angular são notáveis: para a posição chega a aproximadamente *20%* do valor inicial e, para a taxa angular, o valor máximo atingido chega a ser da ordem de *250%* maior do que o máximo atingido por um dos eixos no modelo **3-DOF**.

É notável que a redundância analítica estima bem a magnitude da taxa angular, porém com um atraso de aproximadamente *2 segundos*, o que pode ser considerado aceitável dada a constante de tempo de $\tau = 20\ [s]$ da roda de reação.

O controlador **PD** é nitidamente mais agressivo do que o **LQR**, vide a tensão de saída observada, que permanece saturada durante os primeiros 80 segundos da simulação.

Os resíduos (de sensor e de atuador, vide Figura 77 e Figura 78) têm maior magnitude – como esperado – durante a fase de manobra, decaindo para valores ao redor de zero na manutenção de posição. Observe-se que como estes sinais foram filtrados de modo a privilegiar o conteúdo de frequência mais alta da banda passante, a dinâmica da manobra não é estritamente visível. Ainda assim refletem – como esperado – o perfil de maior energia na fase de manobra e o menor na fase de manutenção de órbita.

Figura 75 – Histórico da dinâmica de modo **Normal**, **1-DOF** sem ruído.

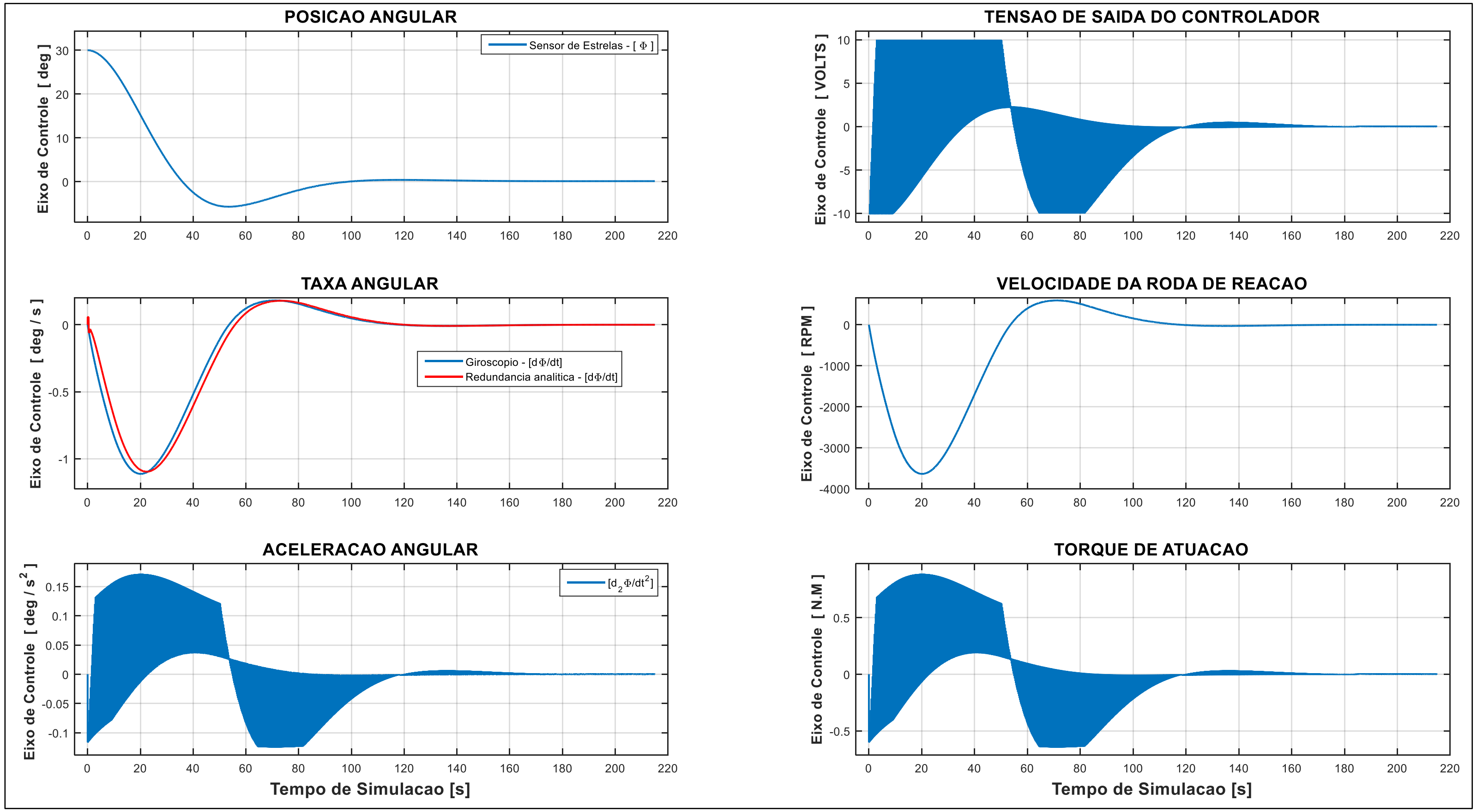


Figura 76 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **Normal**, **1-DOF** sem ruído.

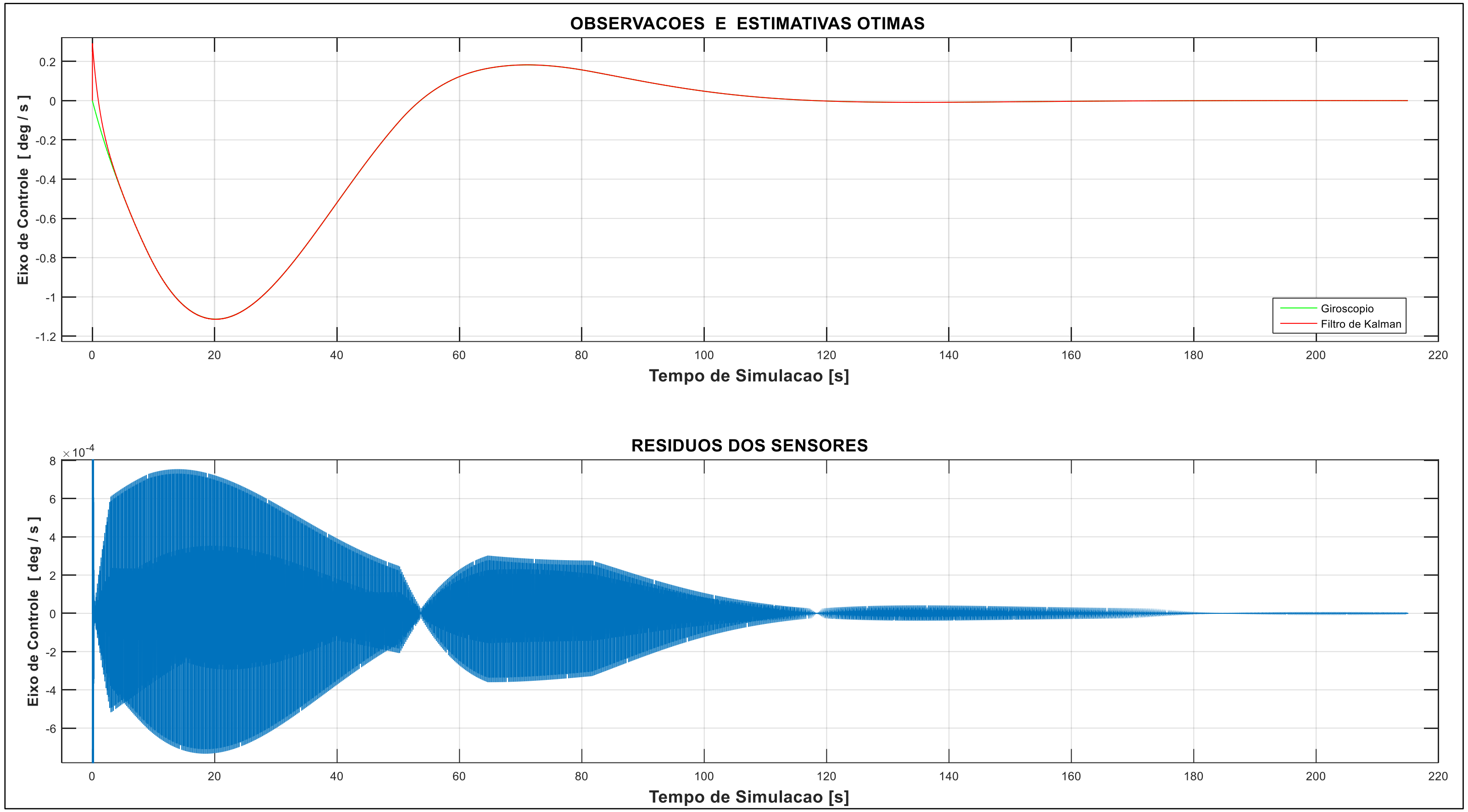
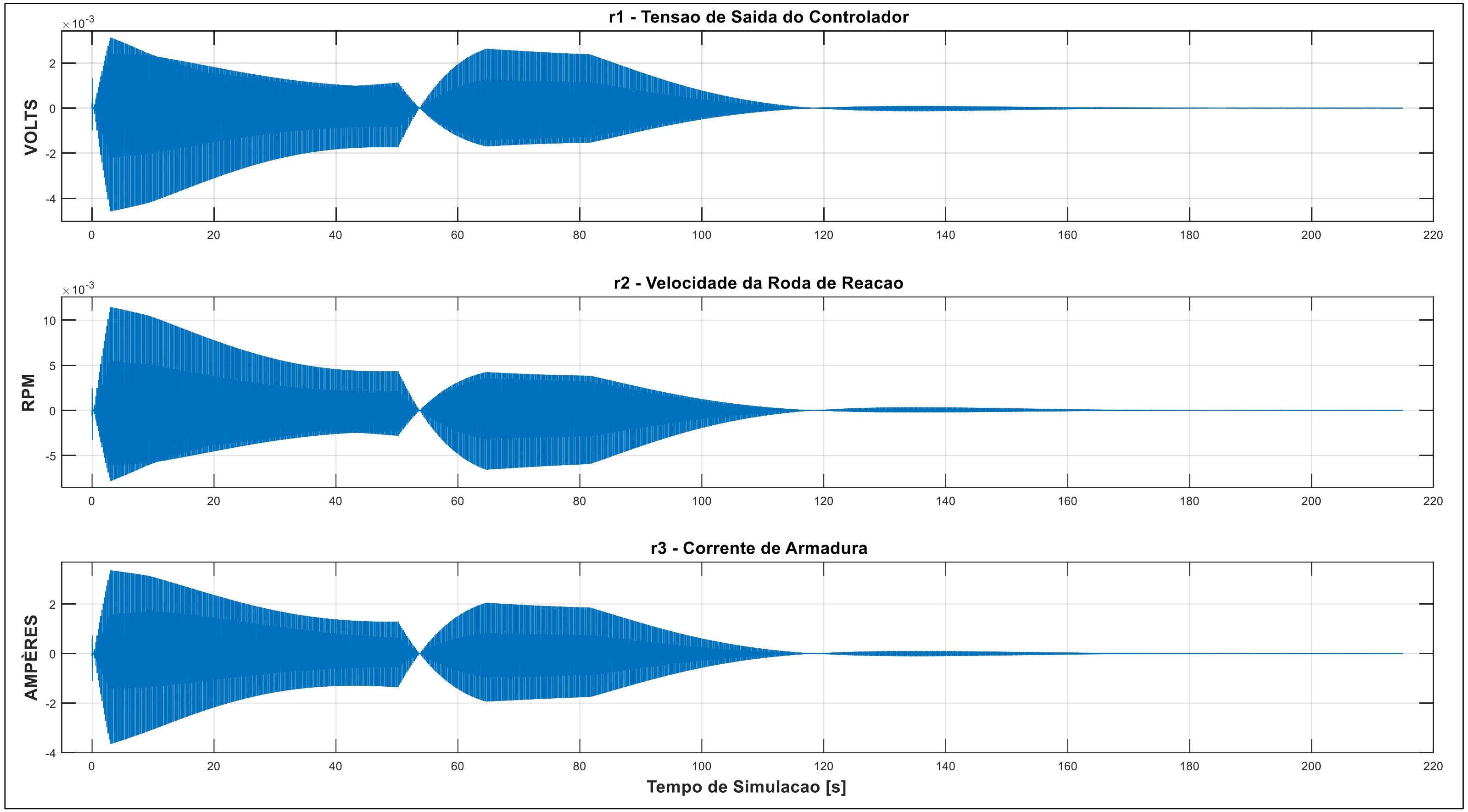


Figura 77 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo **Normal**, **1-DOF** sem ruído.



5.4.2.2. Modo de Falha A1

No caso específico deste trabalho, a tensão de saída do controlador e tensão de saída da eletrônica de potência constituem a mesma coisa.

É implementada segundo o modelo em 4.1.2.1, segundo a Equação (5.15) e seus termos são descritos pela Tabela 11.

$$TensaoAtuador^i(t) = \begin{cases} ComandoControlador^i(t), \;\; se \; t < t_{falha} \\ \\ -Sinal(TensaoAtuador^i(t_{falha} - dt)) * \big[0.95 * TensaoMaxima^i ... \\ ... + RuidoModoNormal^i * GanhoAjuste(t)^i \;\; \big], \;\; se \; t \geq t_{falha} \end{cases} \tag{5.15}$$

Tabela 11 – Descrição dos termos utilizados na equação (5.15).

$TensaoAtuador^i(t)$	I-ésima ação efetiva de comando do controlador normal, no instante de tempo qualquer.
$ComandoControlador^i(t)$	I-ésimo comando do controlador normal, no instante de tempo qualquer.
$-Sinal(TensaoAtuador^i(t_{falha} - dt))$	Sinal (+1 ou -1) do último comando realizado no i-ésimo atuador, no instante imediatamente anterior à falha.
$TensaoMaxima^i(t)$	Máximo valor de comando, característico de projeto/desempenho do i-ésimo atuador.
$RuidoModoNormal^i$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo normal, modelado como uma função densidade de probabilidade.
$GanhoAjuste^i(t)$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo t > t_{falha}.

Até o momento no qual é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**.

Com a introdução da falha (saturação do controlador, com módulo da saída igual a *10 V*), a roda de reação acelera rapidamente (atinge *50%* de sua velocidade máxima em intervalo de *15 s*, após a falha) e desalinha o eixo comandado (vide Figura 78).

É facilmente observável que neste período a taxa angular iguala e tende superar o máximo valor observado durante a fase de posicionamento. Esta taxa angular deve aumentar enquanto a roda de reação tiver margem para acelerar, até sua saturação de velocidade. Consequentemente, o sistema se torna incontrolável.

O estimador de *Kalman*, homólogo ao sinal do giroscópio, captura a dinâmica falhada (vide Figura 79). Porém, como é uma estimativa (a qual tem um erro associado e atraso no tempo), propicia a obtenção de resíduo (diferença entre o sinal real e a estimativa) com característica dinâmica própria, como pode ser observado.

Os resíduos do atuador (vide Figura 80), mais destacadamente **r1** e **r2**, passam a ser substancialmente diferente do que se observa para o modo **Normal**.

Esta diferença das dinâmicas dos resíduos é entendida como manifestação da causalidade, como nos termos discutidos anteriormente no Capítulo 4.

Figura 78 – Histórico da dinâmica de modo de falha **A1**, **1-DOF** sem ruído.

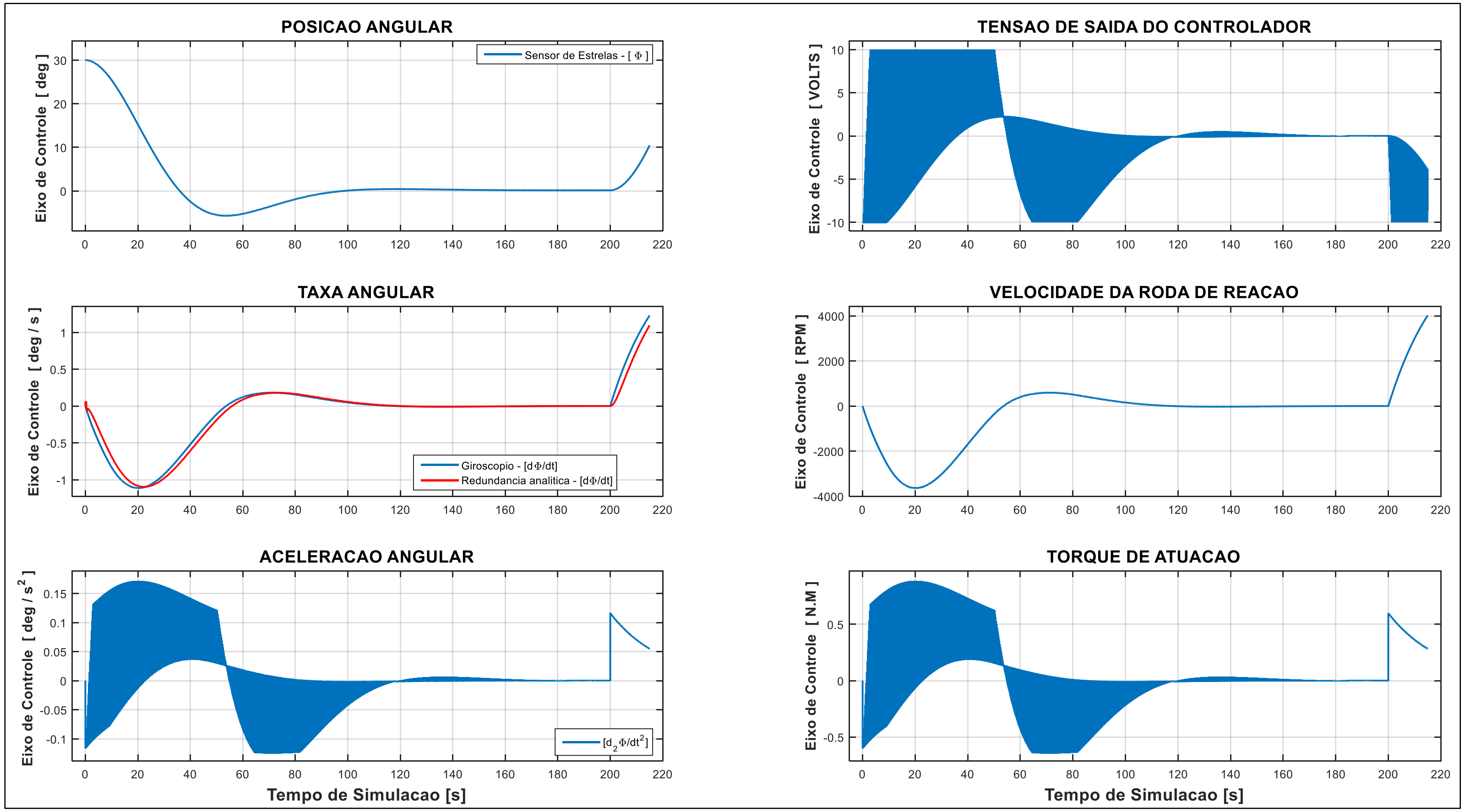


Figura 79 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo de falha **A1**, **1-DOF** sem ruído.

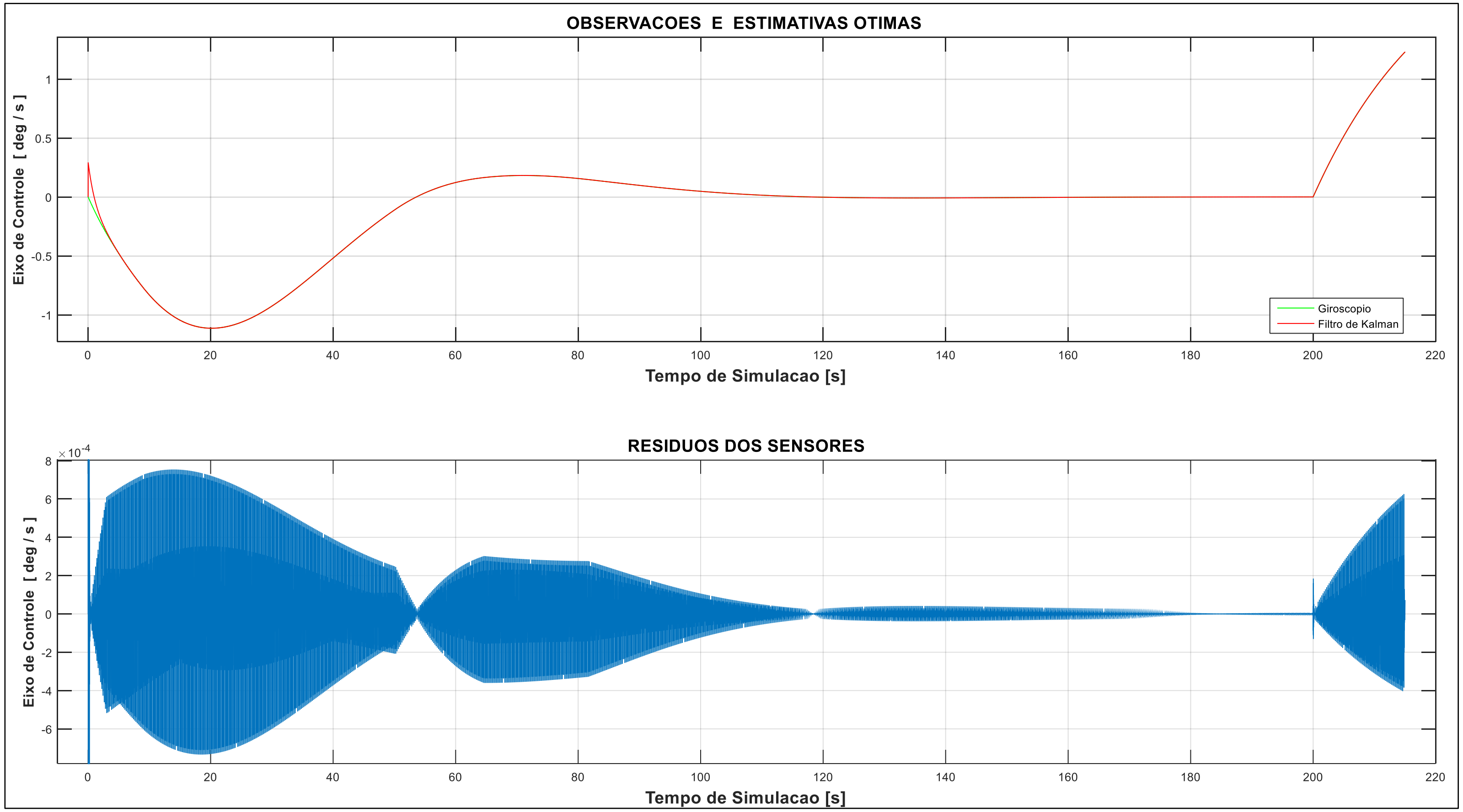
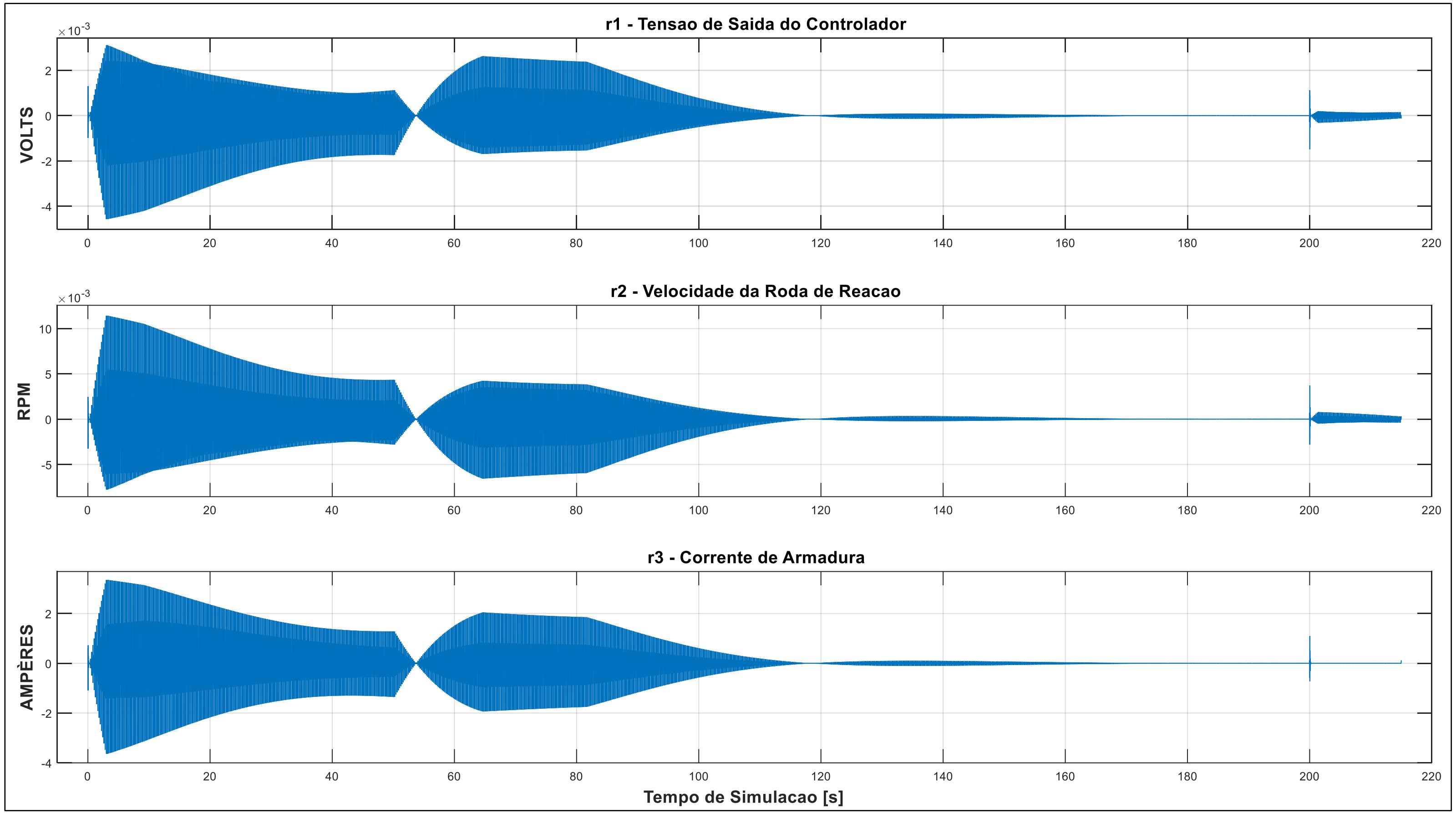


Figura 80 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **A1**, **1-DOF** sem ruído.



5.4.2.3. Modo de Falha S1

É implementada segundo o modelo em 4.1.1.1, na forma da Equação (5.16) abaixo e seus termos detalhados na Tabela 12:

$$SensorTaxa^{i}(t) = \begin{cases} EstadoSistema^{i}(t) * FENormal^{i} + BiasNormal^{i} + ... \\ ... + RuidoModoNormal^{i}, \ se \ t < t_{falha} \\ \\ Sinal(SensorTaxa^{i}(t_{falha} - dt)) * FundoEscala^{i} + ... \\ ... + RuidoModoNormal^{i} * GanhoAjuste(t)^{i}, \ se \ t \geq t_{falha} \end{cases} \qquad (5.16)$$

Tabela 12 – Descrição dos termos utilizados na equação (5.16).

$SensorTaxa^{i}(t)$	Observação informada pelo i-ésimo sensor, no instante de tempo qualquer.
$EstadoSistema^{i}(t)$	Estado da planta de controle de interesse do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo qualquer.
$BiasNormal^{i}$	Viés característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$RuidoModoNormal^{i}$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo normal, modelada como uma função densidade de probabilidade (instante de tempo $t < t_{falha}$).
$FENormal^{i}$	Fator de escala característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$Sinal(...)$	Sinal (+1 ou -1) da última observação realizada no i-ésimo sensor, no instante imediatamente anterior à falha.
$FundoEscala^{i}$	Máxima magnitude passível de observação, característica de projeto/desempenho do i-ésimo sensor.
$GanhoAjuste(t)^{i}$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo $t > t_{falha}$.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), assim como para **A1**, o comportamento é idêntico ao modo **Normal** (vide Figura 81).

Com a introdução da falha (saída do giroscópio ‘travada’ no fundo de escala, *300°/s*), ocorre a resposta do controlador, o qual passa a produzir instantaneamente comandos ‘cravados’ nos valores de saturação da tensão de saída (vide Figura 82).

O resíduo do sensor assume um padrão de saturação, assim como os resíduos do atuador (Figura 83), os quais também seguem esta mesma característica. A manifestação dos resíduos é claramente distinta do que se observou em modo **Normal** e para **A1**, em acordo com as diferentes causalidades de cada modo, em concordância com os termos discutidos anteriormente no Capítulo 4.

Figura 81 – Histórico da dinâmica de modo **S1**, **1-DOF** sem ruído.

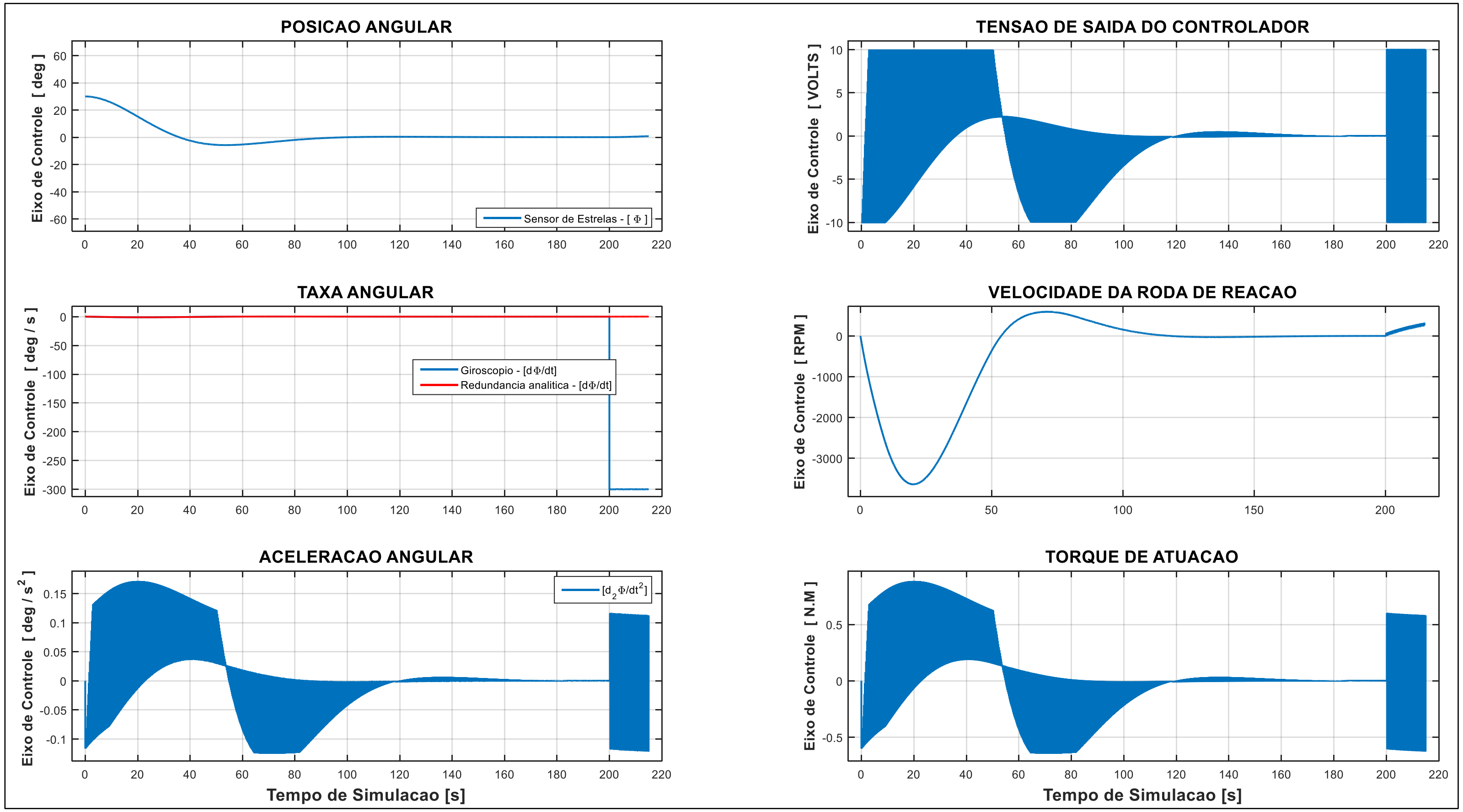


Figura 82 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo de falha **S1**, **1-DOF** sem ruído.

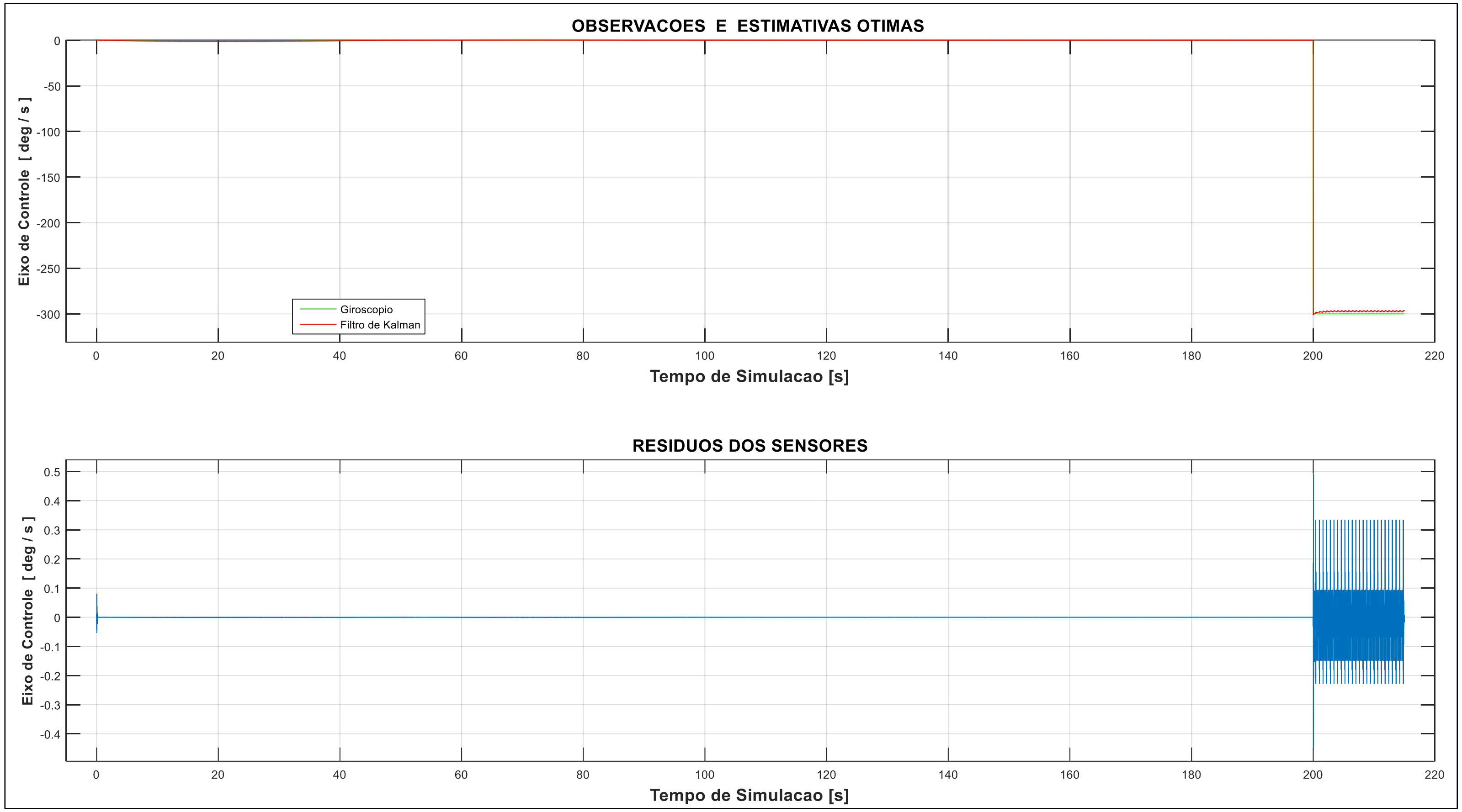
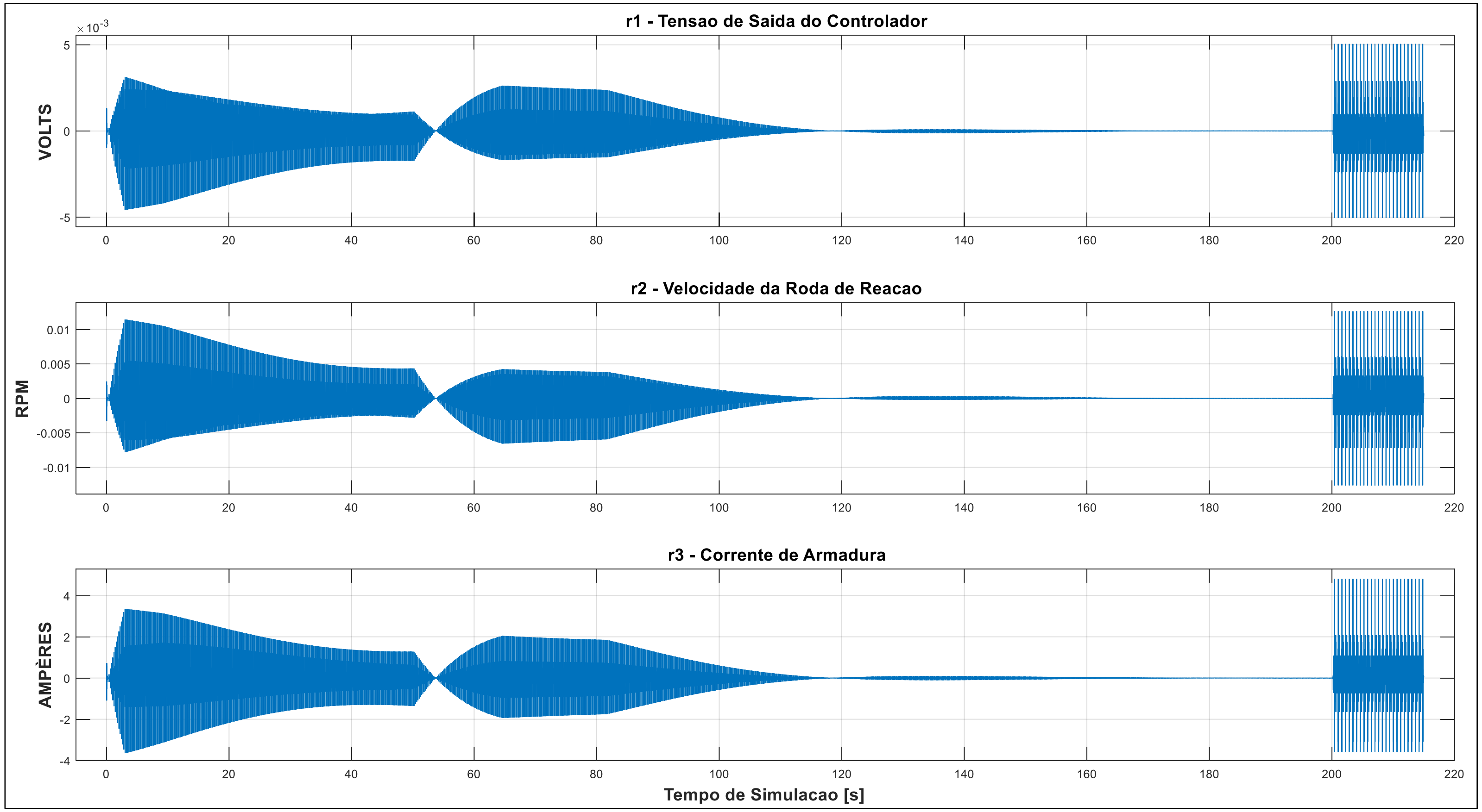


Figura 83 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **S1**, **1-DOF** sem ruído.



5.4.2.4. Geração das Assinaturas e Verificação *Off-Line*

As assinaturas são geradas conforme o método descrito em 5.1. Para cada modo (**Normal**, **A1**, **S1**) são executados 62 casos executados nas mesmas condições, a fim de o ensemble ser formado. De cada caso é obtido um vetor-linha, contendo as potências espectrais estimadas para as sequências temporais de cada resíduo.

Por meio da ferramenta de *clusterização BabyLO-BR* são então geradas as assinaturas para cada modo, individualmente. Os resultados são dados pela Tabela 13. O passo seguinte é verificar estaticamente se as assinaturas são consistentes.

As assinaturas são verificadas conforme proposto (vide função 'Presença em *Cluster*', seção 5.4). Os resultados apresentados demonstram boa aderência à expectativa de diagnóstico dos modos presentes (**Normal** e falhados), conforme Tabela 14, com baixo índice de perda e nenhum falso alarme.

5.4.2.5. Síntese para Modos de Falha sem Ruído e Perturbação

A metodologia destinada a **FDD** foi parcialmente testada em um modelo linear simplificado e sem ruído. Foram obtidas assinaturas dos modos previstos para o mesmo modelo, advindo de um repertório reduzido de falhas, subconjunto do repertório analisado no Capítulo 4.

As assinaturas foram verificadas estaticamente e os resultados obtidos até este ponto dão segurança para que o próximo passo, o qual tem complexidade aumentada, seja realizado.

Tabela 13 – Conjunto de assinaturas para os modos do modelo **1-DOF**, sem ruído.

	SensorResidualVmin [(rad/s)^2]	SensorResidualVmax [(rad/s)^2]	R1XVmin [Volts^2]	R1Vmax [Volts^2]	R2Vmin [(rad/s)^2]	R2Vmax [(rad/s)^2]	R3Vmin [Amp^2]	R3Vmax [Amp^2]
Normal	3.98740E-17	4.73480E-16	2.25550E-11	2.53810E-10	1.40990E-10	1.58680E-09	1.14890E-05	1.10670E-04
A1	1.65180E-14	8.92230E-14	2.27080E-10	2.60000E-10	1.40230E-09	1.62600E-09	1.28740E-16	5.73460E-16
S1	2.51900E-08	4.34340E-08	2.18340E-08	3.72720E-08	1.36500E-07	2.32940E-07	1.03560E-02	1.57050E-02

Tabela 14 – Resultado do processo de verificação *off-line* (estática) da capacidade de diagnóstico.

	Diagnóstico		Perda		Falso Alarme	
Normal	92	98.92%	1	1.08%	-	-
A1	75	80.65%	18	19.35%	-	-
S1	92	98.92%	1	1.08%	-	-

5.4.3. Obtenção e Verificação das Assinaturas de Falhas, 1-DOF, Com Ruído e Perturbação

Nesta seção é trabalhada a obtenção das assinaturas para o modelo **1-DOF**, com adição de ruído ou perturbação e, as mesmas são estaticamente verificadas quanto à sua robustez e consistência.

Posteriormente, mediante sucesso desta verificação, as assinaturas e o mesmo método de cálculo das potências espectrais são incorporados ao modelo de simulação. De modo recursivo, essas mesmas potências passam a ser calculadas e testadas quanto à sua localização (se contidas ou não) nos limiares das assinaturas calculadas.

O sucesso desta etapa é determinante para que o método possa ser estendido para o modelo **3-DOF** não-linear.

5.4.3.1. Modo Normal

O modo **Normal** sem ruído pode ser entendido como descrito para o caso com ruído. É notável, tanto para a fase de posicionamento (de 30° para 0°) quanto para a fase de manutenção, a maior saturação dos comandos gerados pelo controlador (vide Figura 84 até Figura 86).

O desempenho e as ordens de grandeza dos parâmetros permanecem semelhantes ao caso sem ruído, sendo que permanecem válidos os comentários então feitos.

Figura 84 - Histórico da dinâmica de modo **Normal**, **1-DOF** com ruído.

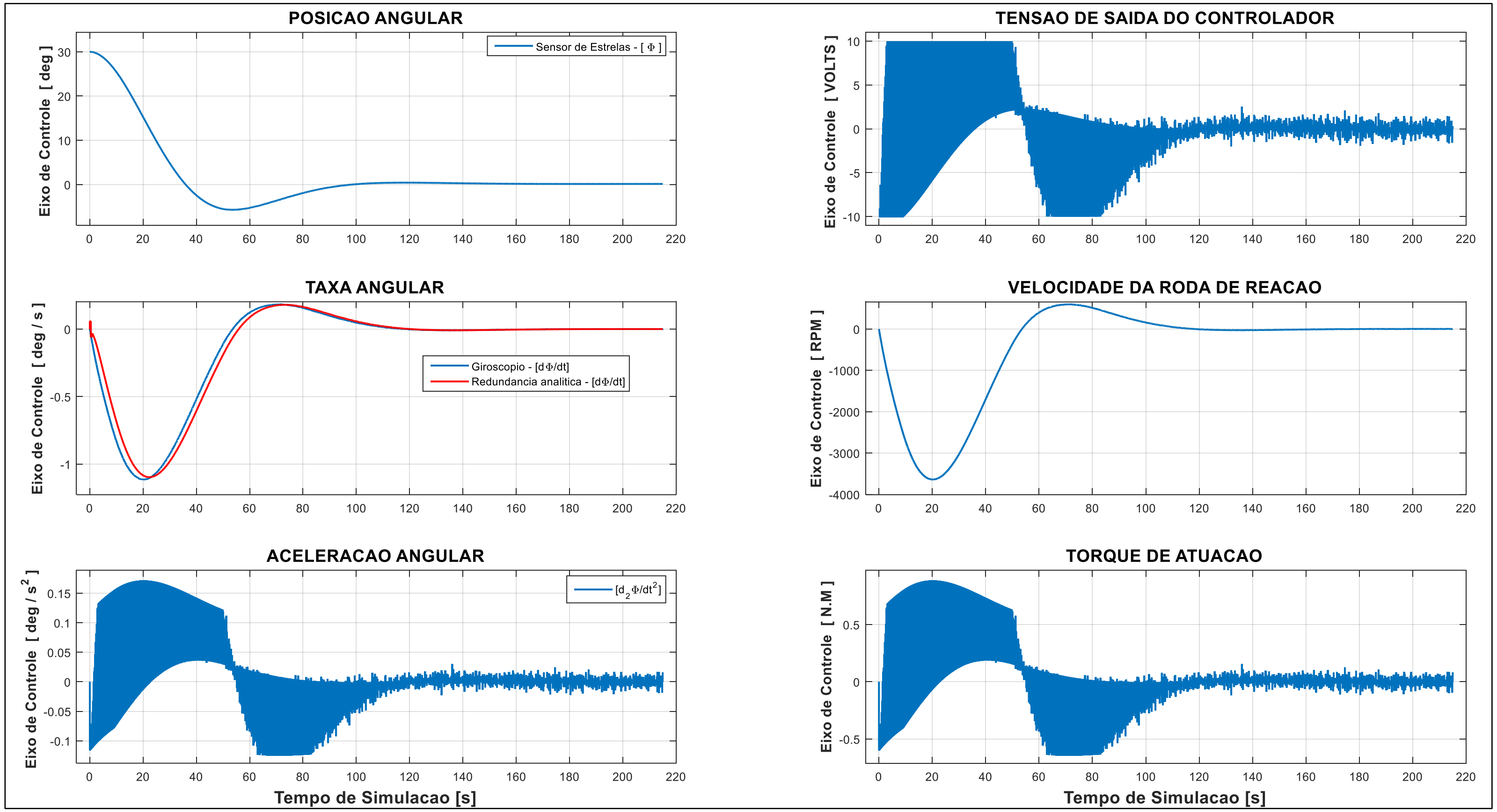


Figura 85 - Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **Normal**, **1-DOF** com ruído.

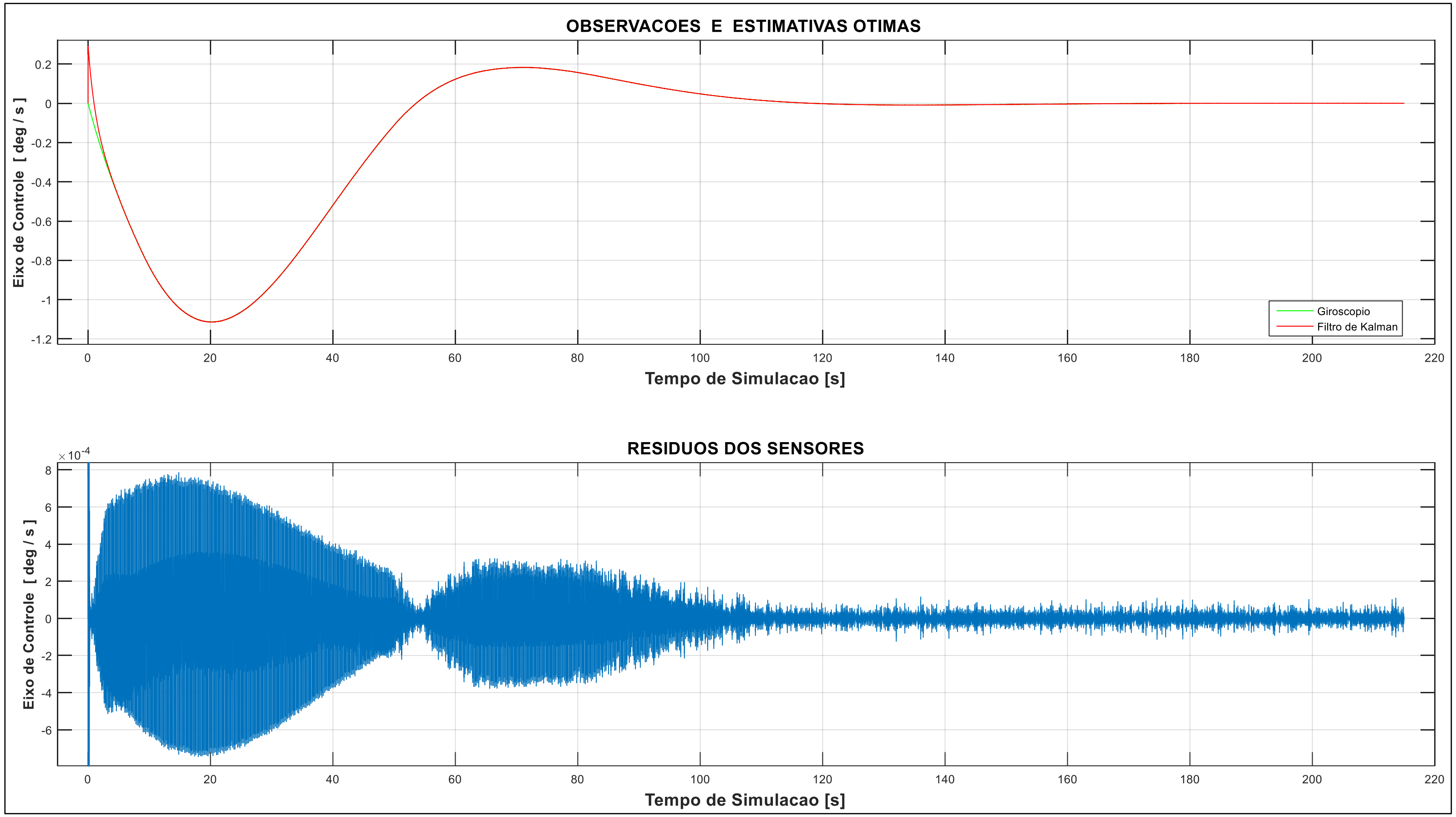
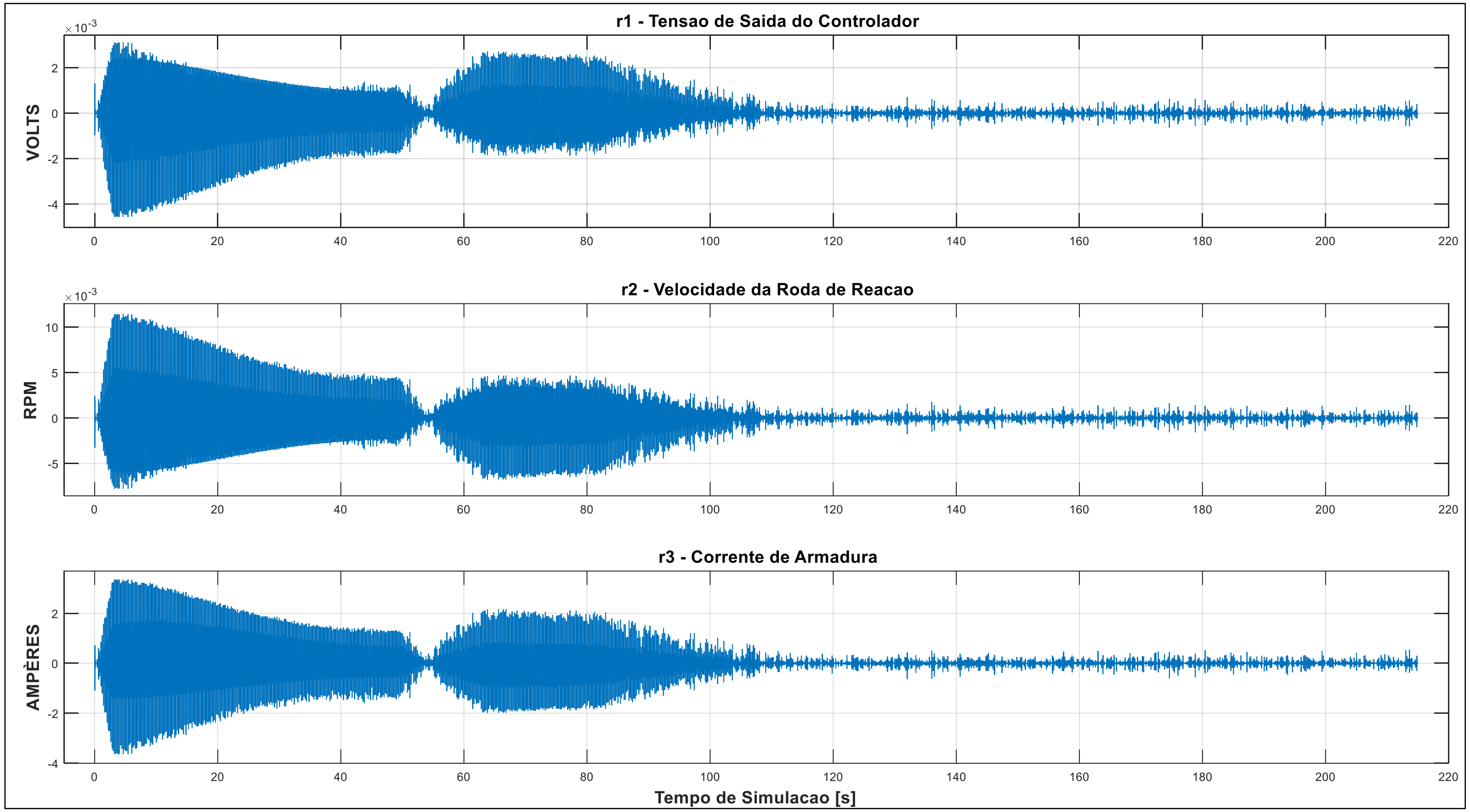


Figura 86 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo **Normal**, **1-DOF** com ruído.



5.4.3.2. Modo de Falha A1

Os comentários feitos para o modo **A1** sem ruído podem ser estendidos para o caso **A1** com ruído, a exemplo de como foi feito para o modo **Normal** (vide Figura 87 até Figura 89).

Figura 87 – Histórico da dinâmica de modo de falha **A1**, **1-DOF** com ruído.

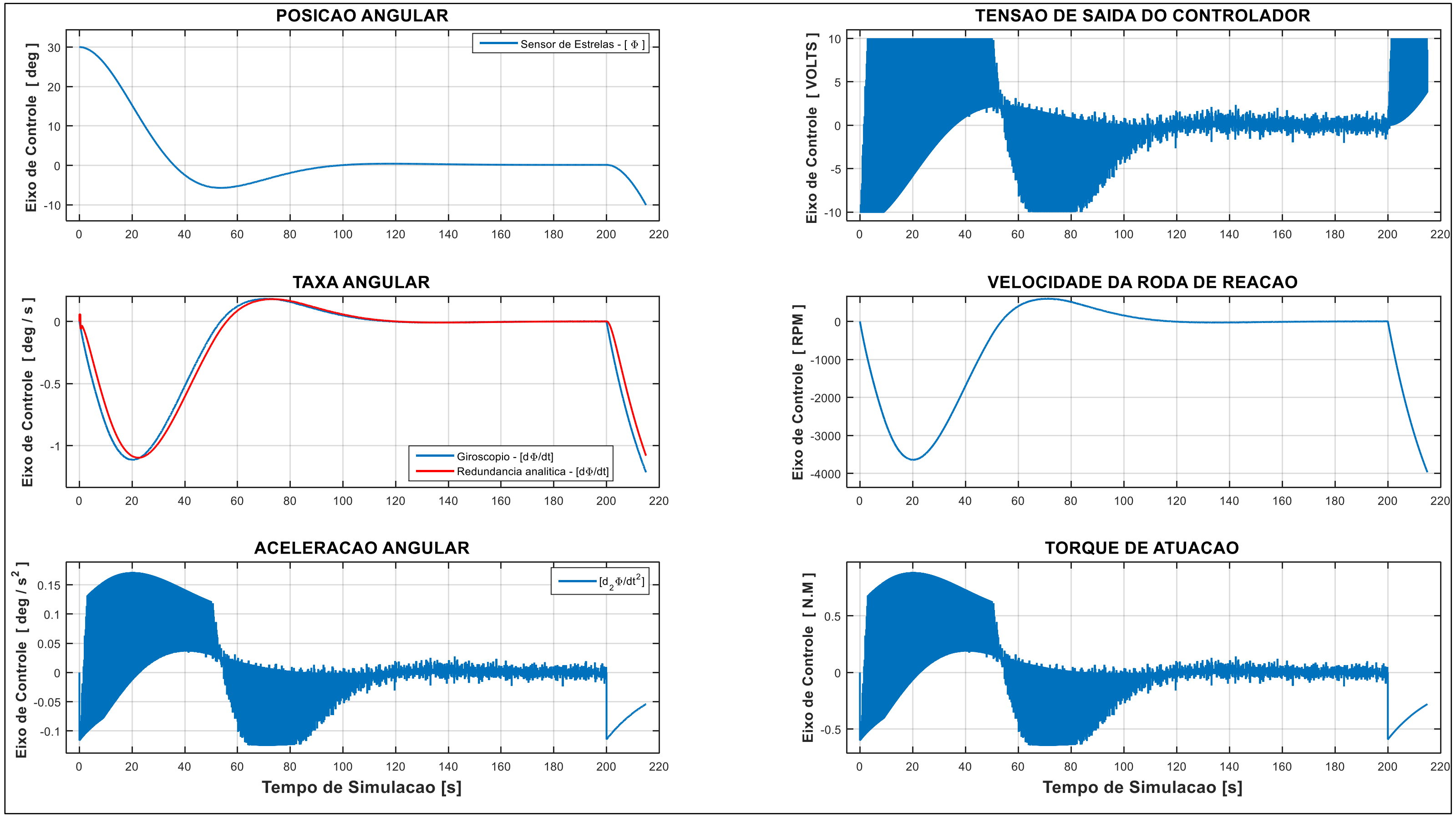


Figura 88 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo de falha **A1**, **1-DOF** com ruído.

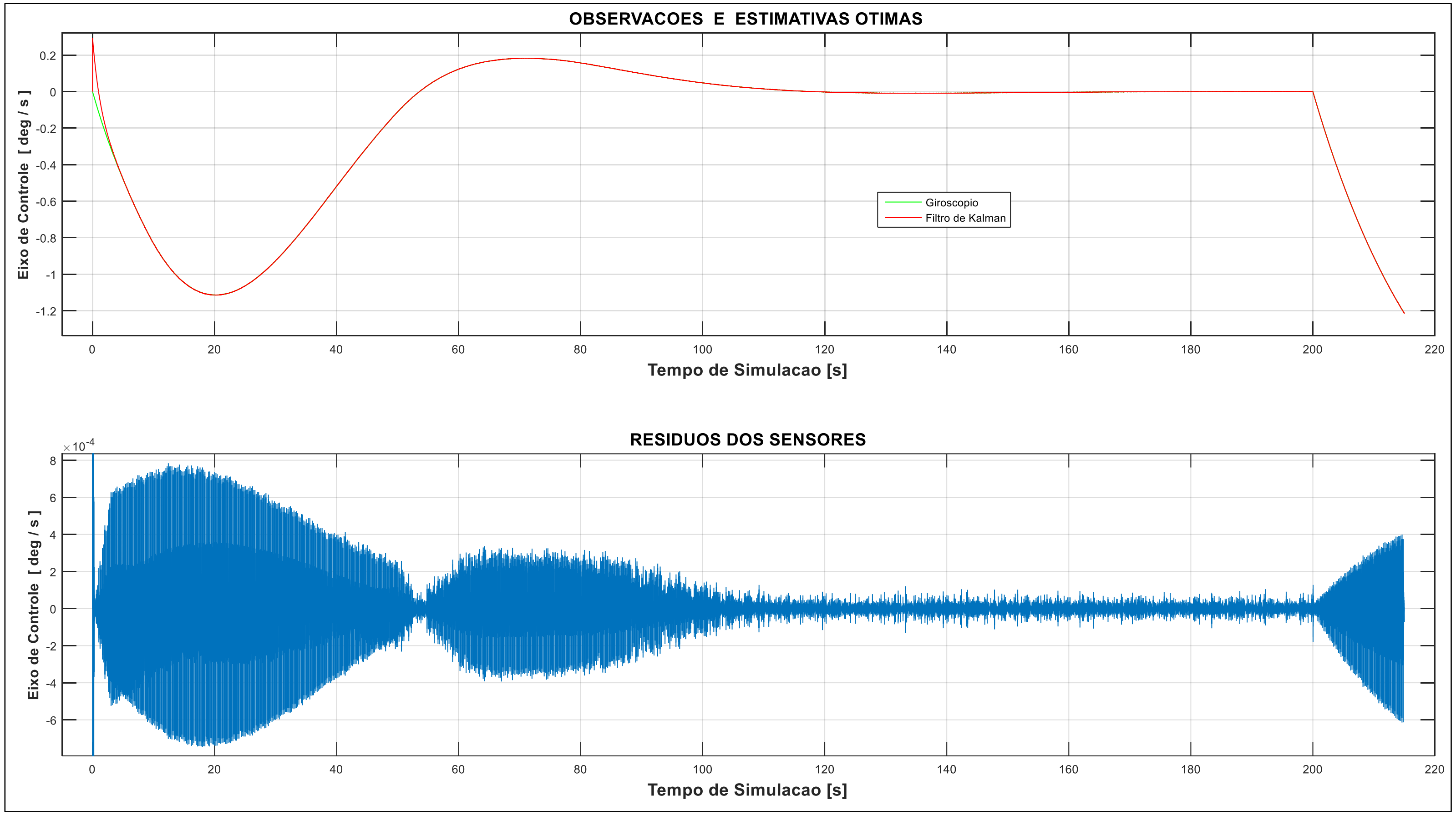
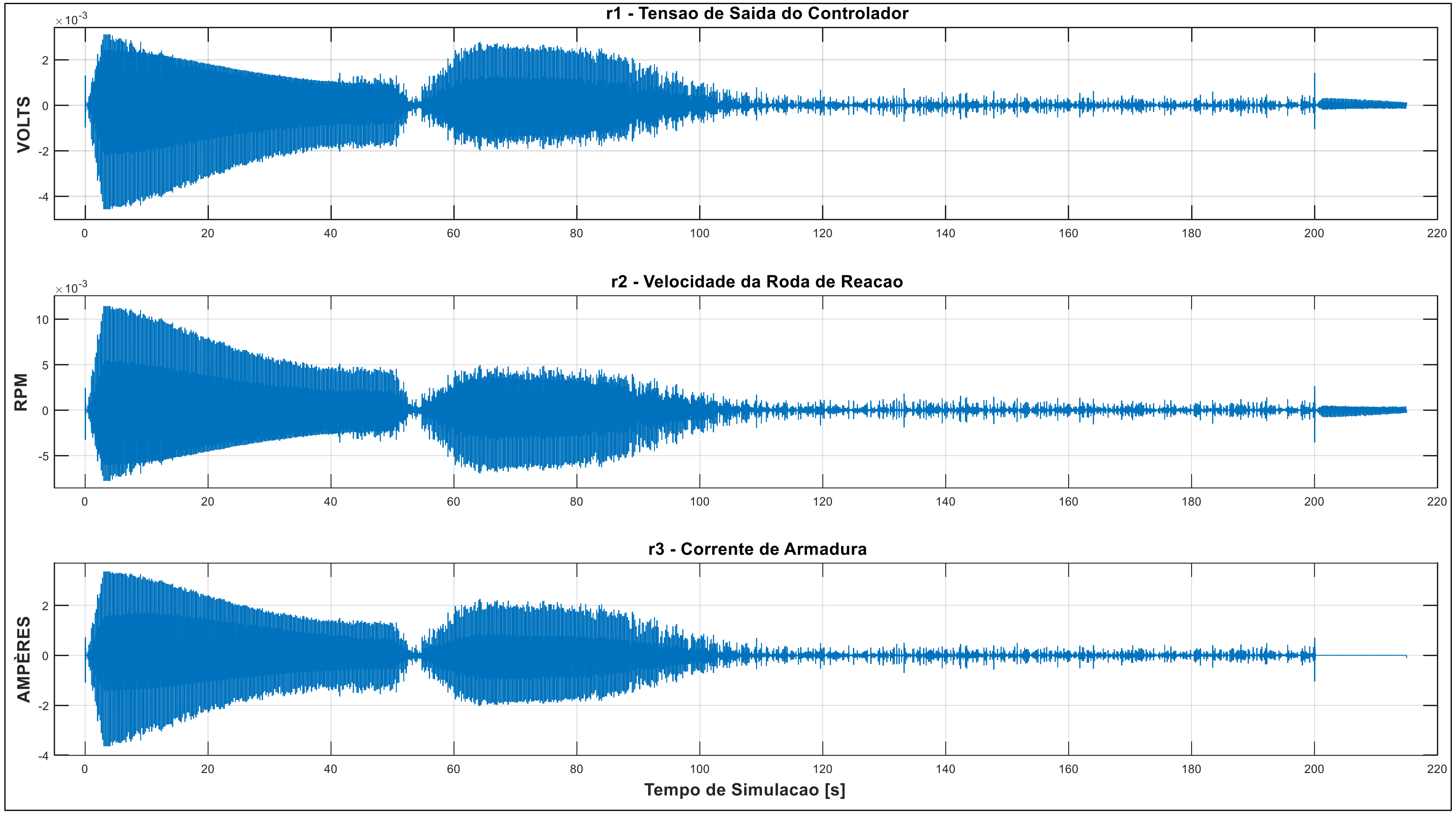


Figura 89 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **A1**, **1-DOF** sem ruído.



5.4.3.3. Modo de Falha S1

Os comentários feitos para o modo **S1** sem ruído podem ser estendidos para o caso **S1** com ruído, a exemplo de como foi feito para o modo **Normal** (vide Figura 90 até Figura 92).

Figura 90– Histórico da dinâmica de modo **S1**, **1-DOF** com ruído.

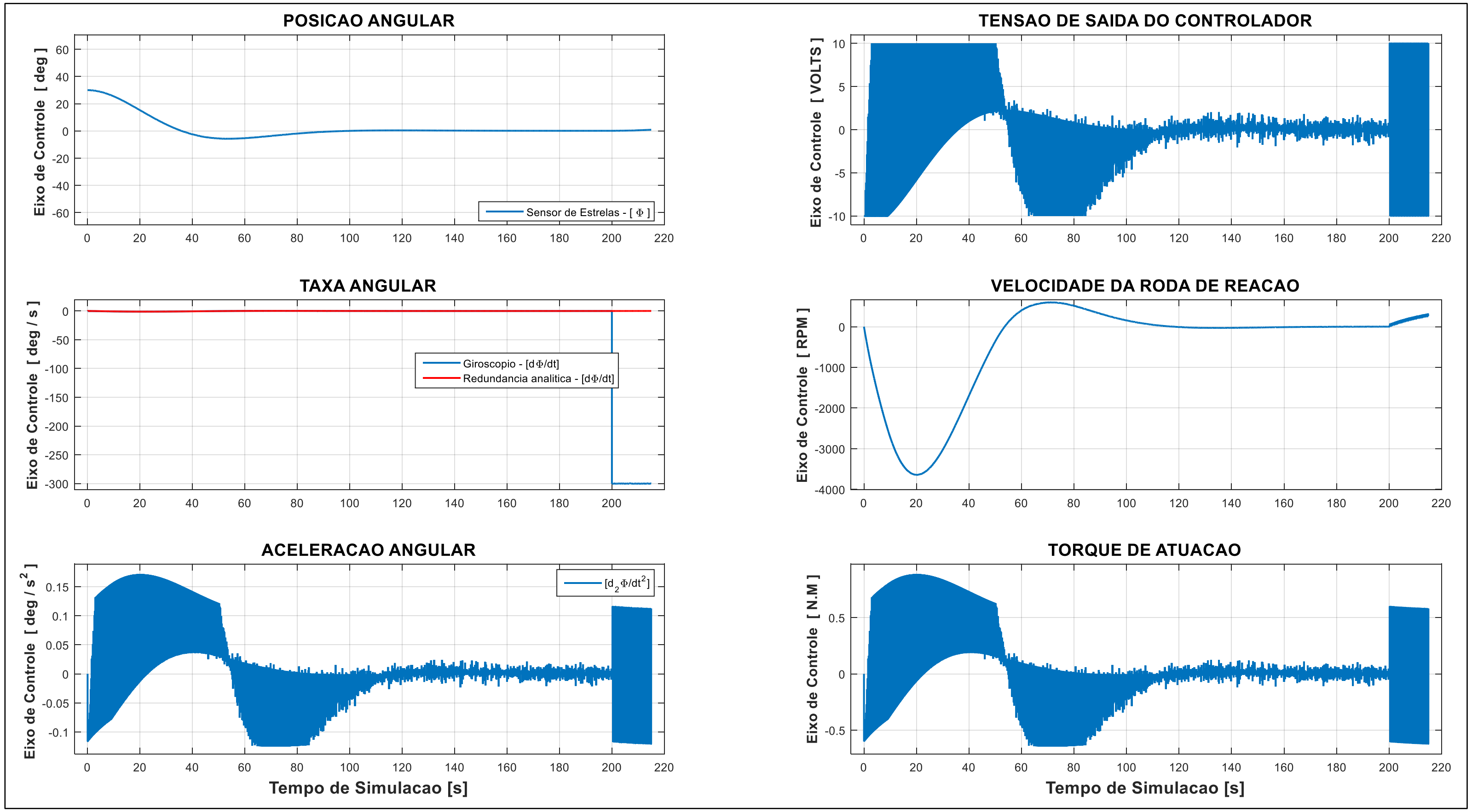


Figura 91 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo de falha **S1**, **1-DOF** com ruído.

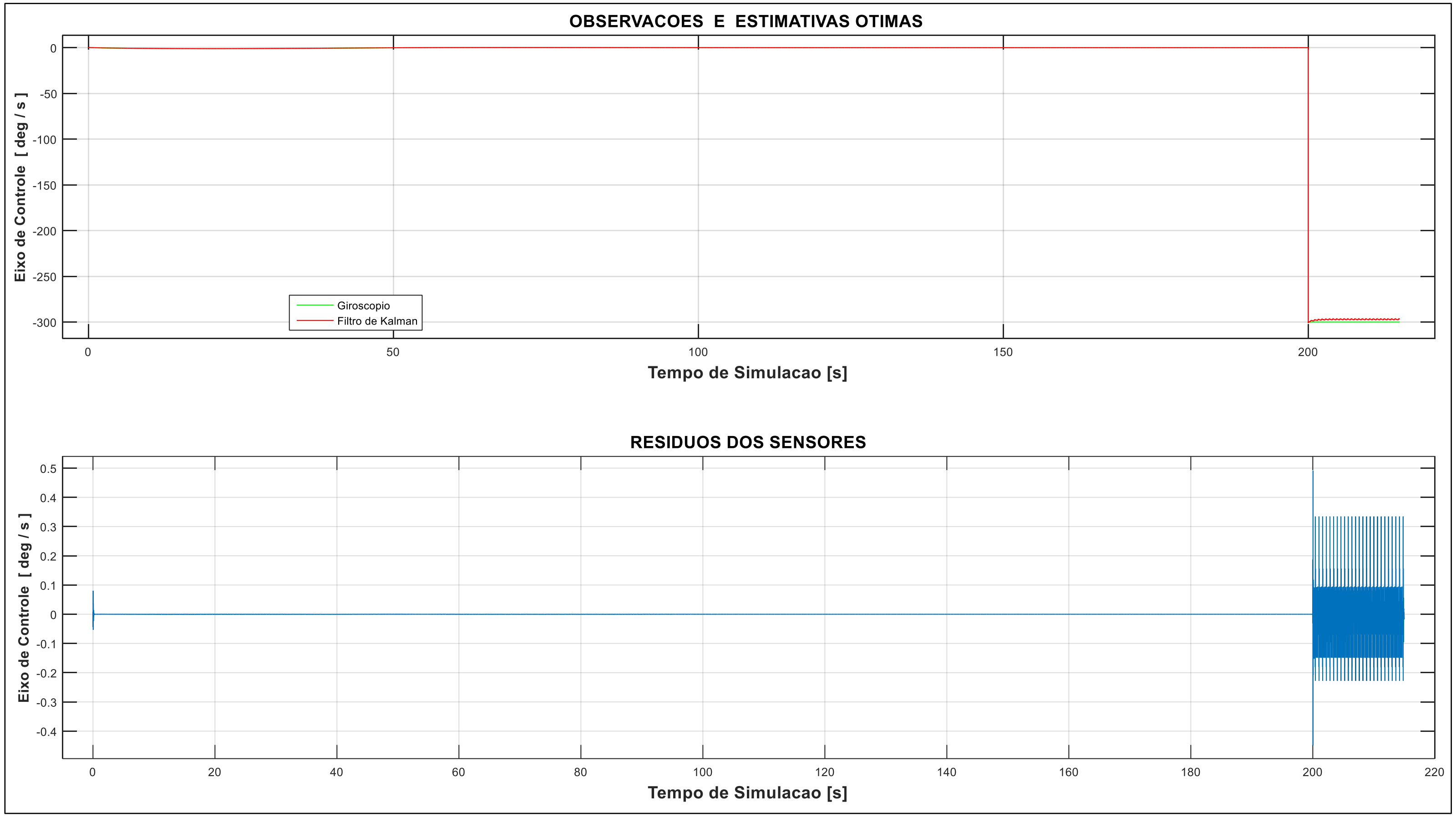
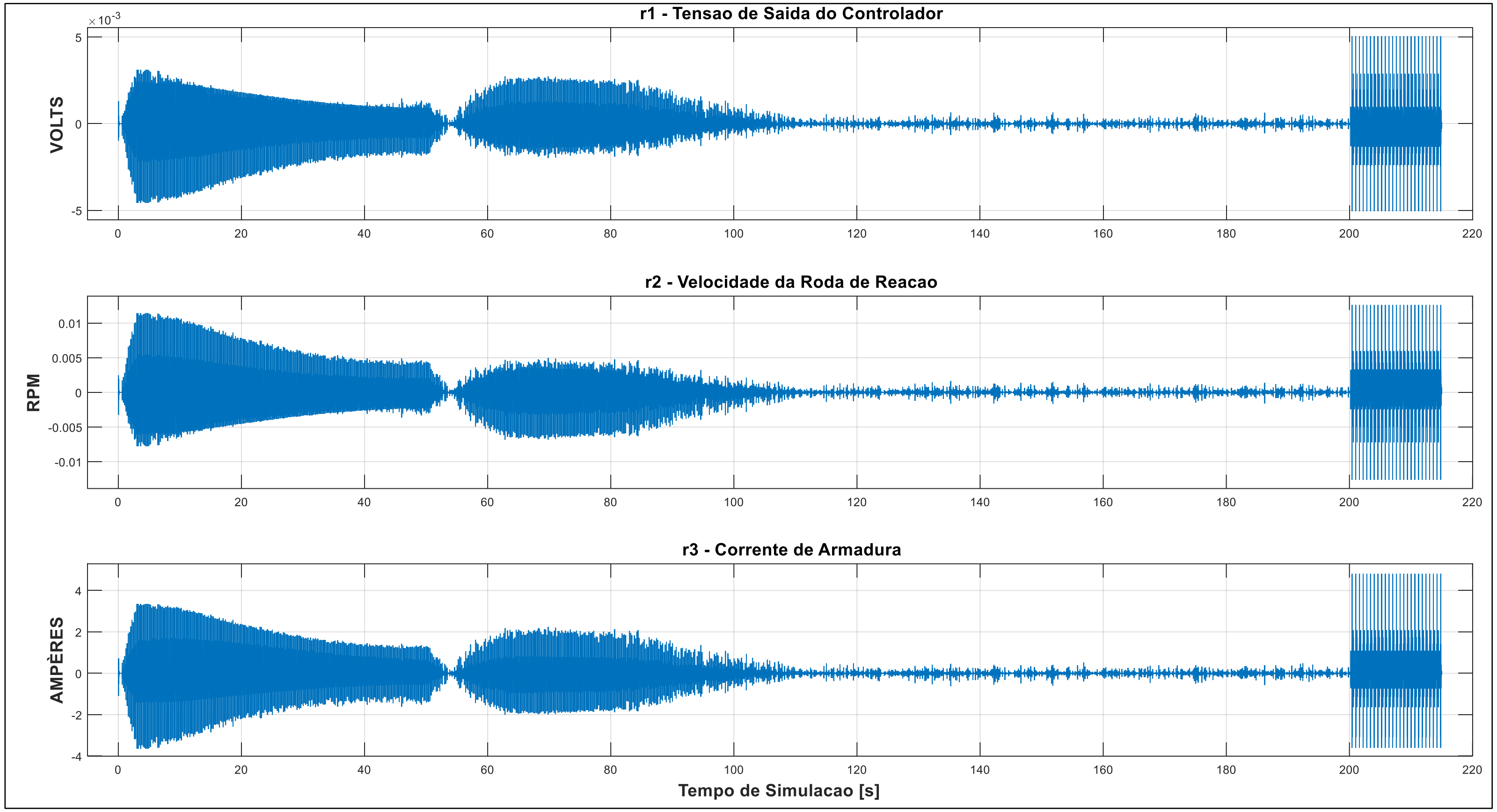


Figura 92 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **S1**, **1-DOF** com ruído.



5.4.3.4. Geração das Assinaturas e Verificação *Off-Line*

É seguida estritamente a mesma abordagem já feita com os casos sem ruído. A Tabela 15 traz as assinaturas obtidas.

Da mesma forma como feito nos casos sem ruído, é feita a verificação das assinaturas. Os resultados obtidos são mostrados pela Tabela 16.

Os resultados obtidos nos casos com ruído são aderentes aos seus homólogos sem ruído, o que demonstra boa consistência da metodologia e assim é aberto o caminho para que as assinaturas e o método de cálculo das potências espectrais sejam incorporados ao modelo de simulação, para que o esquema de **FDD** seja executado *on-line*.

Tabela 15 – Conjunto de assinaturas para os modos do modelo **1-DOF**, com ruído.

	SensorResidualVmin [(rad/s)^2]	SensorResidualVmax [(rad/s)^2]	R1XVmin [Volts^2]	R1Vmax [Volts^2]	R2Vmin [(rad/s)^2]	R2Vmax [(rad/s)^2]	R3Vmin [Amp^2]	R3Vmax [Amp^2]
Normal	3.98740E-17	4.73480E-16	2.25550E-11	2.53810E-10	1.40990E-10	1.58680E-09	1.14890E-05	1.10670E-04
A1	1.65180E-14	8.92230E-14	2.27080E-10	2.60000E-10	1.40230E-09	1.62600E-09	1.28740E-16	5.73460E-16
S1	2.51900E-08	4.34340E-08	2.18340E-08	3.72720E-08	1.36500E-07	2.32940E-07	1.03560E-02	1.57050E-02

Tabela 16 – Resultado do processo de verificação *off-line* (estática) da capacidade de diagnóstico.

	Diagnóstico		Perda		Falso Alarme	
Normal	89	95.70%	4	4.30%	-	-
A1	89	95.70%	4	4.30%	-	-
S1	92	98.92%	1	1.08%	-	-

5.4.3.5. Validação *On-Line* (Realização do FDD)

A simulação para uso e validação *on-line* das assinaturas faz uso do mesmo método até aqui utilizado para obter as assinaturas dos modos (**Normal** e falhados) e também para realizar a verificação *off-line*.

Na validação *on-line*, o que se faz é o primeiro uso das assinaturas associado a um cálculo recursivo (a cada amostragem do sistema de controle simulado) das potências espectrais e também o uso recursivo das funções de "*presença em cluster*" (vide 5.12) e "*de diagnóstico*" (vide 5.13). O tamanho da sequência temporal também é a mesma (vide 5.7 e 5.8).

A diferença com relação à inferência *off-line* (na qual toma-se uma sequência em tempos absolutos coincidentes e, somente um *ensemble* composto por 93 instâncias das potências espectrais dos resíduos filtrados) de formar um *ensemble*) é que primeiramente é necessário acumular a primeira amostra completa.

A partir disso, o processo se torna recursivo, a cada passo de integração é gerada uma nova instância que é avaliada contra as assinaturas. Genericamente, considerando que sejam h resíduos e $k+1=N'_{samp}$ amostras na sequência temporal:

1. Considera-se que a primeira amostra $F^{(k+1)\times h}$ está formada;

2. Calcula-se então para cada um dos vetores-coluna a respectiva potência espectral;

3. O primeiro vetor linha de $F^{(k+1)\times h}$ é descartado;

4. Trasladam-se cada vetor-linha para a posição do anterior, de modo que as últimas posições fiquem vagas;

5. A última linha é ocupada pelo vetor-linha com os mais recentes resíduos informados. A matriz volta a ser $F^{(k+1)\times h}$ completa (vide 5.15 abaixo) e o ciclo se reinicia.

$$
\begin{aligned}
&amostra\ \ n=1\\
&F^{(k+1)\times h}=\begin{bmatrix} r_1(1) & r_2(1) & \dots & r_h(1)\\ r_1(2) & r_2(2) & \dots & r_h(2)\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ r_1(k+1) & r_2(k+1) & \dots & r_h(k+1)\end{bmatrix}\Rightarrow\begin{bmatrix} r_1(2) & r_2(2) & \dots & r_h(2)\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ r_1(k+1) & r_2(k+1) & \dots & r_h(k+1)\\ 0 & 0 & \dots & 0\end{bmatrix}\Rightarrow\dots\\
&amostra\ \ n=2\\
&\dots\begin{bmatrix} r_1(2) & r_2(2) & \dots & r_h(2)\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ r_0(k+1) & r_1(k+1) & \dots & r_h(k+1)\\ r_0(k+2) & r_1(k+2) & \dots & r_h(k+2)\end{bmatrix}\Rightarrow\begin{bmatrix} r_1(3) & r_2(3) & \dots & r_h(3)\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ r_1(k+2) & r_2(k+2) & \dots & r_h(k+1)\\ 0 & 0 & \dots & 0\end{bmatrix}\Rightarrow\dots\\
&amostra\ \ n=j\\
&\dots\begin{bmatrix} r_1(j) & r_2(j) & \dots & r_h(j)\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ r_1(k+j-1) & r_2(k+j-1) & \dots & r_h(k+j-1)\\ r_1(k+j) & r_2(k+j) & \dots & r_h(k+j)\end{bmatrix}\dots
\end{aligned}
\tag{5.17}
$$

Cada vetor-coluna de (5.17) tem sua **PSD** e potência espectral calculadas, gerando um vetor-linha $P^{(inst)}$ como resultado, o qual é confrontado com as assinaturas, mediante (5.11), (5.12) e (5.13).

Se $P^{(inst)}$ instantâneo estiver contido em uma (ou mais) assinatura(s) (isto é, se $D_z(i)=1$ para algum vetor-linha de $\mathrm{X}(i)$), então ocorre a confirmação de diagnóstico para os modos de falha relacionados àquele vetor-linha. Assumindo a hipótese de que não ocorrem (1) falhas simultâneas e (2) uma segunda falha ocorre somente após o **FDD** e o **CR** devidos à primeira, considera-se que – por definição – houve exclusivamente:

- Indicação de uma condição/modo de modo **Normal,** por meio de sinal lógico ("*flag*"), de valor "1" (*Presente*) e "0" (*Ausente*). O estado padrão é "1";

- <u>Detecção de falha</u>, pela perda de indicação de condição/modo **Normal**, por meio do mesmo sinal lógico (*flag*), comutado do valor default “1” para “0” (*Ausente*);

- Diagnóstico de falha, pela indicação de uma condição/modo de falha específica (a), segundo um sinal lógico dedicado que é comutado de um valor padrão “0” (Ausente) para o valor “1” (*Presente*);

- <u>Isolação de falha</u>, pela indicação de mais uma condição/modo de falha específica (a) para (1) o mesmo componente, (2) no mesmo eixo (exclusivamente sensor ou atuador); segundo dois ou mais sinais lógicos dedicados que são comutados de um valor padrão “0” (*Ausente*) para o valor “1” (*Presente*). A isolação não presume que as alterações de estado das *flags* sejam simultâneas;

- <u>Alarme falso</u>, pela indicação de dois ou mais condições/modos de falhas específicas, (1) em mais de um componente (atuador e sensor) e (2) ambos no mesmo eixo ou mesmo em eixos distintos (a); segundo sinais lógicos dedicados que são comutados de um valor padrão “0” (*Ausente*) para o valor “1” (*Presente*);

O evento de <u>detecção</u> tem duração determinada pela perda da indicação de **Normal** até a primeira manifestação de um modo falhado isolado ou diagnosticado.

O evento de <u>diagnóstico</u> tem duração determinada pelo início da indicação do modo falhado ocorrente até o comando de reconfiguração (se estiver disponível a redundância correlacionada).

O evento de <u>isolação</u> tem duração determinada pelo início da indicação do primeiro modo falhado diagnosticado até o comando de reconfiguração (se estiver disponível a redundância correlacionada).

O evento de alarme falso tem duração determinada pelo início da indicação do primeiro modo falhado diagnosticado até a eventual falência do sistema de controle pelo comando de reconfiguração espúria (se estiver disponível a redundância correlacionada).

No caso do modelo reduzido de **1-DOF** não há **CR**, a qual é restrita ao **3-DOF**.

5.4.4. Realização de FDD e Avaliação de Desempenho, 1-DOF, Com Ruído e Perturbação

Considerando as assinaturas das falhas **A1** e **S1**, assim como a do modo **Normal**, espera-se que as mesmas reflitam a robustez observada na inferência (*off-line*, estática).

Dado que as assinaturas foram obtidas considerando uma condição de regime permanente e, mais estritamente, para uma referência que aponta para a origem ($R(t)=0$), é necessário que as mesmas sejam testadas *on-line*. Isso equivale a uma validação das assinaturas, de que as mesmas têm robustez para diferentes referências de rastreio em regime permanente.

Assim, o teste de validação da capacidade de **FDD** faz uso de 3 (três) condições distintas de regime permanente:

1. Referência apontando para a origem ou, $R(t)=0$;

2. Referência em um degrau pré-determinado, para o qual arbitra-se $R(t)=-2\ [°]$ e comutação para *t=150 s*, quando o posicionamento já praticamente converge para o que seria $R(t)=0$;

3. Referência de rastreio de uma função senoidal simples, para a qual se arbitra-se $R(t)=A\cdot cos(\omega\cdot t)$, com $\omega=1\ rad/s$ e $\boldsymbol{A=1\ [°]}$. A comutação neste caso é feita da mesma forma que a anterior, logo acima.

As falhas são injetadas sempre em *t=200 s* e a primeira sequência começa a ser formada a partir de *t=196 s*. Cada amostra (vetor-linha) é constituída de 4 (quatro) resíduos e cada sequência (vetor-coluna) é constituída de 201 amostras, logo $F^{(k+1)\times i} = F^{201\times 4}$.

O esquema de **FDD** começa a funcionar imediatamente após a primeira amostra ser verificada, em *t=198.01 s*, a qual prossegue iterativamente segundo mostrado anteriormente. Não deve haver detecção ou diagnóstico de falhas entre *t=198.01* e *t=200 s*.

É utilizada uma lógica rudimentar para o evento de diagnóstico, a qual consiste da ruptura de um limiar de 100 (cem) alarmes para uma dada falha.

Não ocorre reconfiguração nesta etapa de validação do método, apenas é observada a persistência e a consistência do **FDD**.

5.4.4.1. Casos para Modo Normal

O método apresentou-se consistente e as assinaturas suficientemente robustas para os casos estudados.

No caso de $R(t)=0$, a indicação correta de modo **Normal** é consistente a partir de *t=198.01 s* até o fim da simulação. Os históricos temporais são os mesmos daqueles contidos nas Figura 84, Figura 85 e Figura 86.

A Figura 93 traz 2 (duas) colunas de 3 (três) gráficos semelhantes, uma para cada modo de falha: a primeira linha traz a persistência de estado das *flags* de cada modo; a segunda linha traz os contadores de persistência para cada modo; a terceira traz a *flag* de diagnóstico confirmado.

Pela inspeção observa-se que não ocorrem falsos alarmes dos modos de falha, nem entrada efetiva (por persistência) em detecção.

No caso de $R(t)=-2\ [°]$ (Figura 94 até Figura 97), são nítidos os efeitos, pela alteração da referência. Observa-se alguma alteração nos resíduos na fase enquanto o sistema se acomoda. Sobre o desempenho do **FDD**, valem as mesmas observações feitas para $R(t) = 0$, porém há algumas perdas de identificação, as quais não incorreram em falsos diagnósticos ou isolações.

No caso de $R(t) = cos(t)$ (Figura 98 até Figura 101), também valem as mesmas observações feitas para $R(t) = 0$ e $R(t) = -2\ [°]$, com um desempenho semelhante ao que ocorreu para $R(t) = 0$.

Figura 93 – Síntese de **FDD** para modo **Normal,** para $R(t) = 0$.

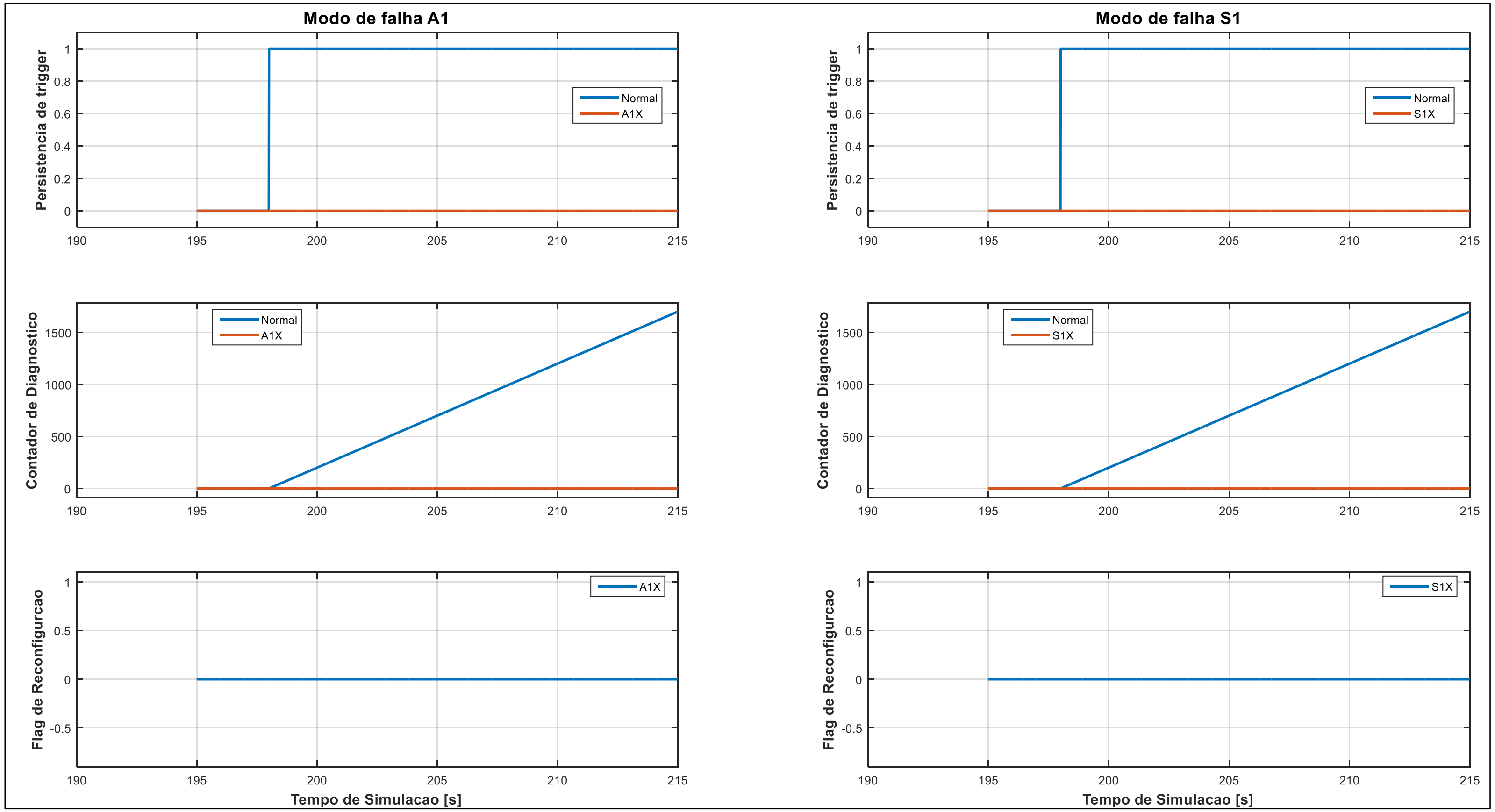


Figura 94 - Histórico da dinâmica de modo **Normal** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

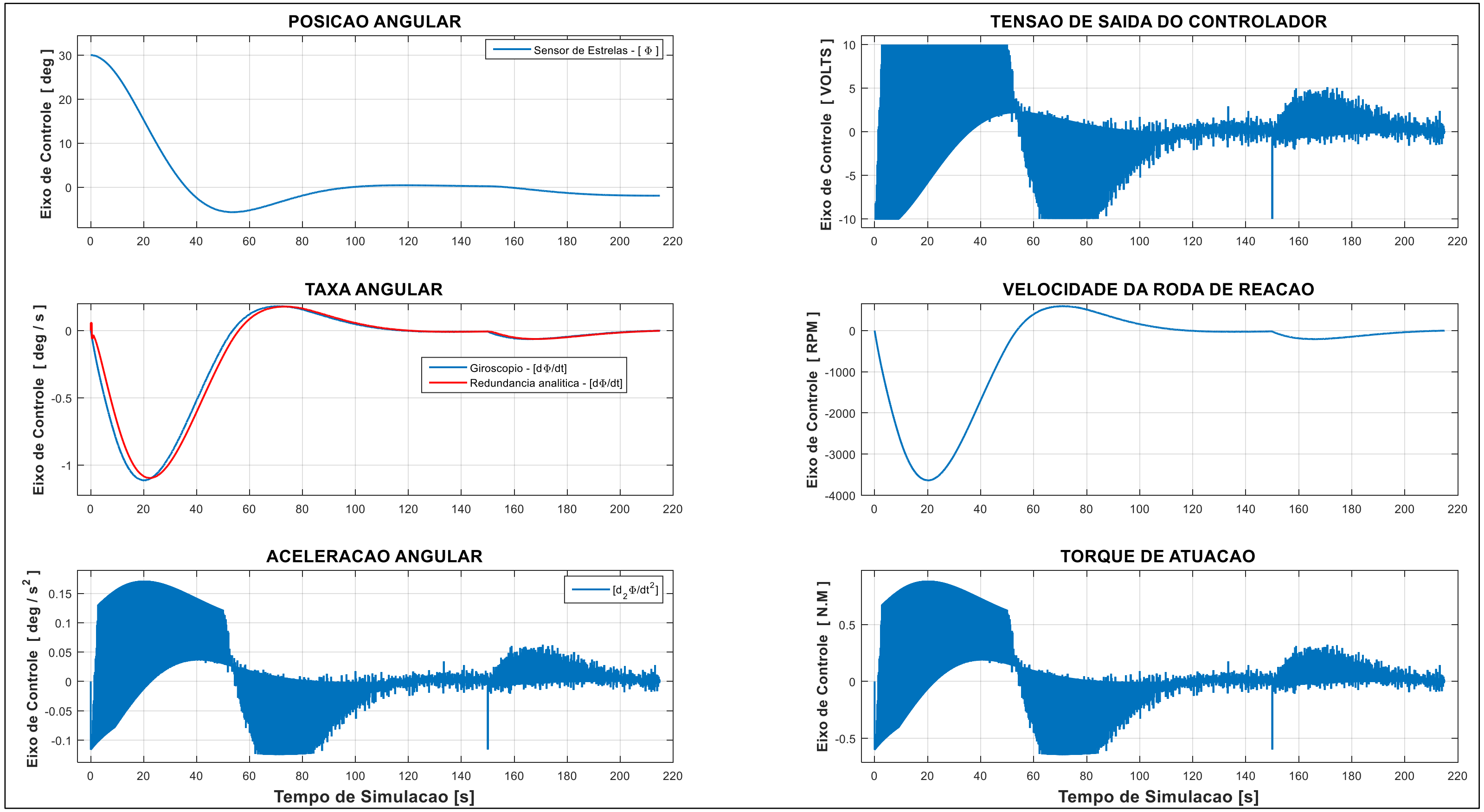


Figura 95 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **Normal** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

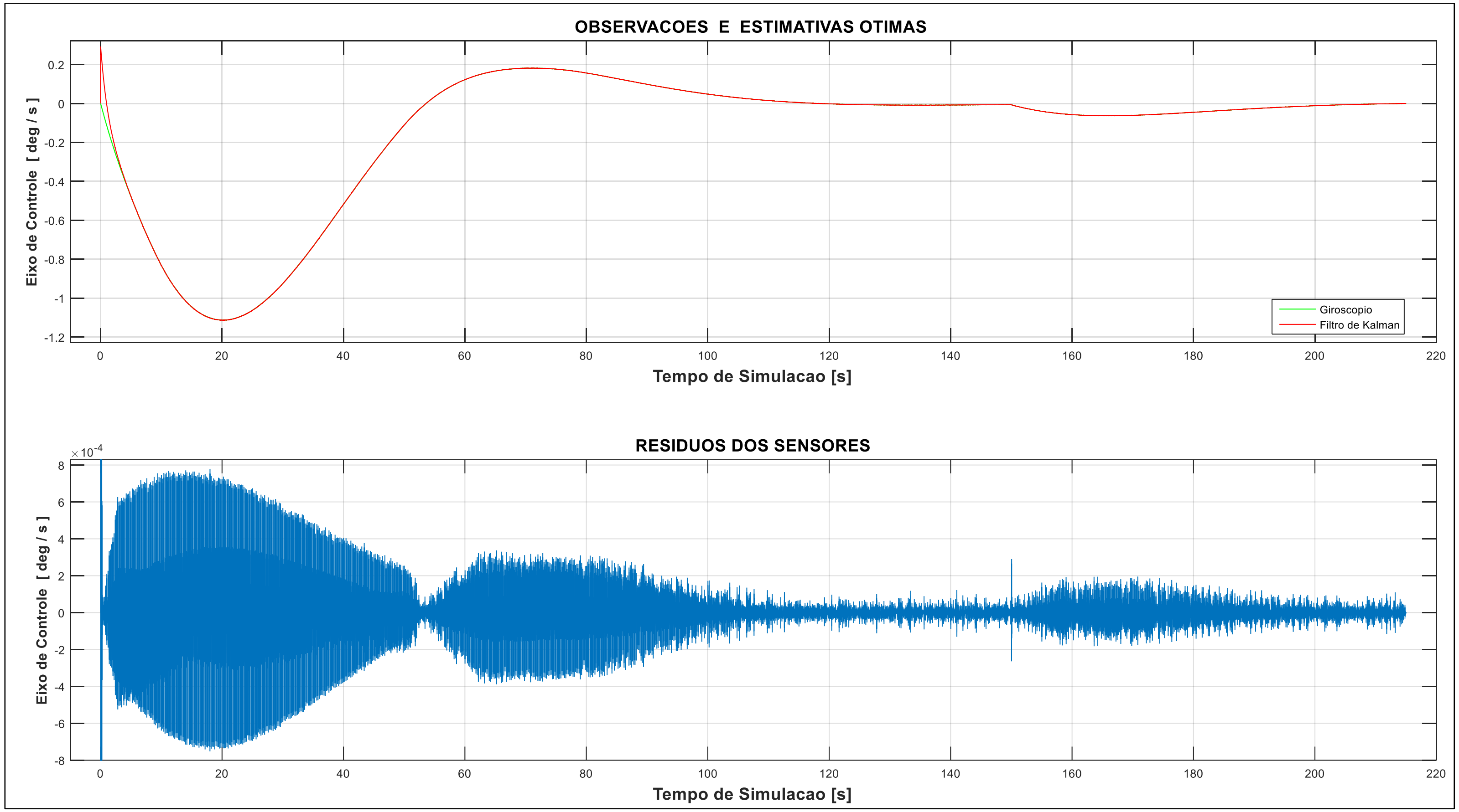


Figura 96 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo **Normal** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

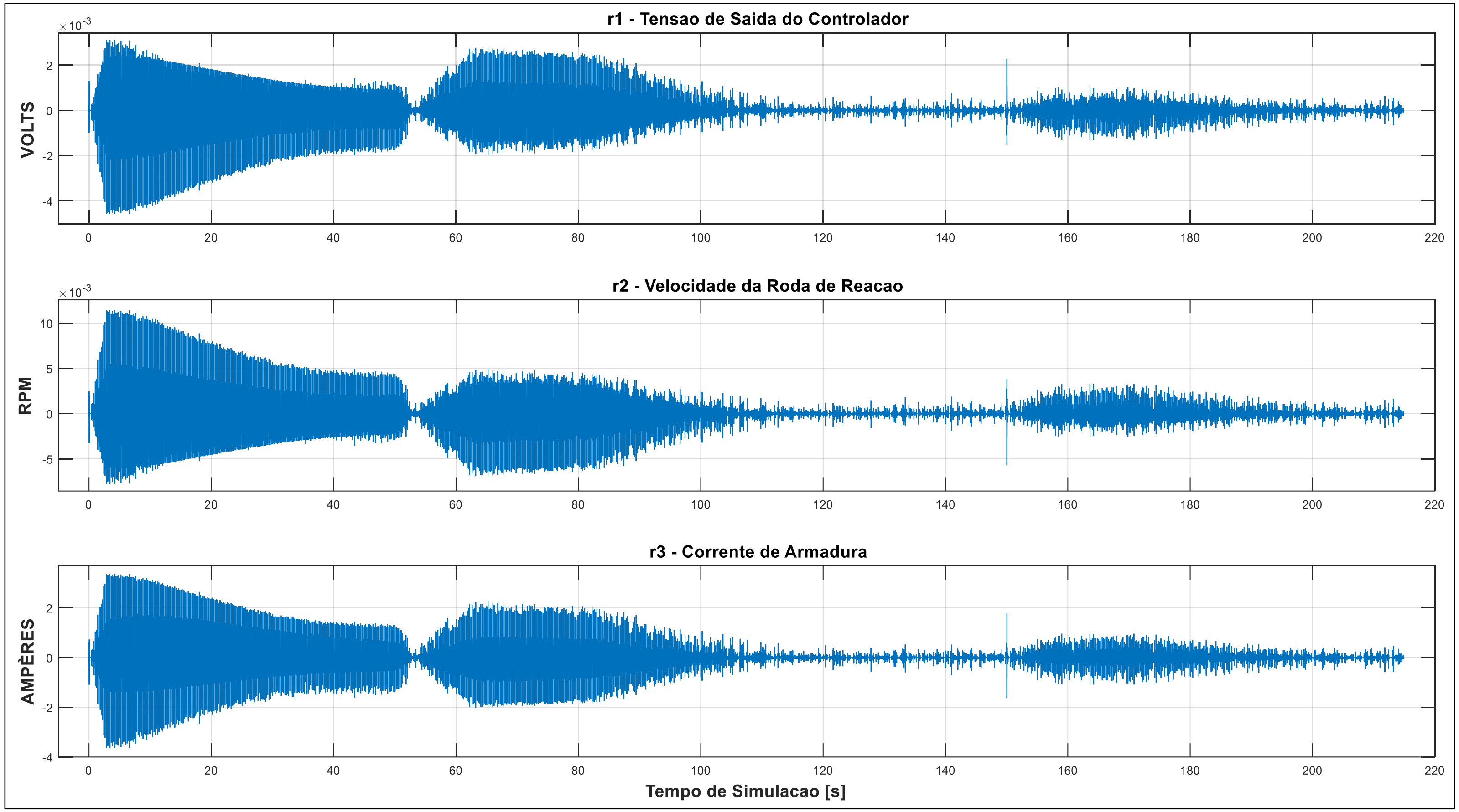


Figura 97 – Síntese de **FDD** em modo **Normal** para $R(t) = -2°$.

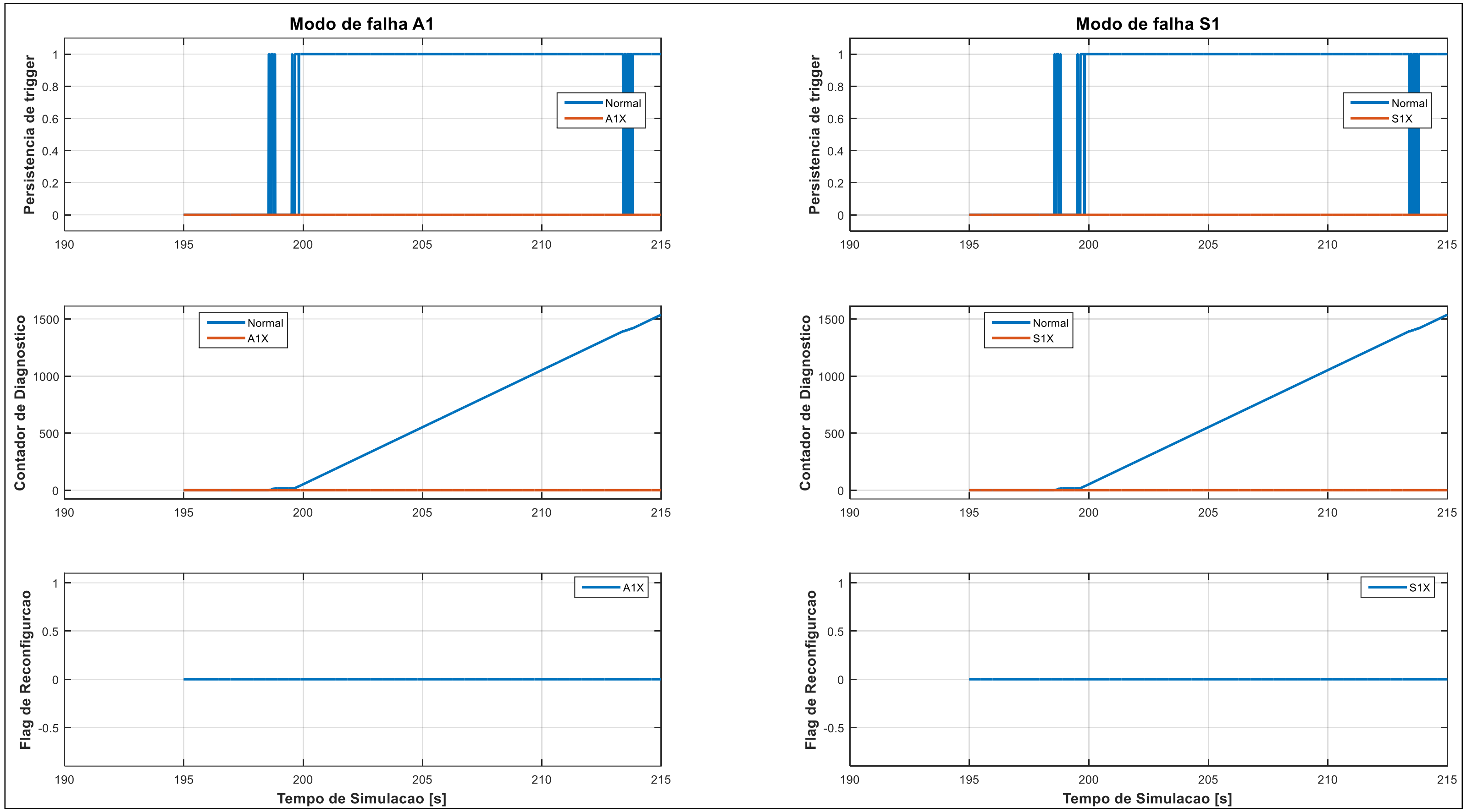


Figura 98 - Histórico da dinâmica de modo **Normal** ($R(t)=cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

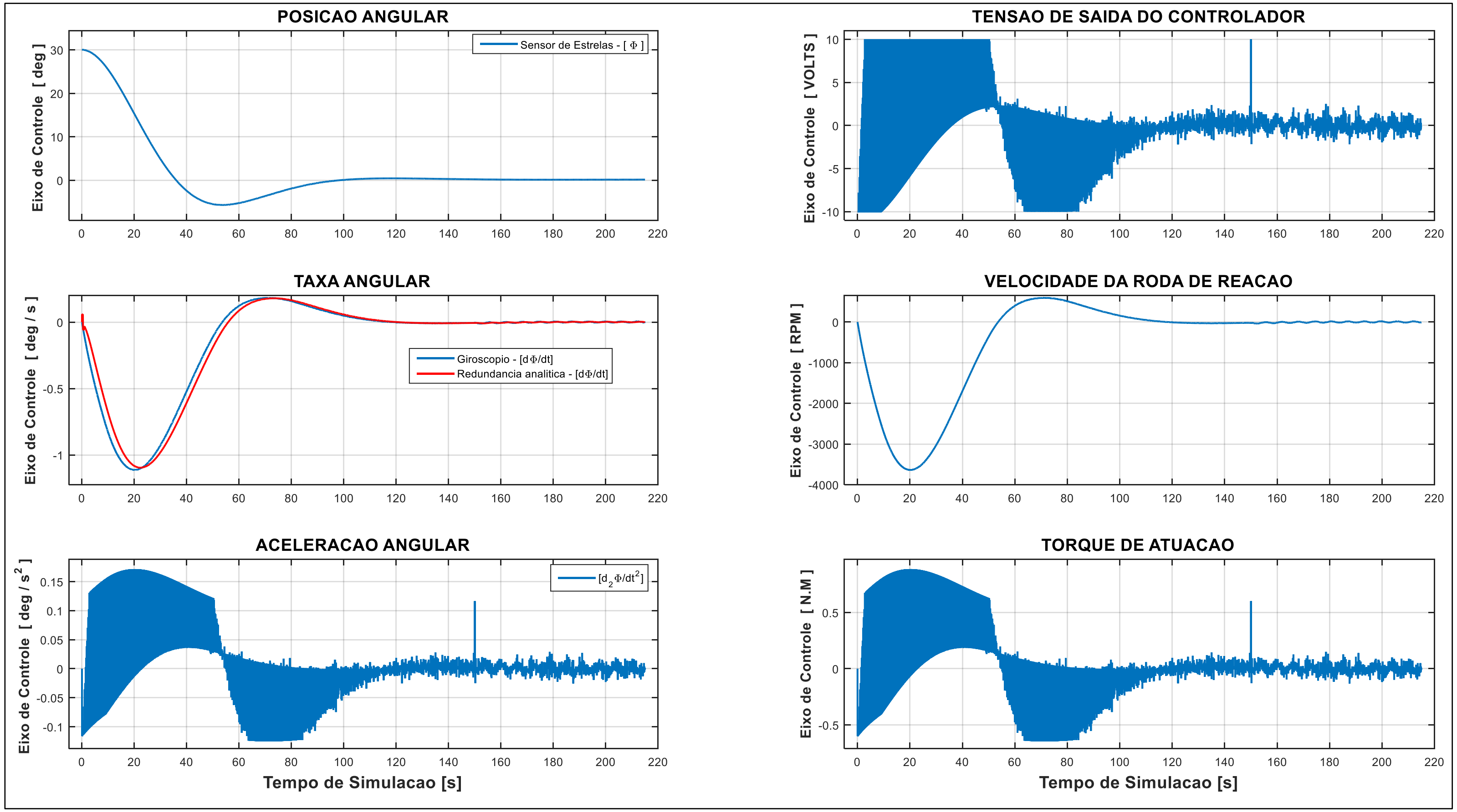


Figura 99 - Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **Normal** ($R(t) = cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

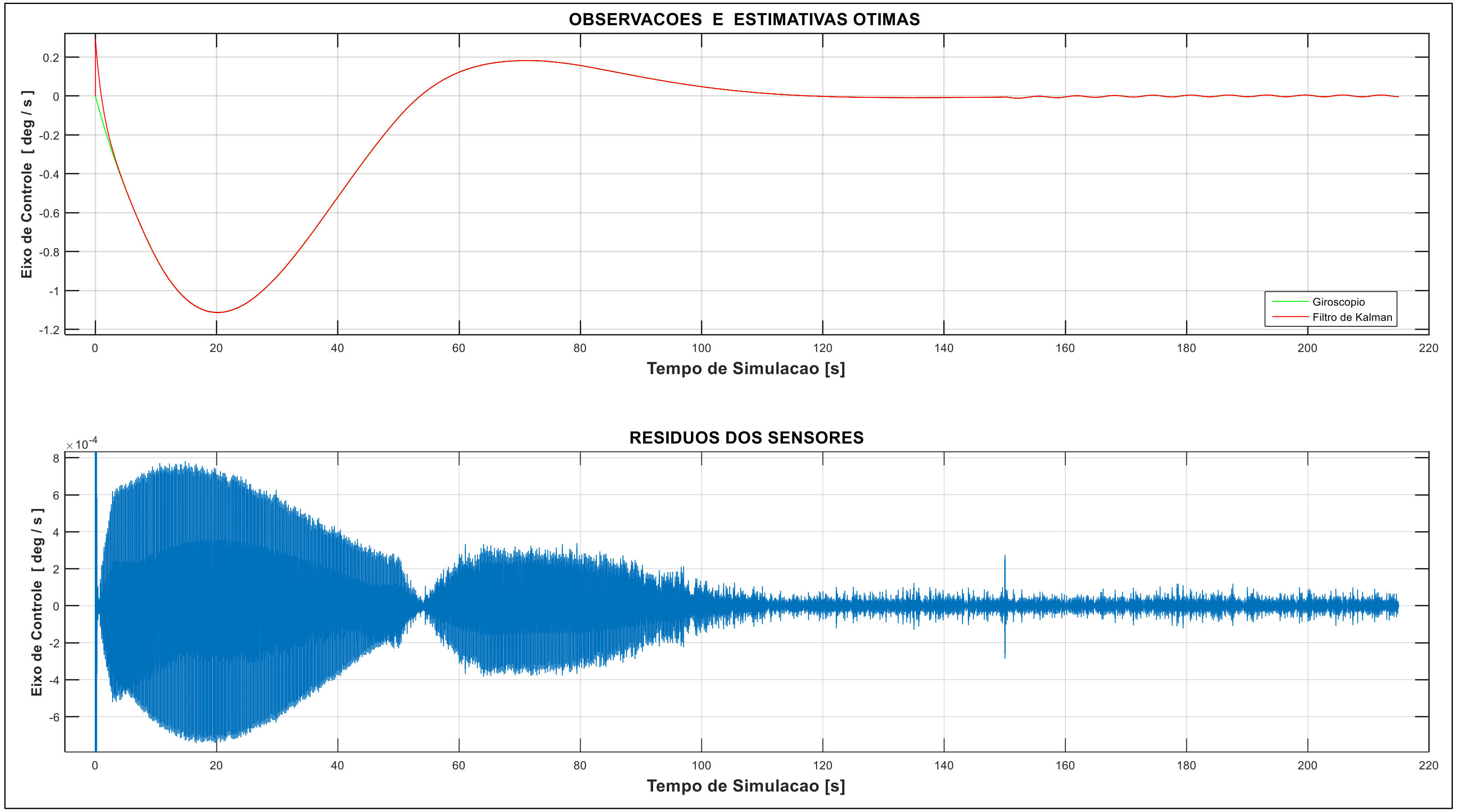


Figura 100 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo **Normal** ($R(t) = cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

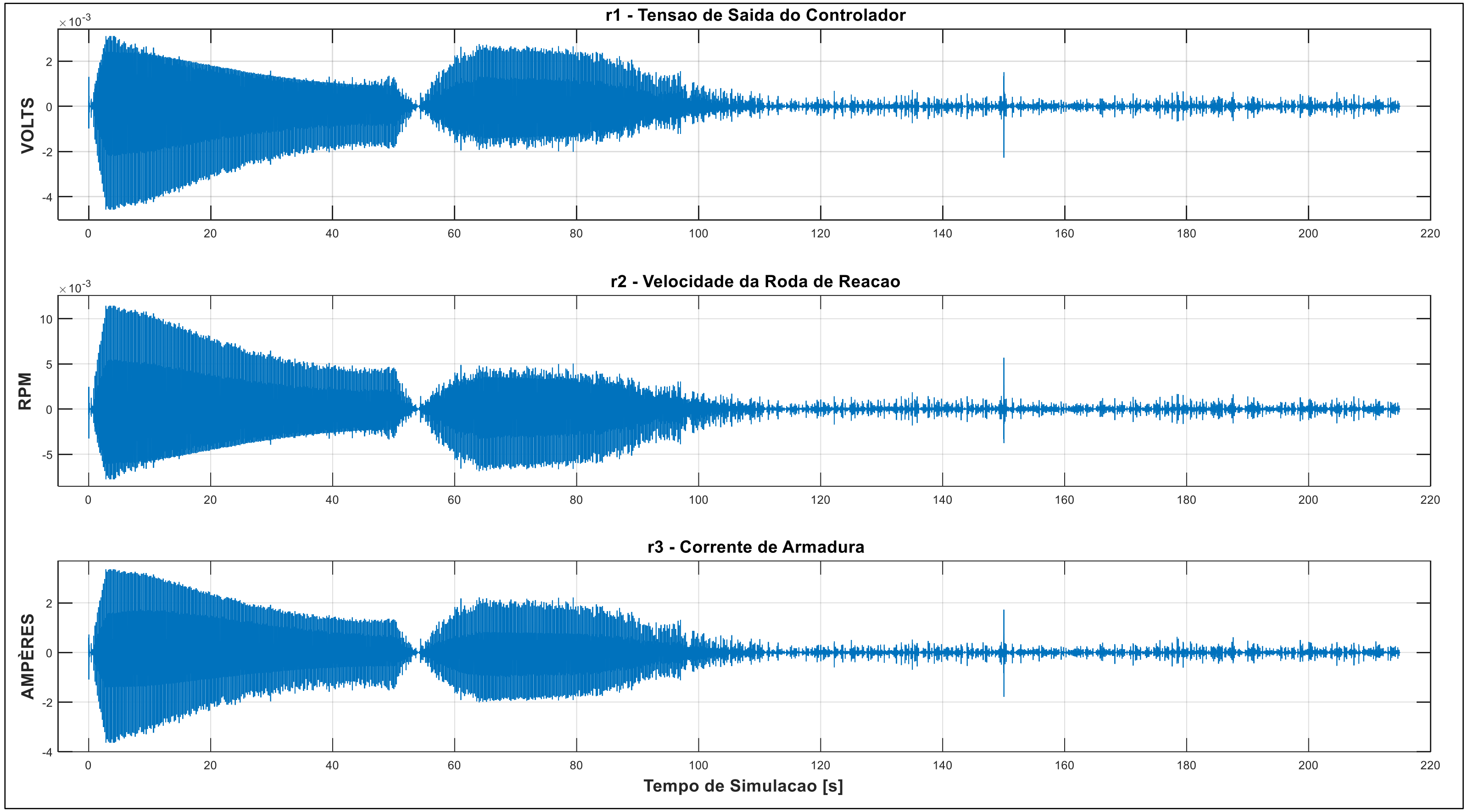
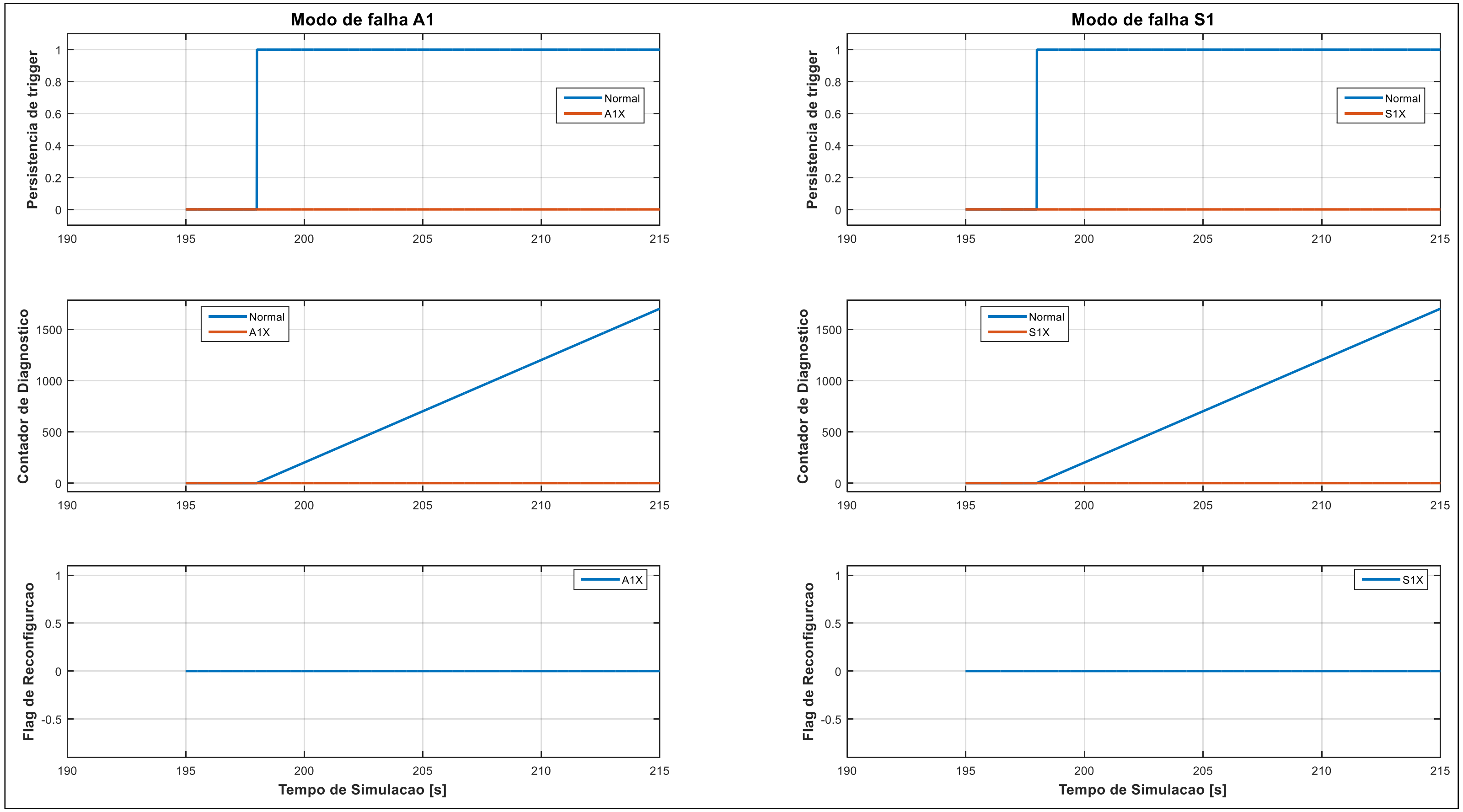


Figura 101 – Síntese de **FDD** para modo **Normal**, $R(t) = cos(\omega t)$.



5.4.4.2. Casos para Modo de Falha A1

O método apresentou-se consistente e as assinaturas suficientemente robustas para os casos estudados.

É importante chamar a atenção para o fato de que mediante a ocorrência de falhas, o horizonte para o diagnóstico deve ser limitado, uma vez que a dinâmica do sistema falhado, à medida que o mesmo evolui e a falha se propaga, deve/pode conter sinais cujos conteúdos são distintos daqueles então utilizados para compor o padrão das assinaturas.

No caso de $R(t)=0$ (Figura 102 a Figura 105), a indicação correta de modo **Normal** é consistente a partir de *t=198.01 s* até aproximadamente *t=200.1 s*, quando há a ocorrência de “0” para o nível lógico deste modo. Inicia-se então a fase de detecção, a qual dura até *t≈204 s*, quando passa a ocorrer a indicação de diagnóstico. Por sua vez, se estende por aproximadamente 5 (cinco) segundos, quando *t≈209 s*, até a perda de diagnóstico.

Essa perda é atribuída à evolução dos resíduos do sistema falhado, cujas potências espectrais passam a se localizar fora da região definida para as falhas. Não ocorrem – em nenhum dos casos a seguir – falsos alarmes para **A1** e **S1** para *t<200 s*, nem para o modo de falha **S1** para *t>200s*.

No caso de $R(t)=-2\ [^\circ]$ (Figura 106 a Figura 109), mediante a inspeção dos gráficos, conclui-se que os resultados obtidos são suficientemente semelhantes aos de $R(t)=0$. São tomadas como válidas também para este caso as conclusões anteriores, relativas ao modo **Normal** (antes de a falha acontecer).

No caso de $R(t)=cos(t)$ (Figura 110 a Figura 113), mediante a inspeção dos gráficos, conclui-se que os resultados obtidos são suficientemente semelhantes aos de $R(t)=0$. Notavelmente, neste caso houve a maior taxa de persistência da indicação de diagnóstico da falha **A1.** São tomadas como válidas também para este caso as conclusões anteriores, relativas ao modo **Normal** (antes de a falha acontecer).

Figura 102 - Histórico da dinâmica de modo de falha **A1** ($R(t)=0$), **1-DOF** com ruído.

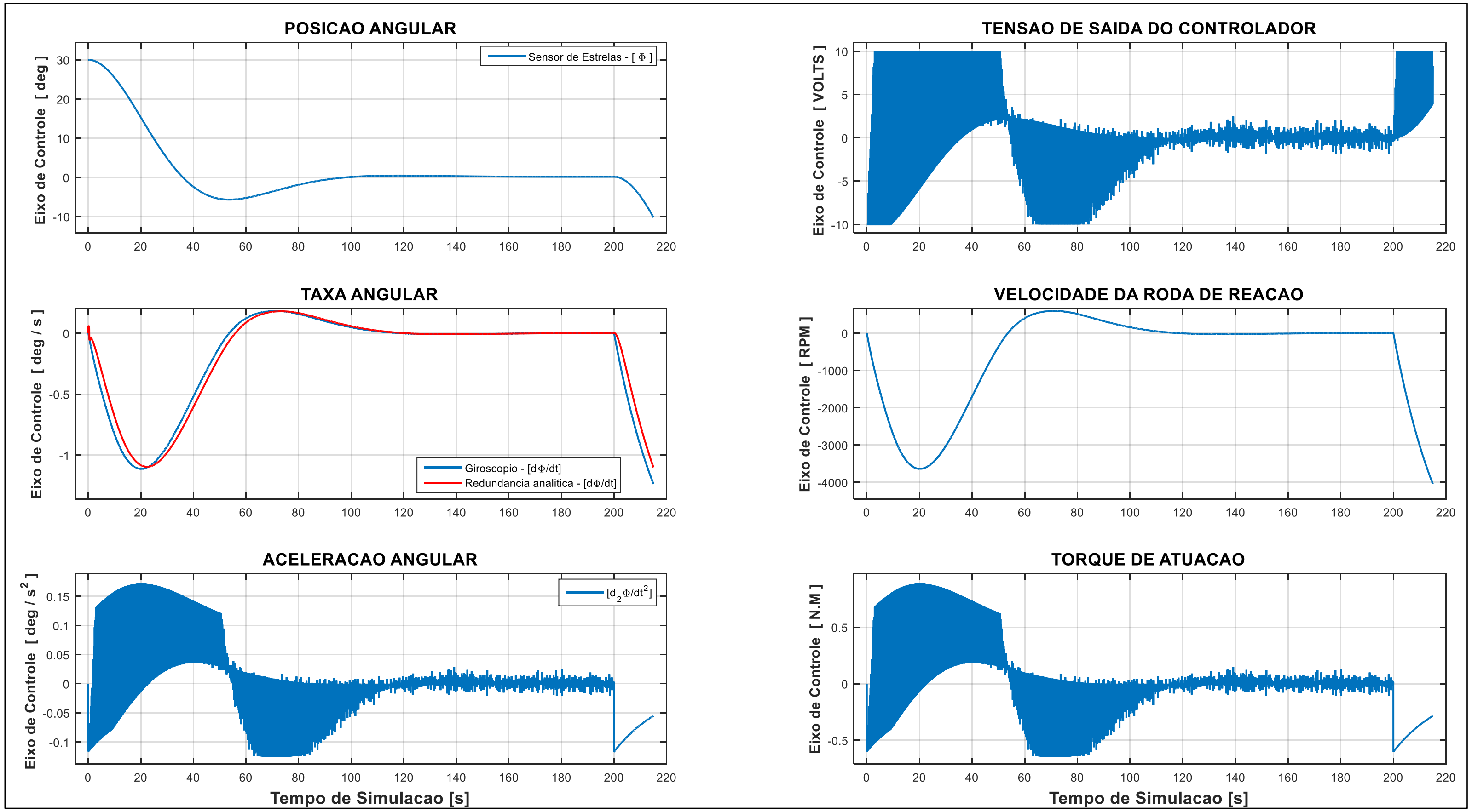


Figura 103 - Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo de falha **A1** ($R(t)=0$), **1-DOF** com ruído.

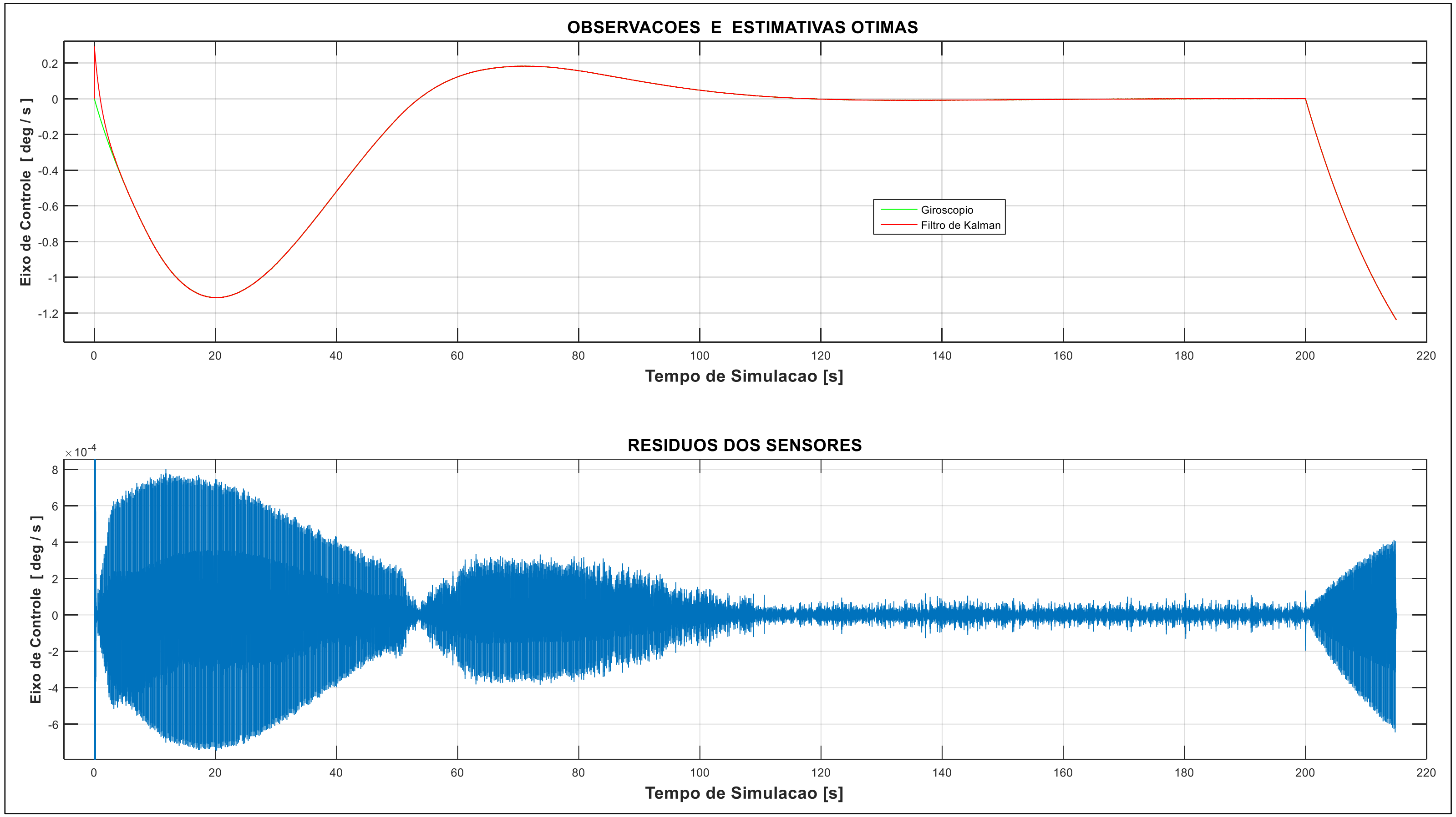


Figura 104 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **A1** ($R(t)=0$), **1-DOF** com ruído.

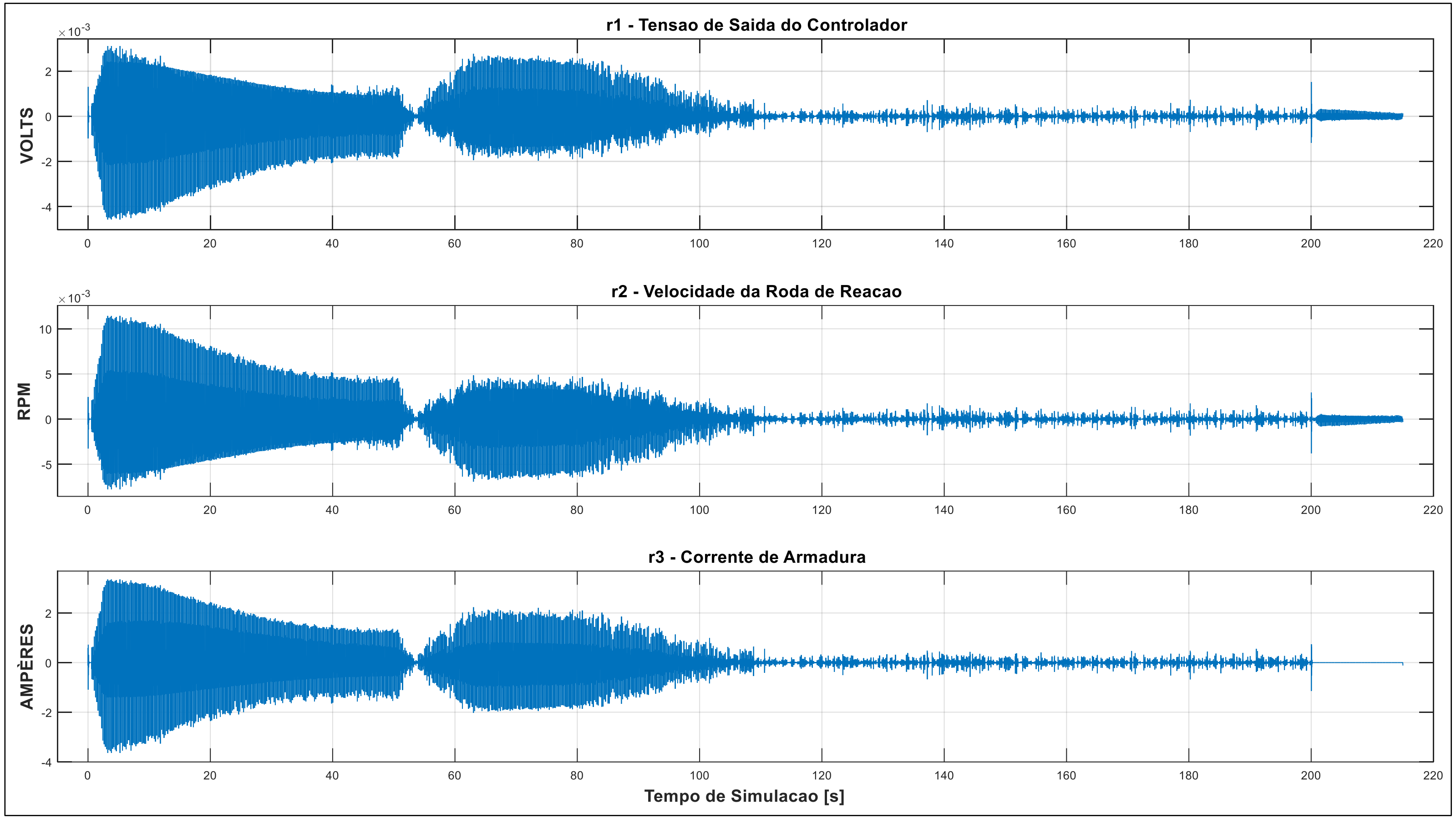


Figura 105 – Síntese de **FDD** para modo de falha **A1**, $R(t)=0$.

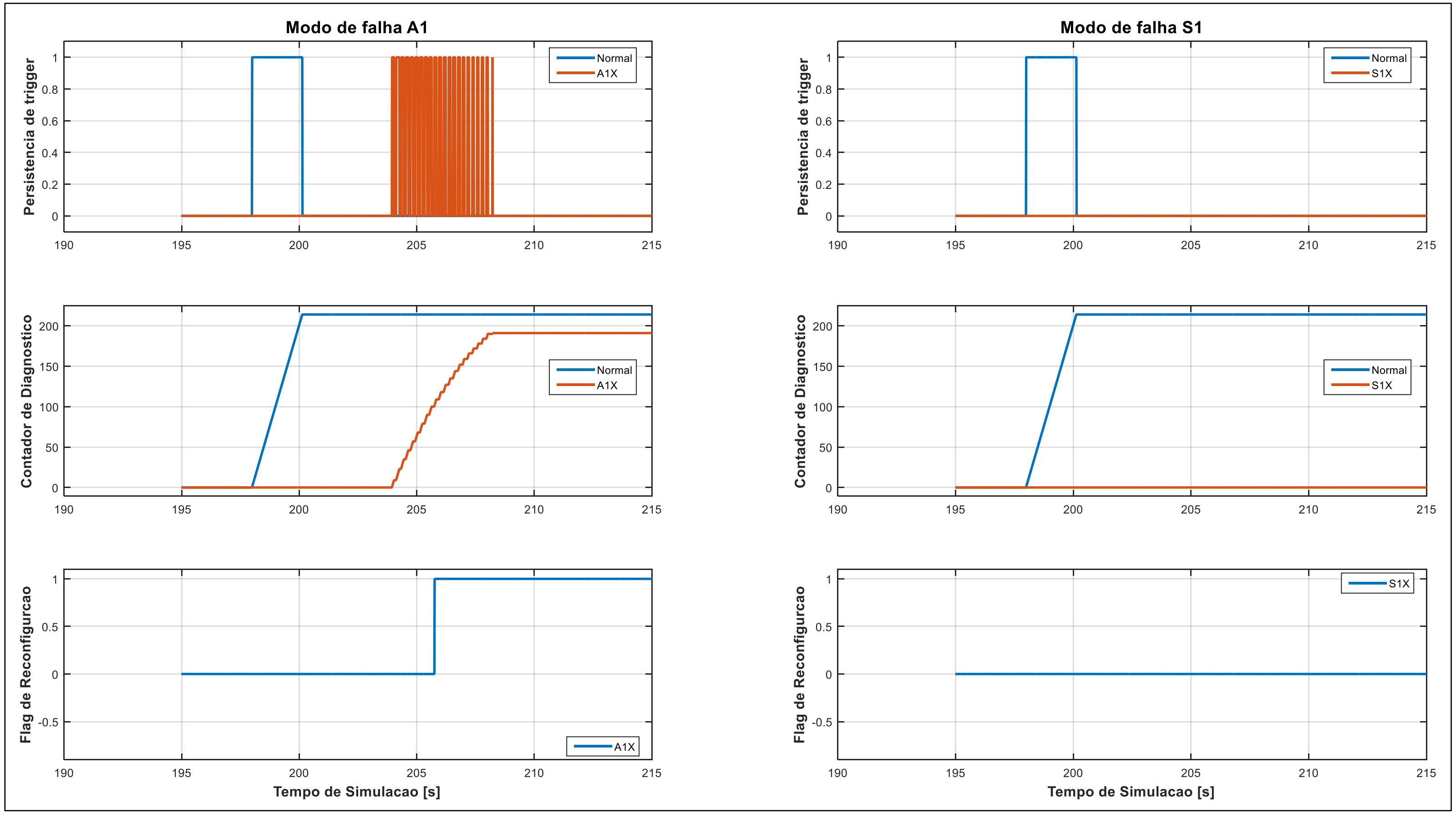


Figura 106 - Histórico da dinâmica de modo de falha **S1** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

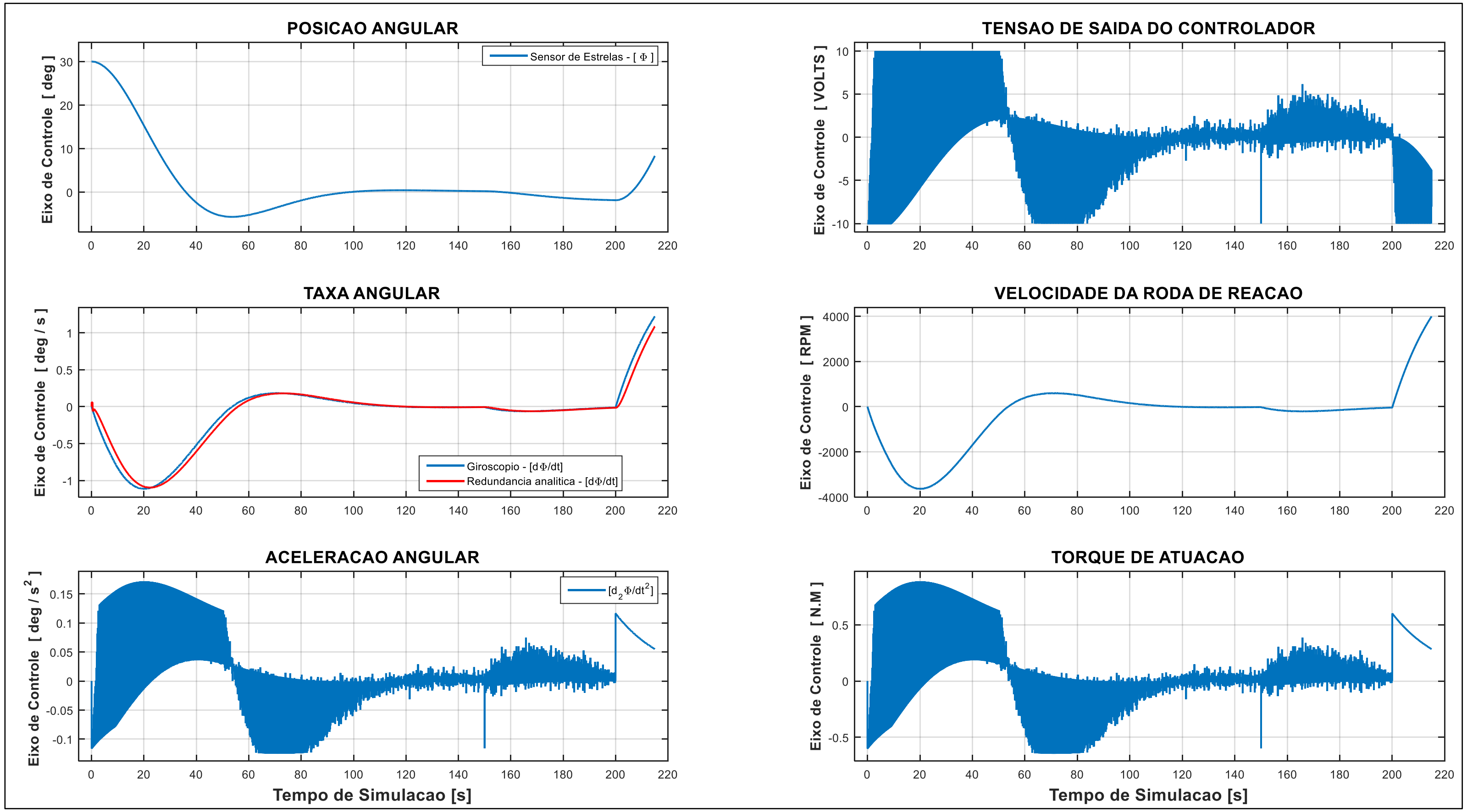


Figura 107 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **A1** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

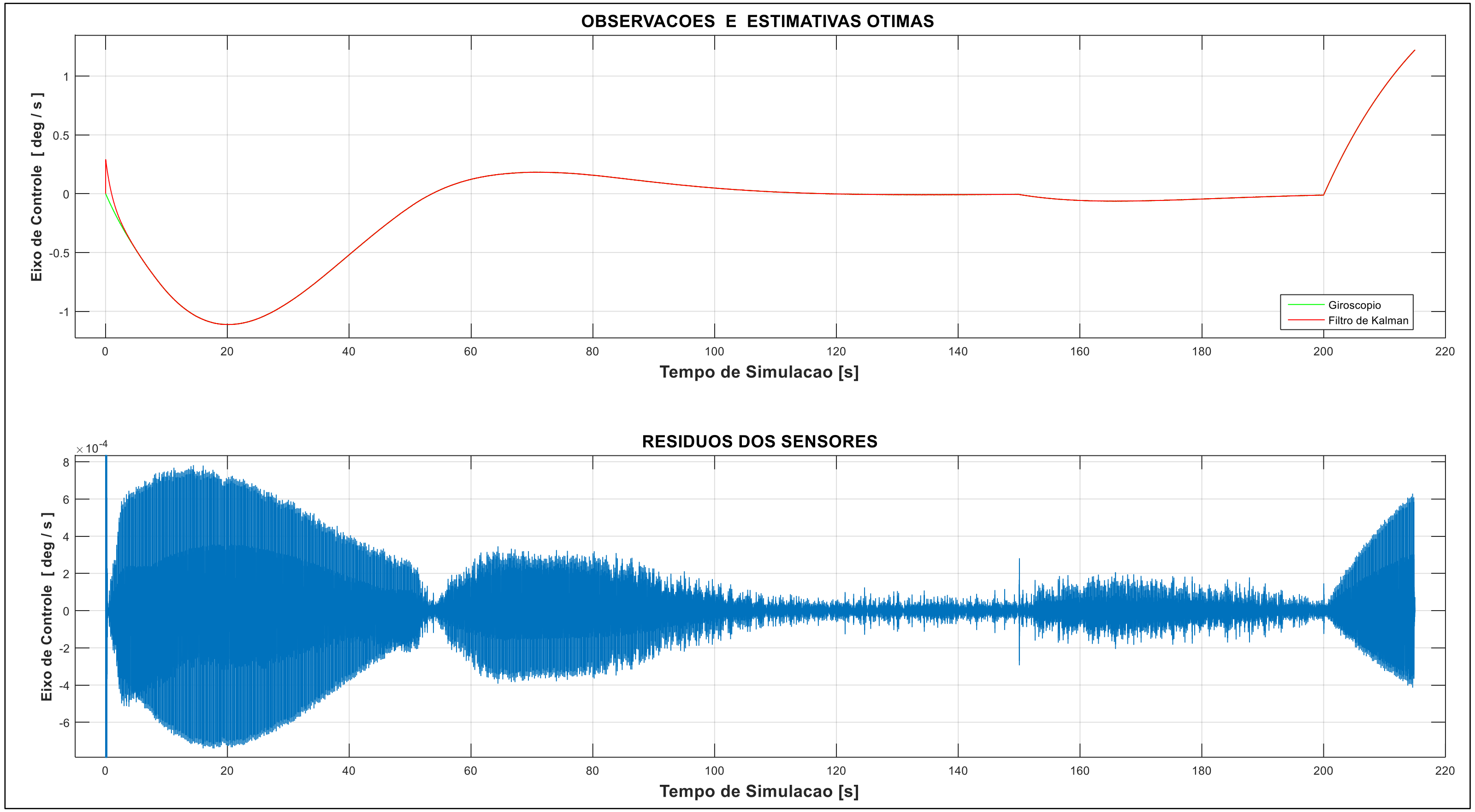


Figura 108 – Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **A1**, $R(t) = -2°$.

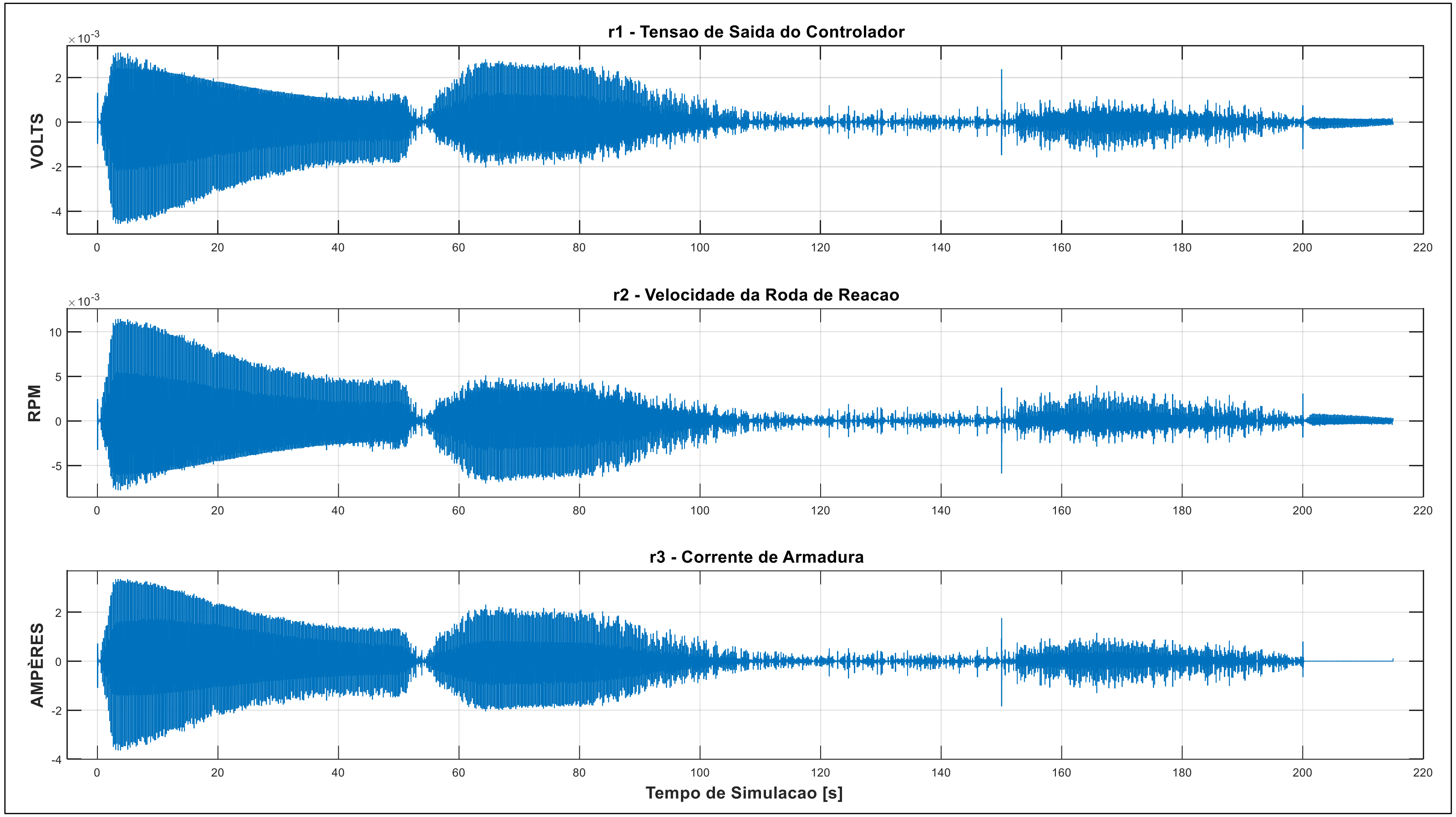


Figura 109 – Síntese de **FDD** para modo de falha **A1**, $R(t) = -2°$.

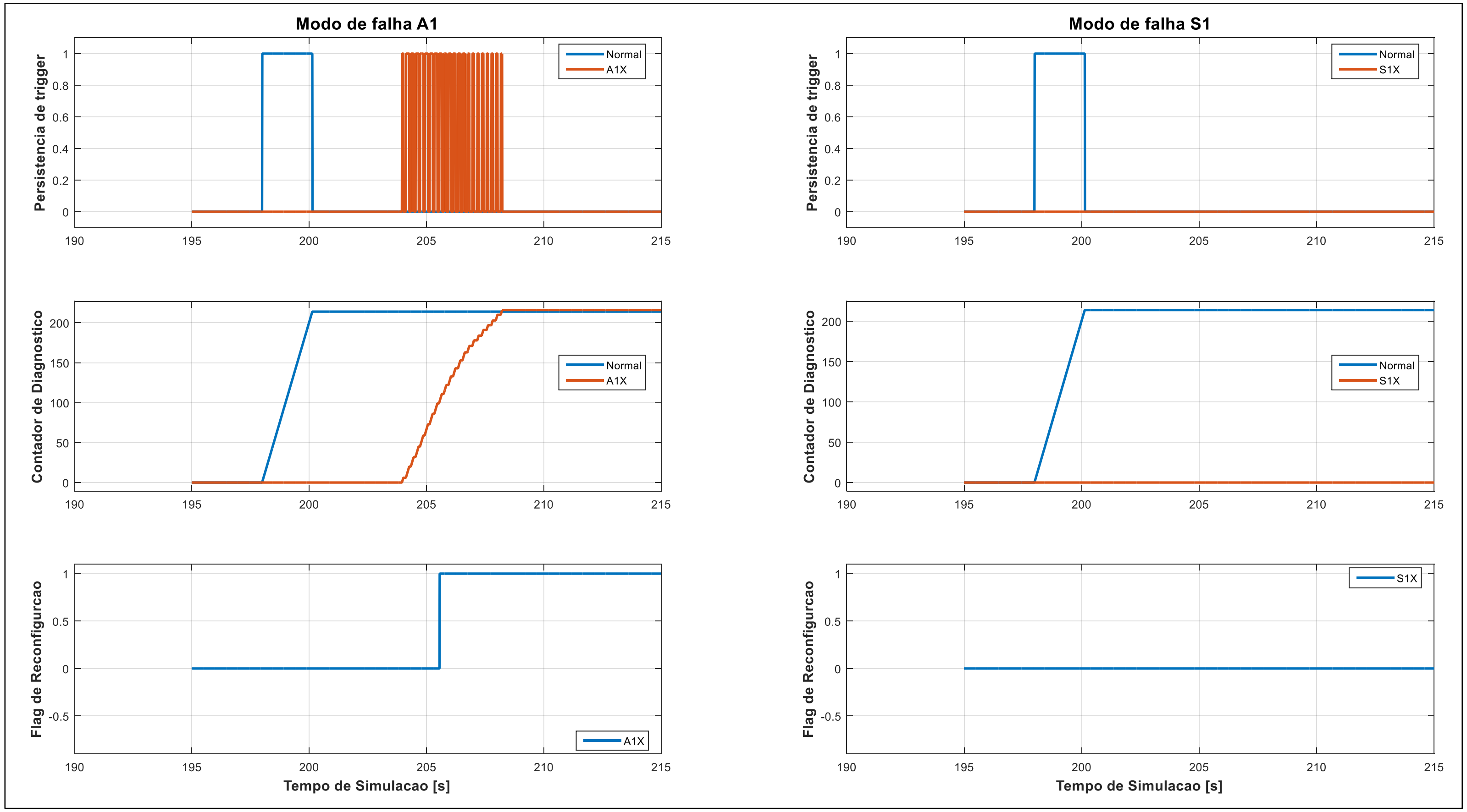


Figura 110 - Histórico da dinâmica de modo de falha **A1** ($R(t)=cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

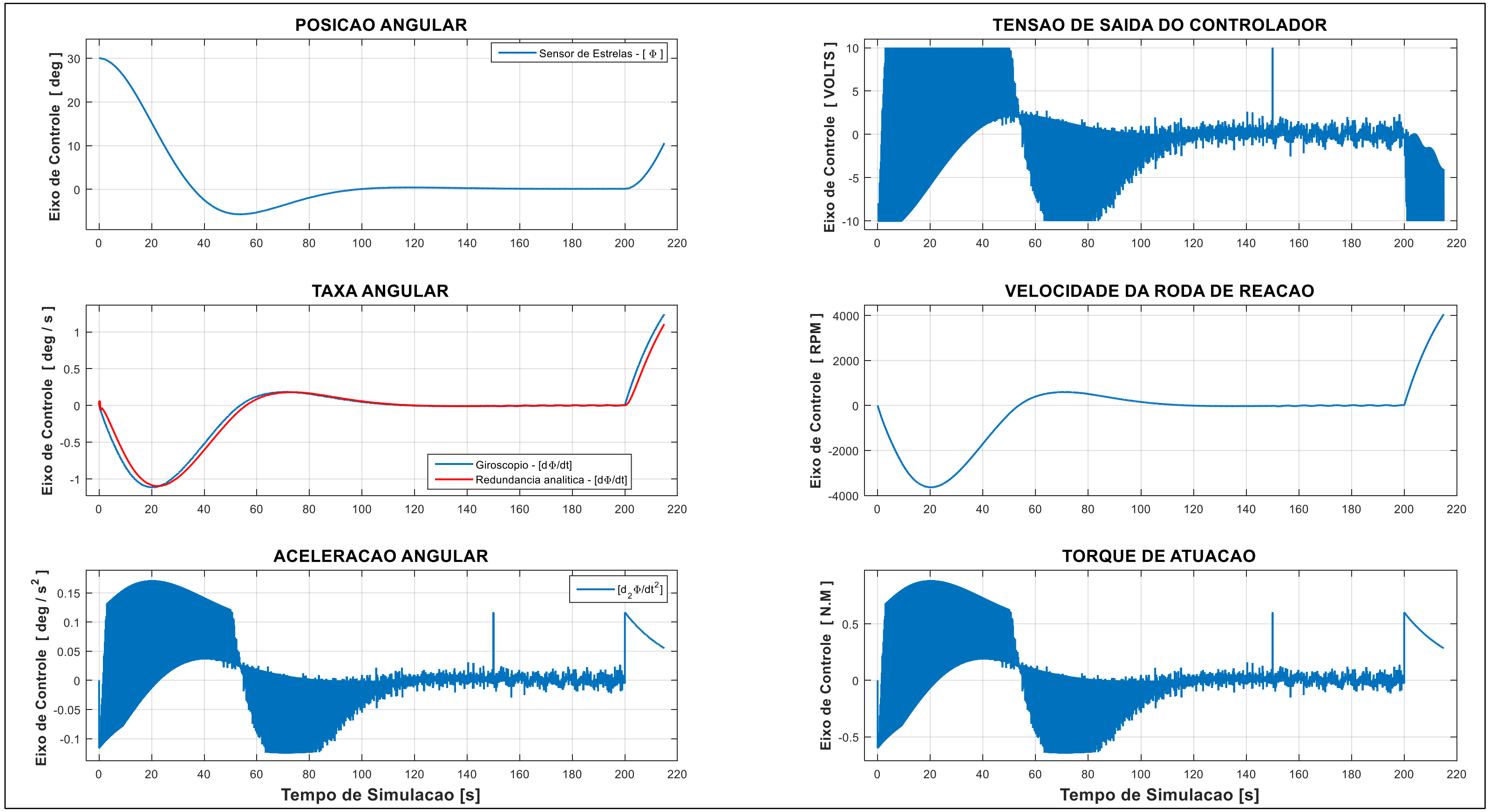


Figura 111 - Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **A1** ($R(t) = cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

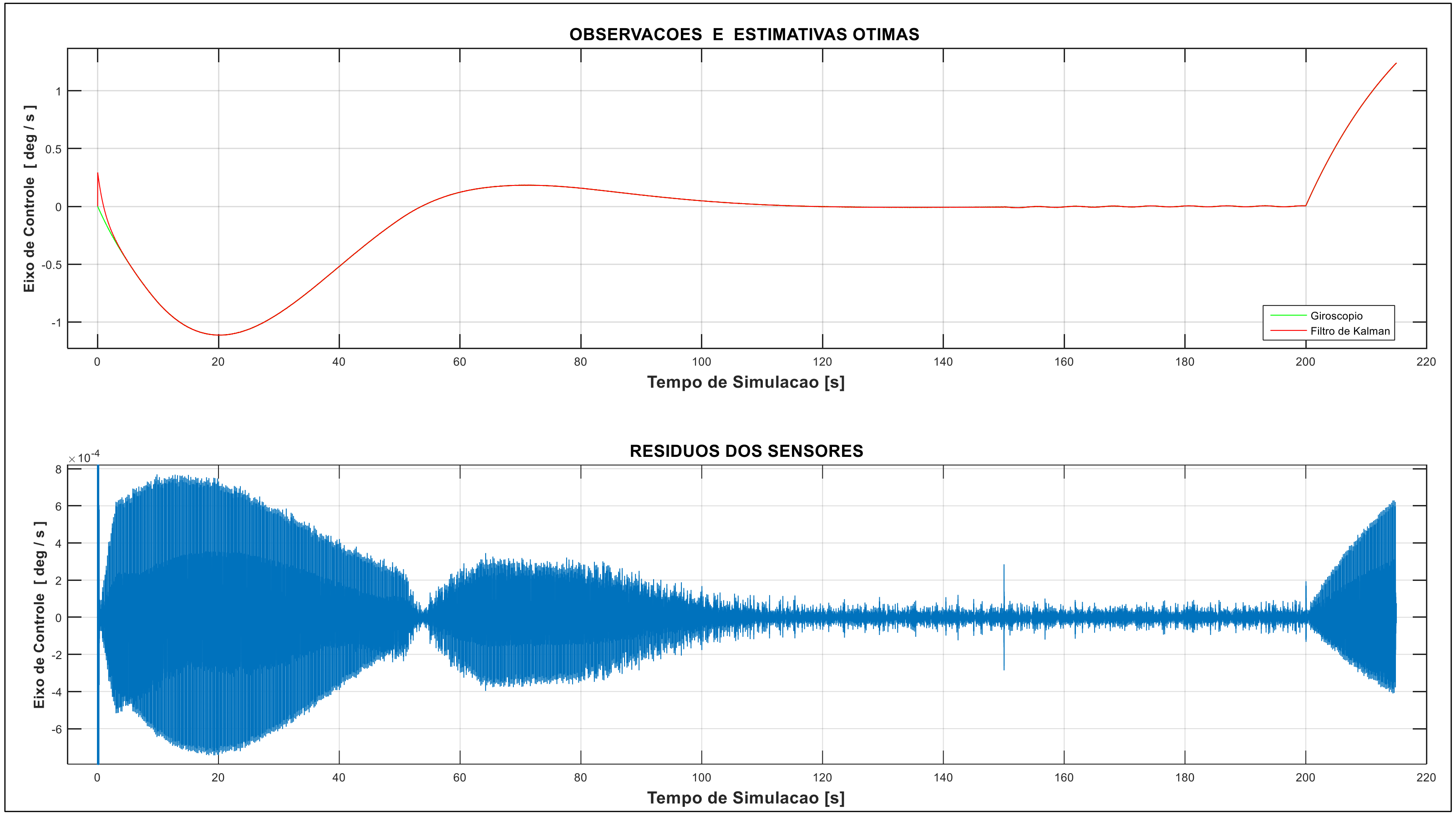


Figura 112 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **A1** ($R(t) = cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

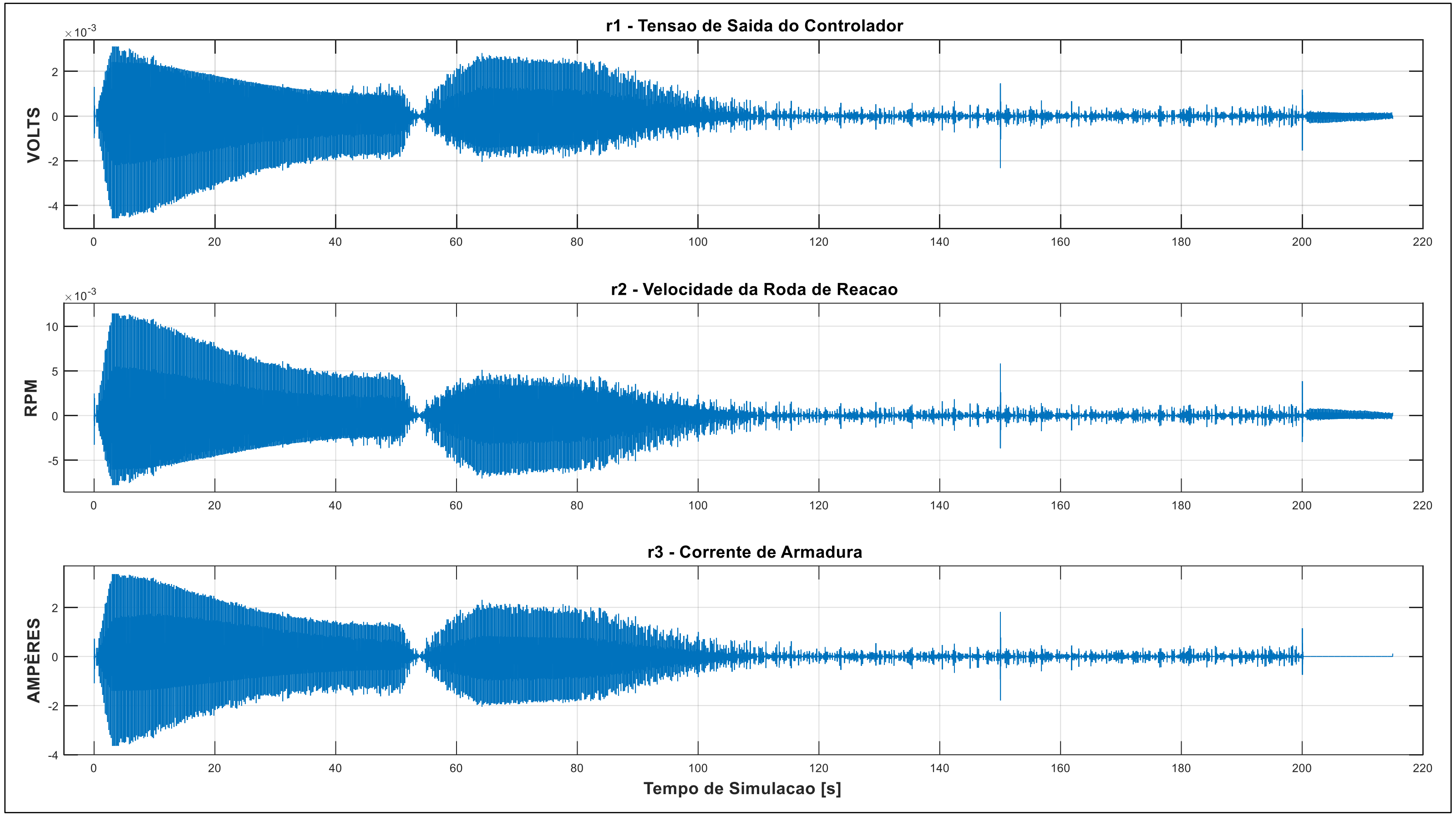
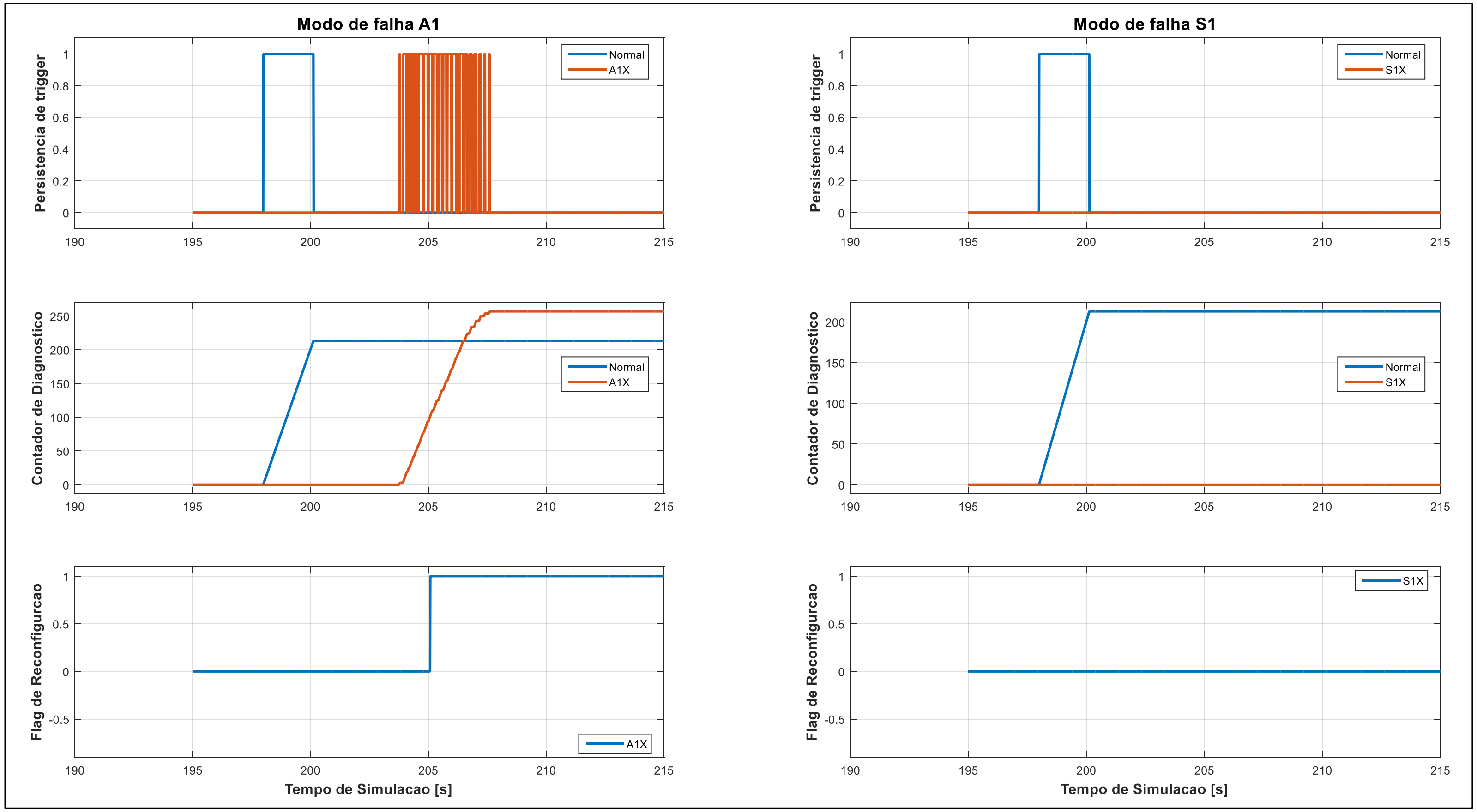


Figura 113 – Síntese de **FDD** para modo de falha **A1**, $R(t) = cos(\omega t)$.



5.4.4.3. Casos para Modo de Falha S1

O método apresentou-se consistente e as assinaturas suficientemente robustas para os casos estudados.

No caso de $R(t)=0$ (Figura 114 a Figura 117), a indicação correta de modo **Normal** é consistente a partir de *t=198.01 s* até aproximadamente *t=200.1 s*, quando há a ocorrência de “0” para o nível lógico deste modo. Inicia-se então a fase de detecção, a qual dura até aproximadamente *t=202 s*, quando passa a ocorrer a indicação de diagnóstico. Por sua vez, este persiste até o fim da simulação apresentada.

Não ocorrem – em nenhum dos casos a seguir – falsos alarmes para **A1** e **S1** para *t<200 s*, nem para o modo de falha **A1** para *t>200s*.

No caso de $R(t)=-2\ [°]$ (Figura 118 a Figura 121), mediante a inspeção dos gráficos, conclui-se que os resultados obtidos são suficientemente semelhantes aos de $R(t)=0$. São tomadas como válidas também para este caso as conclusões anteriores, relativas ao modo **Normal**.

No caso de $R(t)=cos(t)$ (Figura 122 a Figura 125), mediante a inspeção dos gráficos, conclui-se que os resultados obtidos são suficientemente semelhantes aos de $R(t)=0$. São tomadas como válidas também para este caso as conclusões anteriores, relativas ao modo **Normal**.

Figura 114 - Histórico da dinâmica de modo de falha **S1** ($R(t)=0$), **1-DOF** com ruído.

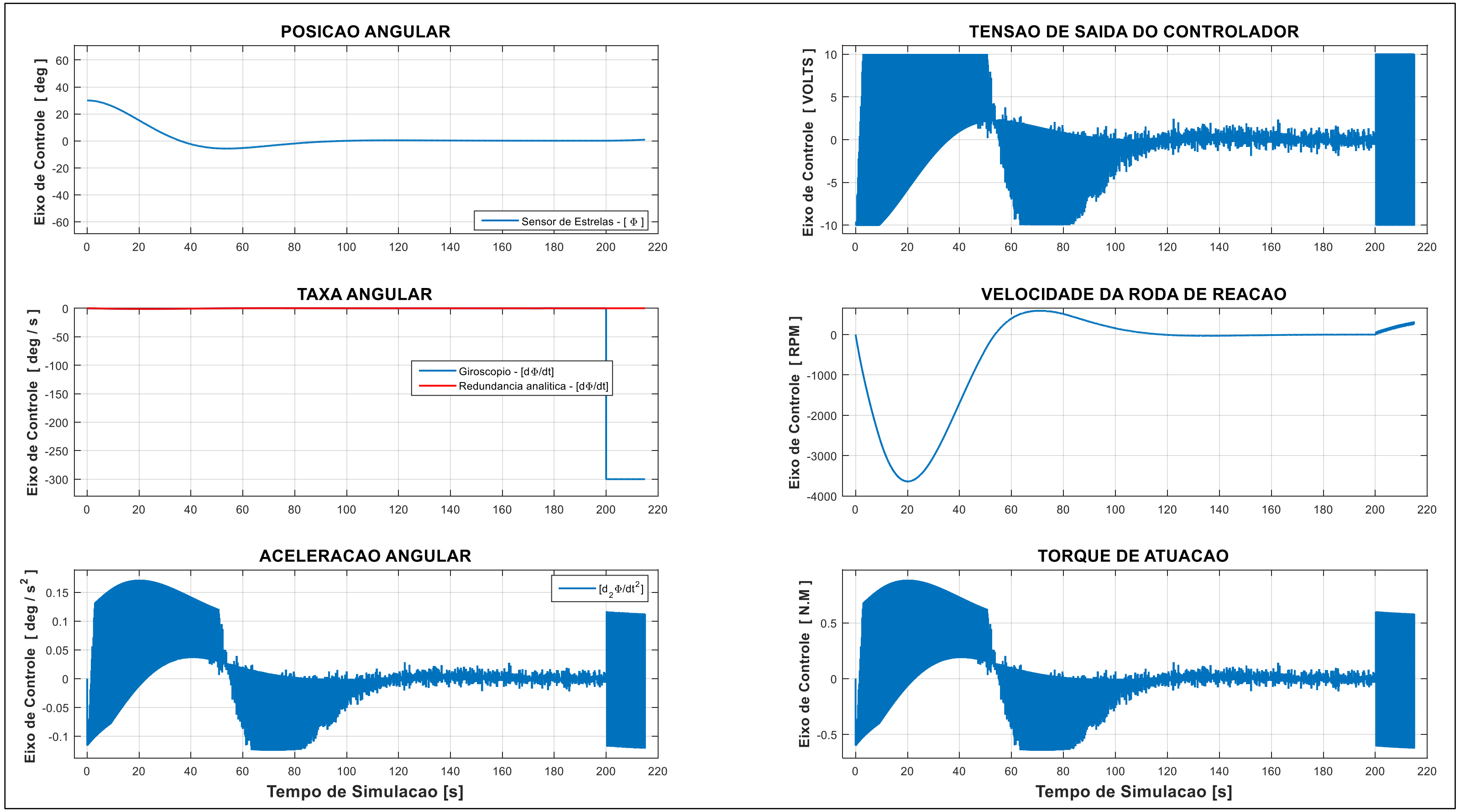


Figura 115 - Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo de falha **S1** ($R(t)=0$), **1-DOF** com ruído.

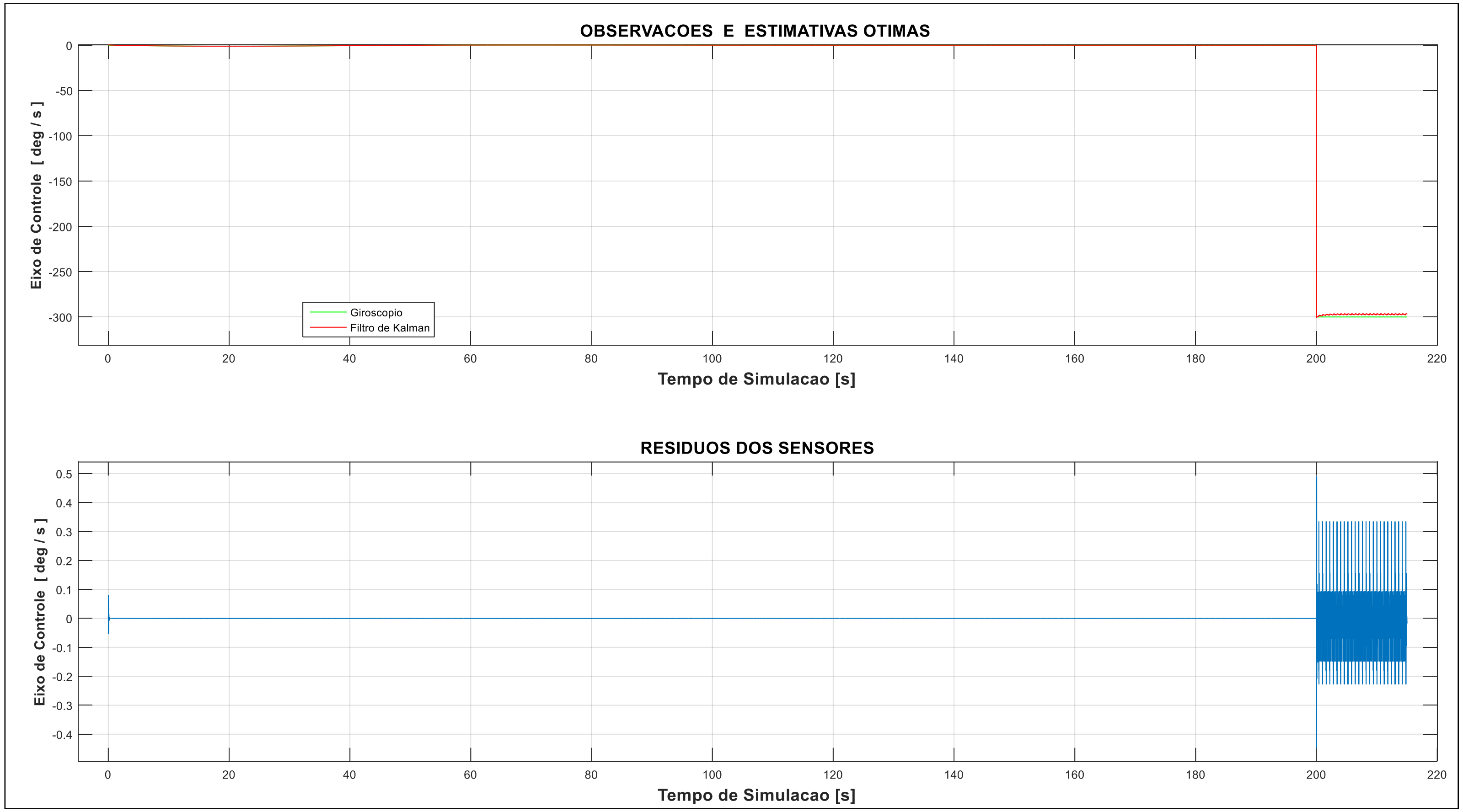


Figura 116 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **S1** ($R(t)=0$), **1-DOF** com ruído.

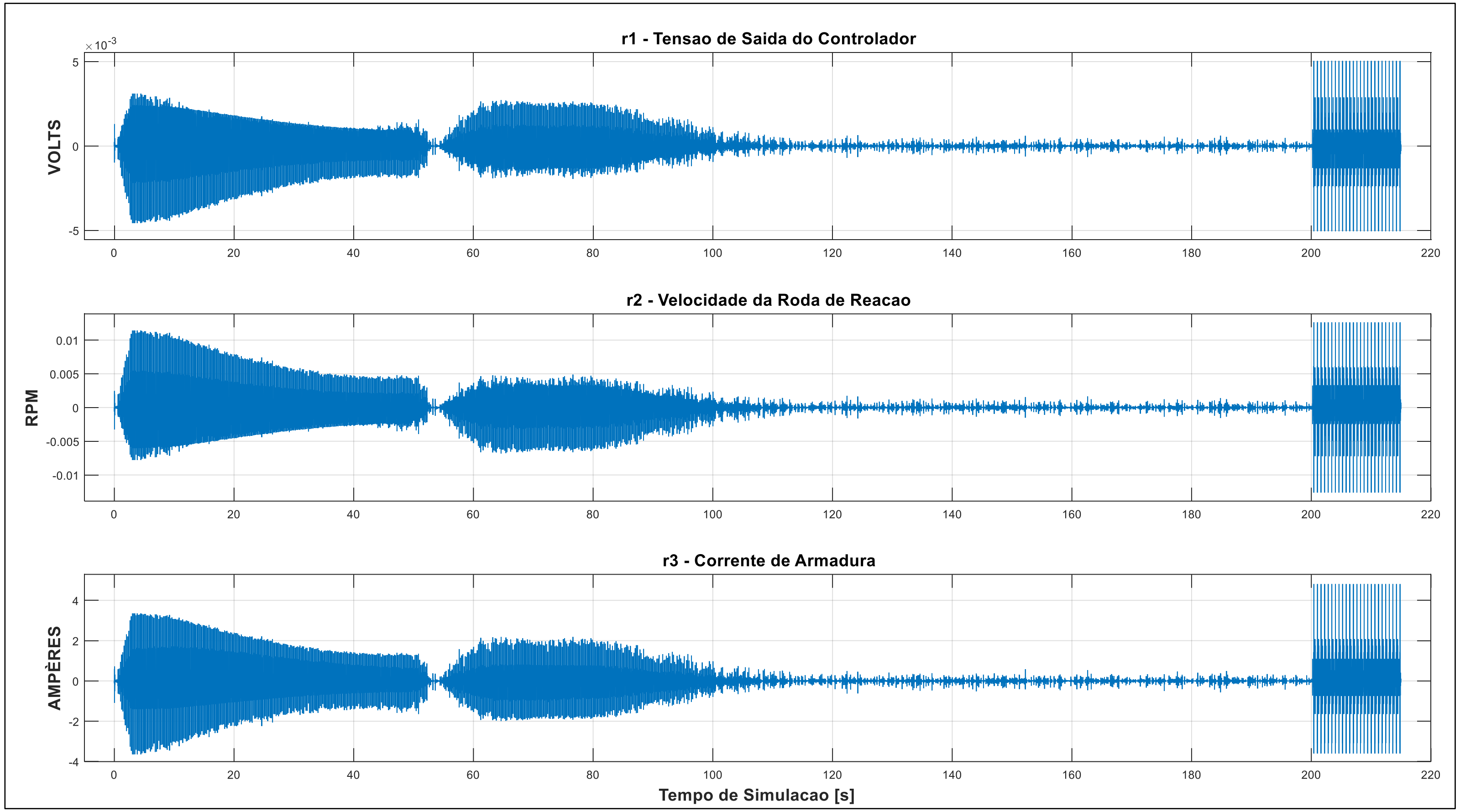


Figura 117 – Síntese de **FDD** para modo de falha **S1**, $R(t)=0$.

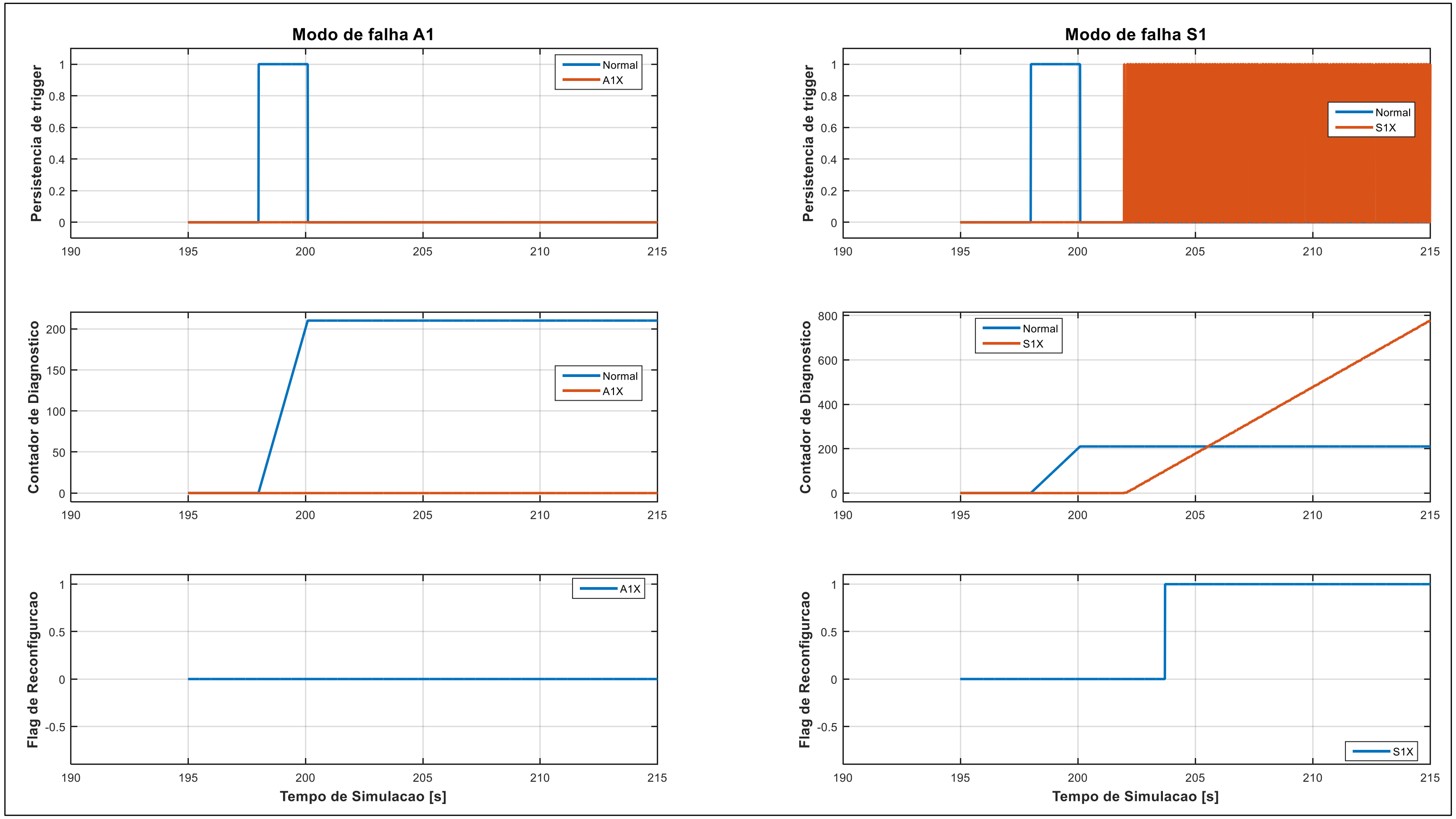


Figura 118 - Histórico da dinâmica de modo de falha **S1** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

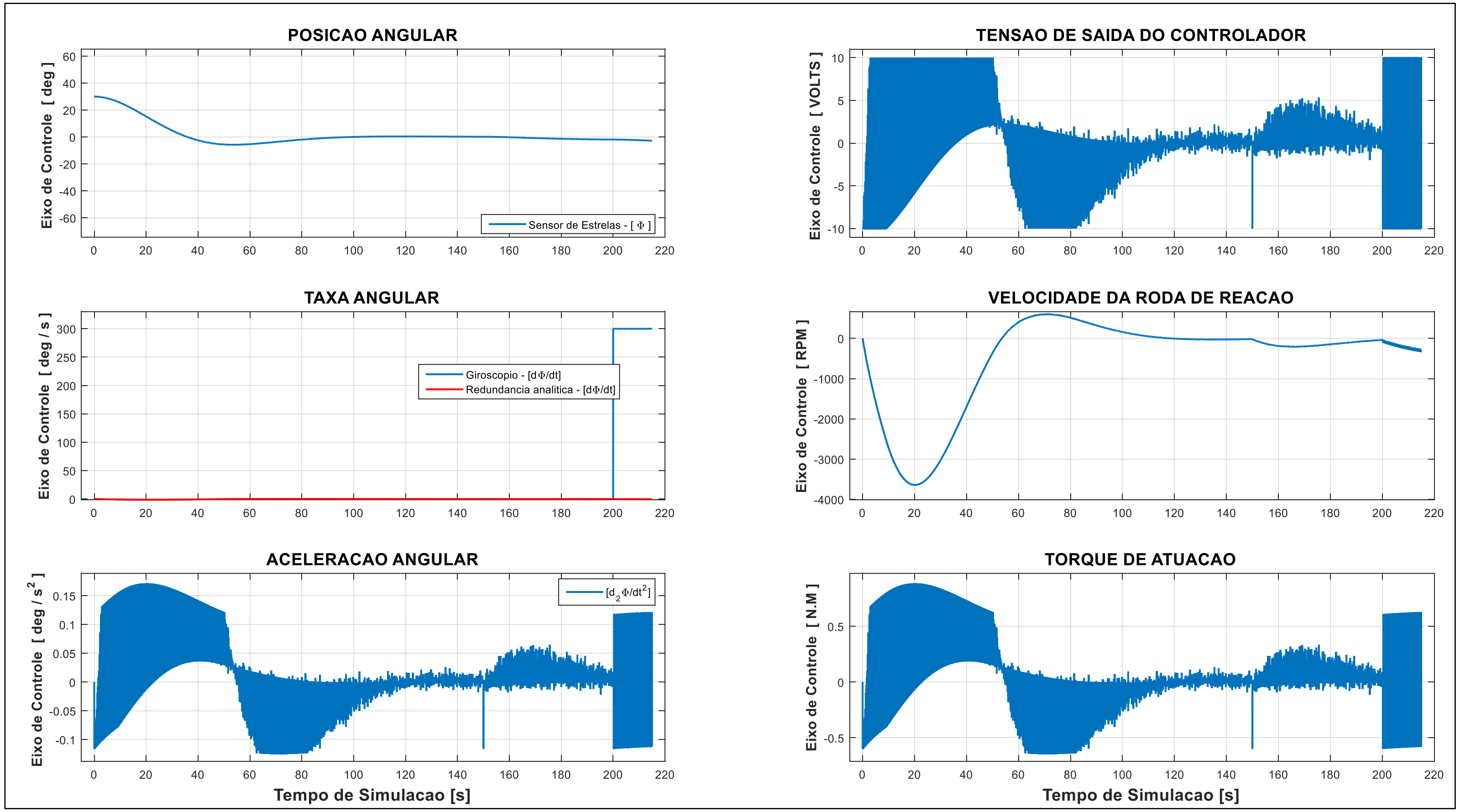


Figura 119 – Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **S1** ($R(t) = -2°$), **1-DOF** com ruído.

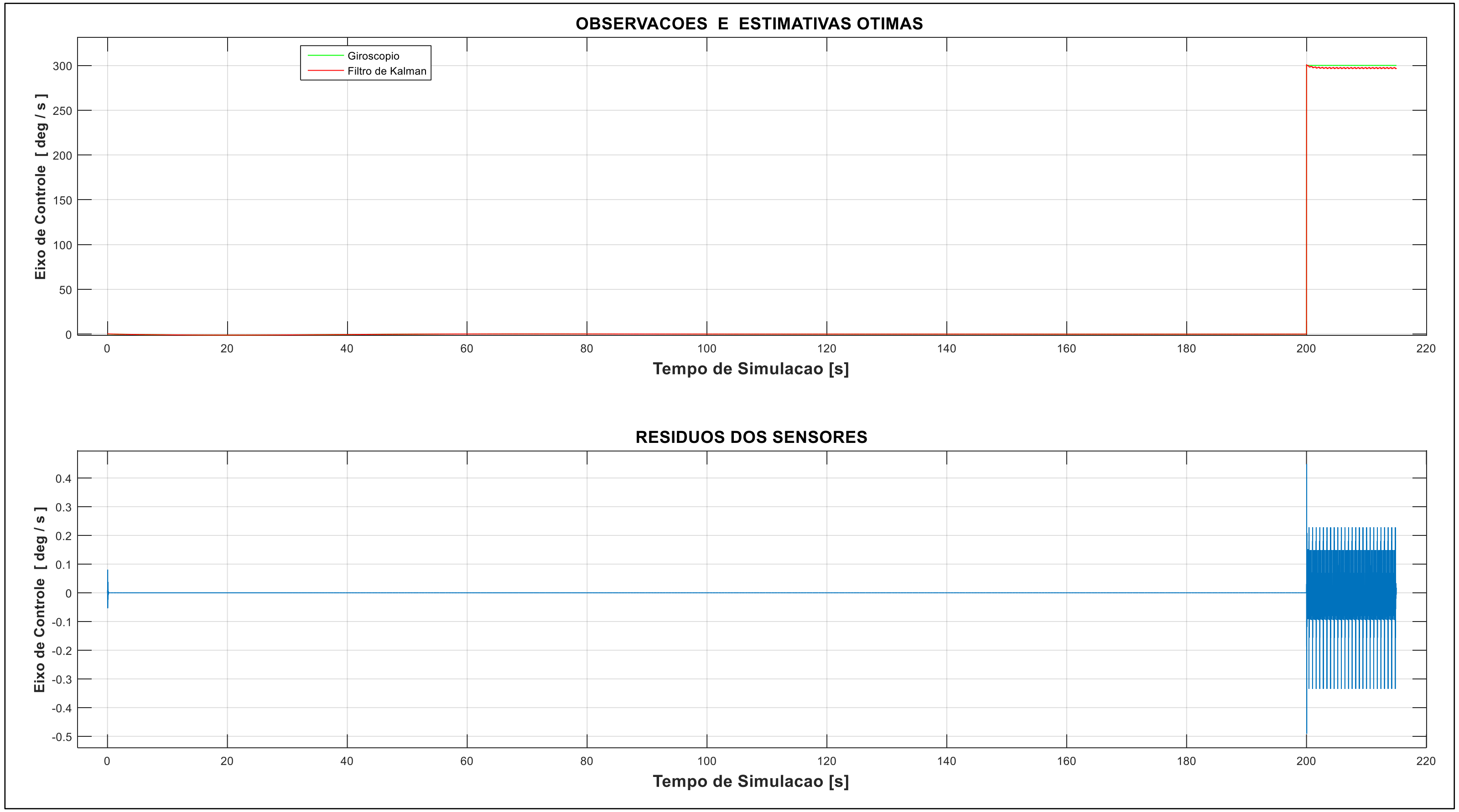


Figura 120 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo **S1** ($R(t) = -2^{\circ}$), **1-DOF** com ruído.

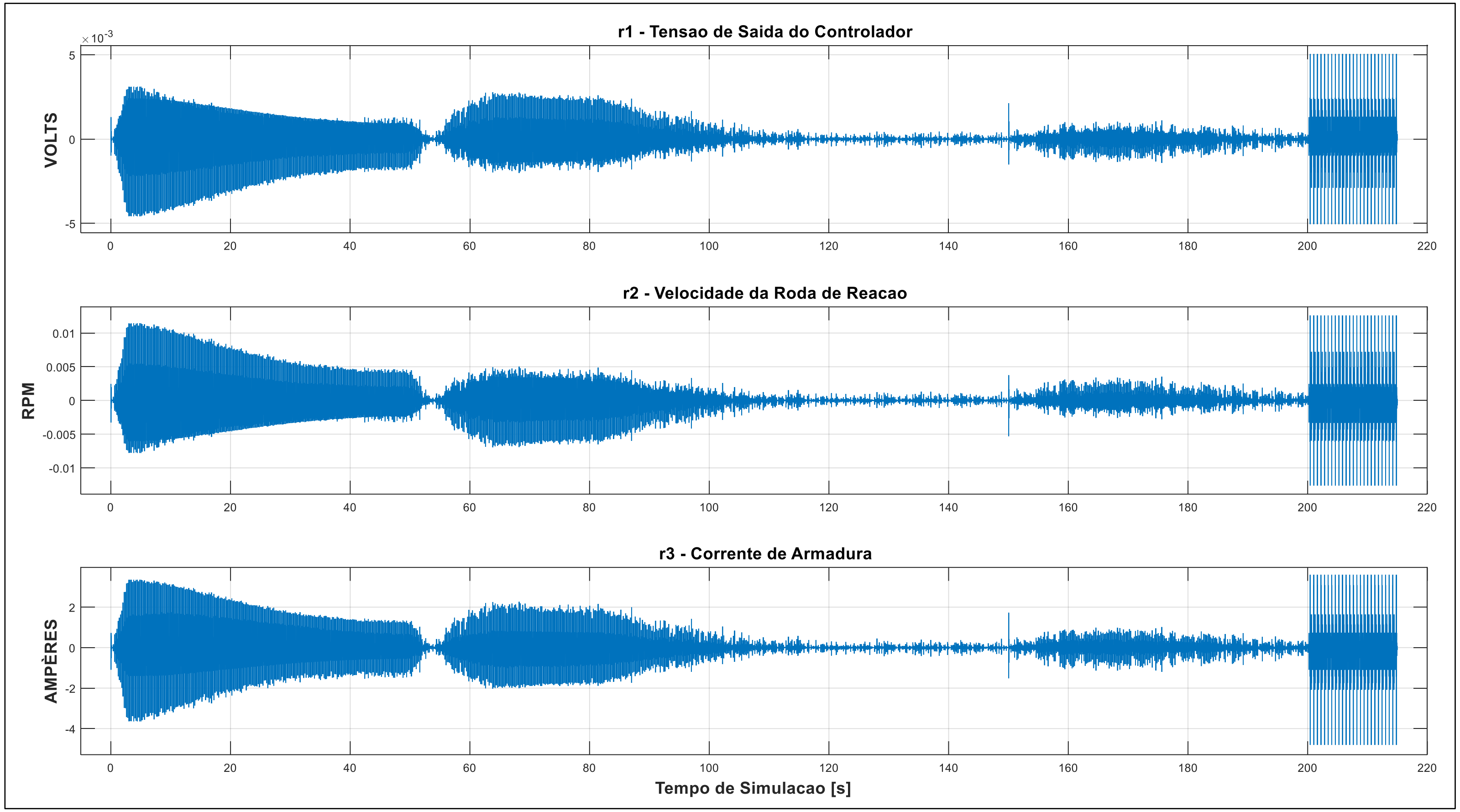


Figura 121 – Síntese de **FDD** para modo de falha **S1**, $R(t) = -2°$.

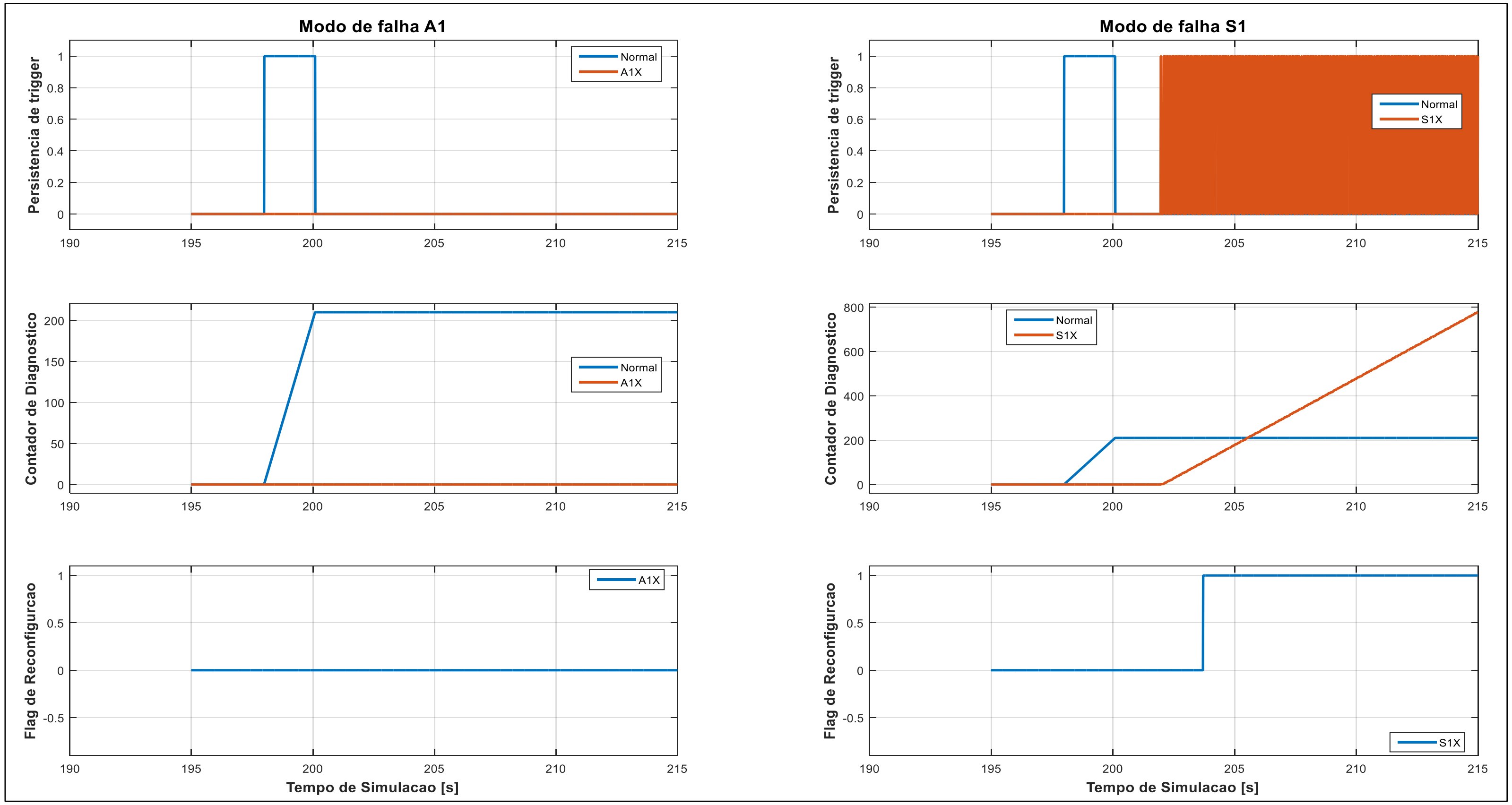


Figura 122 - Histórico da dinâmica de modo de falha **S1** ($R(t) = cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

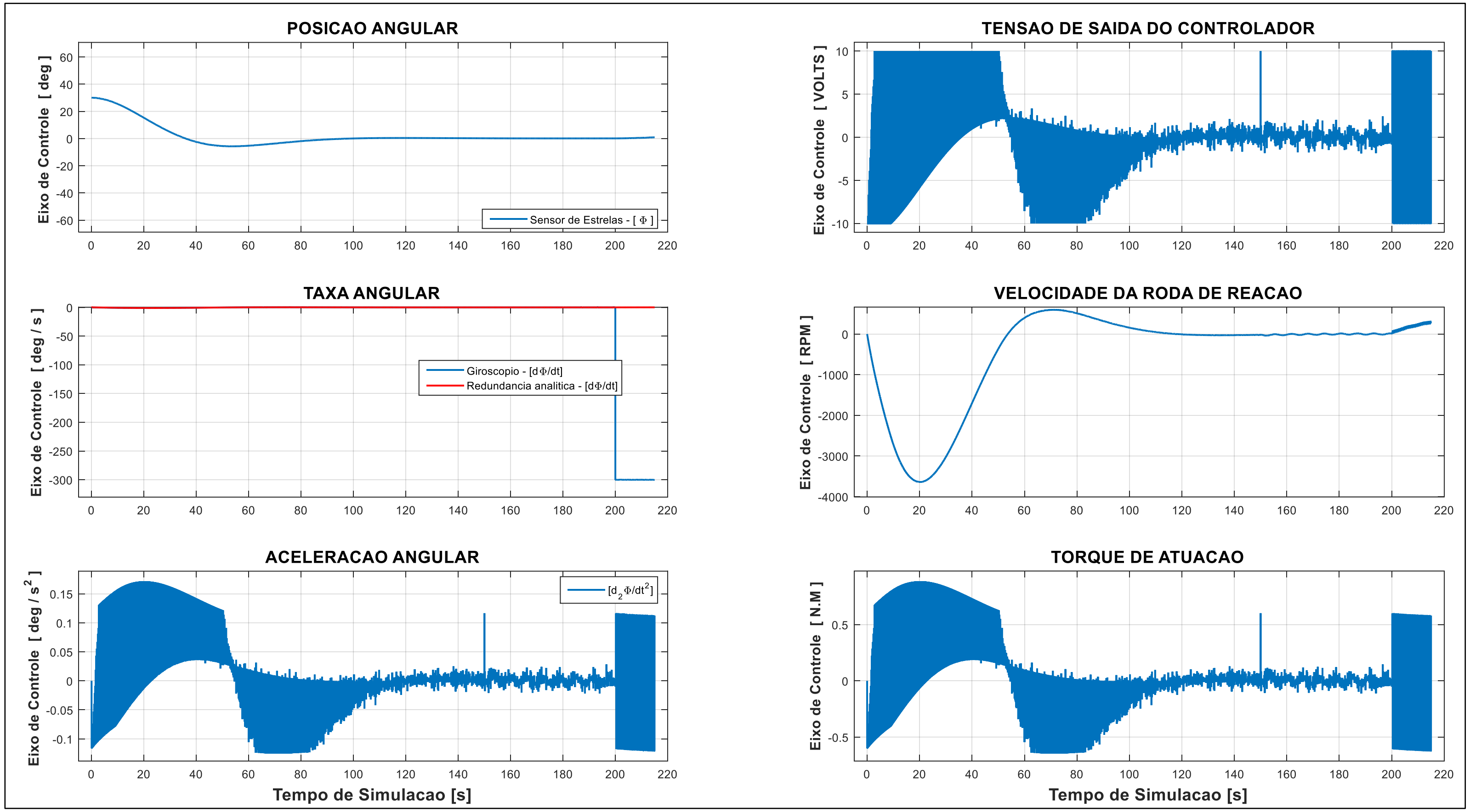


Figura 123 - Histórico de sensor, filtro de *Kalman* e resíduo de sensor em modo **S1** ($R(t)=cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

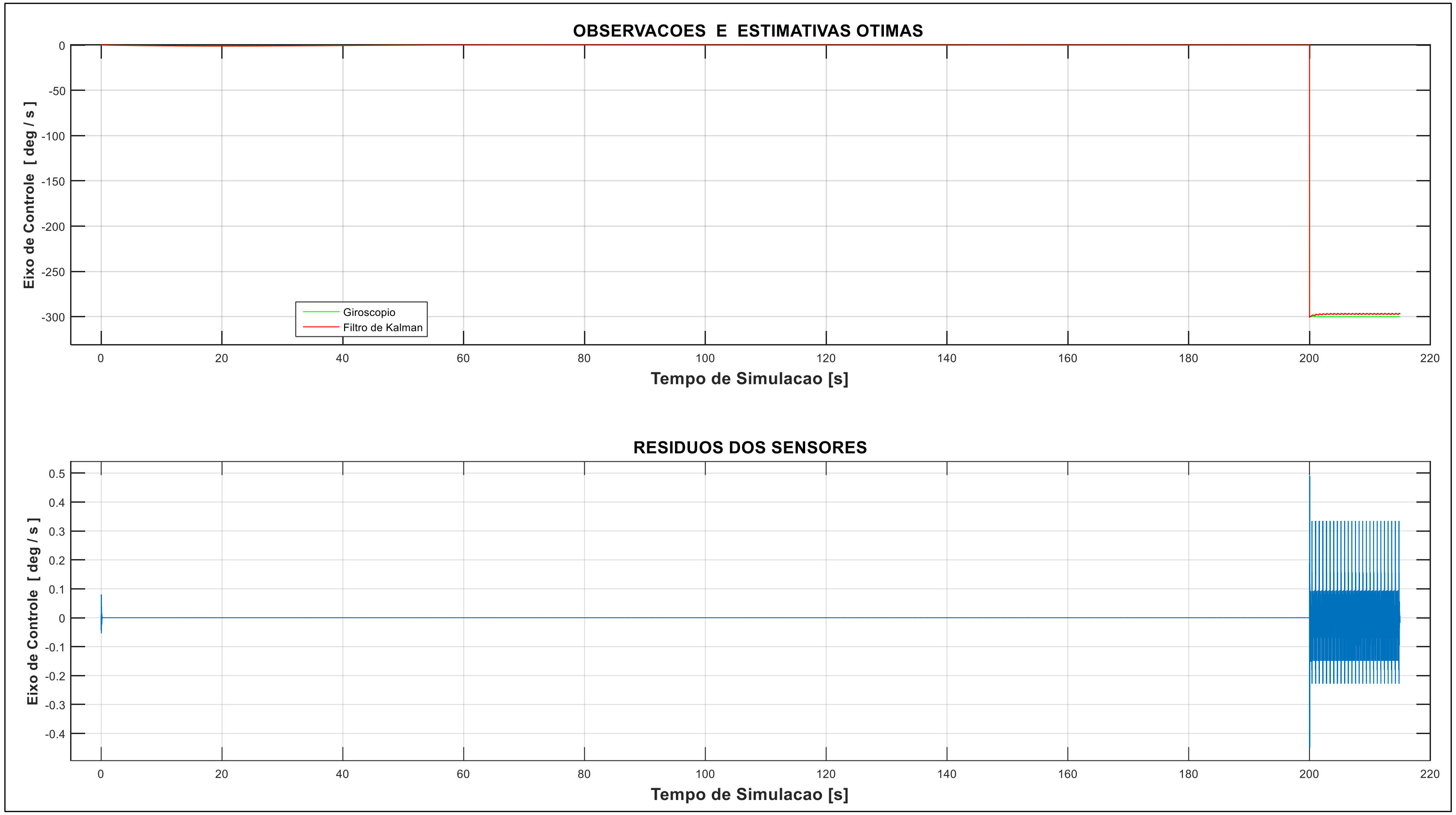


Figura 124 - Histórico dos resíduos estruturados do atuador em modo de falha **S1** ($R(t)=cos(\omega t)$), **1-DOF** com ruído.

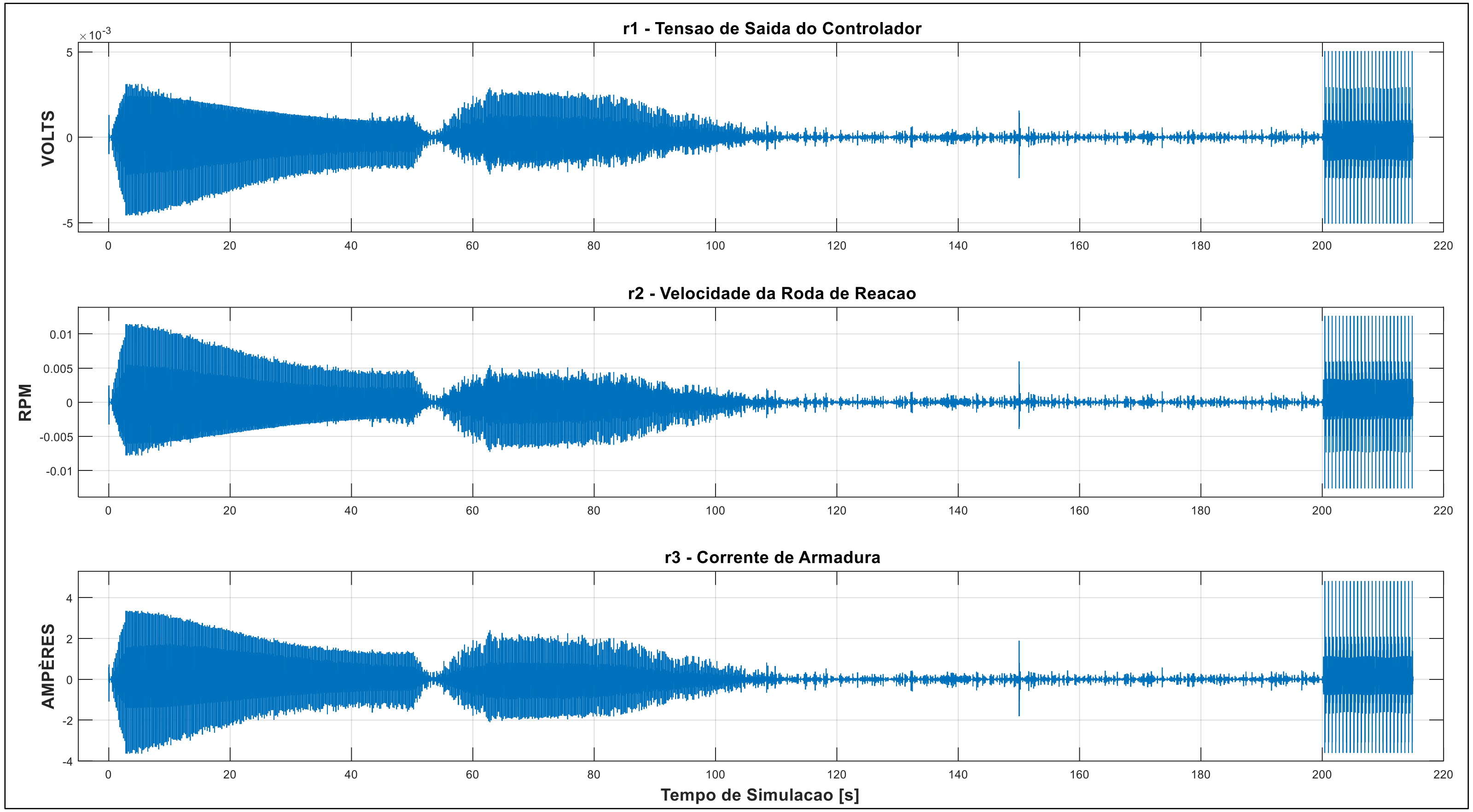
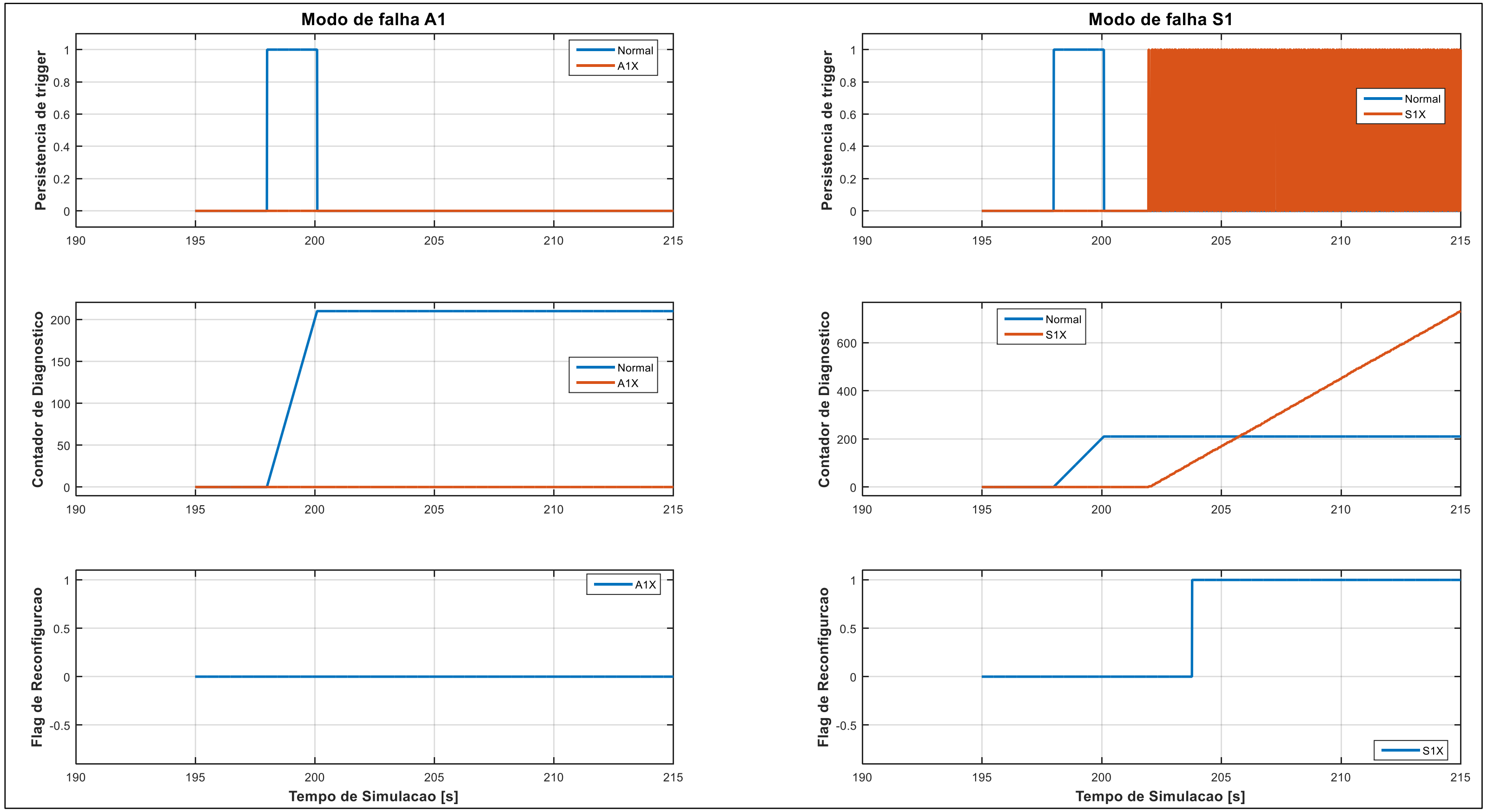


Figura 125 – Síntese de **FDD** para modo de falha **S1**, $R(t) = cos(\omega t)$.



5.4.4.4. Síntese para Modos com Ruído e Perturbação, Modelo 1-DOF

Foram obtidas as assinaturas dos modos **Normal** e falhados para o mesmo repertório reduzido (**A1** e **S1**), a partir do mesmo modelo linearizado e reduzido a **1-DOF**, porém desta vez com ruído presente na simulação. A metodologia utilizada foi a mesma, sem alteração.

A verificação *off-line* realizada apresentou percentuais de acerto e perda semelhantes aos casos sem ruído.

Foram formalizados mecanismos lógicos para tomada de decisão e realização de **FDD.**

Por sua vez, incorporação do método e das assinaturas à simulação para **FDD** *on-line* permitiu que a metodologia fosse validada, na medida em que a mesma demonstrou aderência aos resultados obtidos *off-line*.

Face a estes resultados, a incorporação ao modelo **3-DOF**, o qual é não-linear e é dotado de uma estrutura de controlador distinta (**MIMO** em vez de **SISO**), torna-se um passo natural para estender e consolidar a validade da metodologia, assim como para viabilizar a lógica de reconfiguração.

6 Extensão do Método de FDD “Frequência-Estrutura” para o Modelo 3-DOF Não-Linear da PMM

Uma vez que o método foi progressivamente testado e robustecido, é necessário que o mesmo seja feito para um modelo de maior complexidade, não-linear por conta de seus acoplamentos giroscópicos.

Assim será possível avaliar toda a cadeia de passos, desde o projeto dos resíduos, passando pela filtragem dos resíduos e a obtenção das potências espectrais, até a *clusterização* e uso seletivo de assinaturas para os fins de **FDD**.

6.1. Caracterização das Falhas e Obtenção de Assinaturas

Não será exercitado todo o repertório de falhas para cada eixo. Escolhe-se então, para cada eixo, atribuir 02 (duas) falhas de sensores e 01 (uma falha) de atuador. Entre os eixos, as falhas de atuador são distintas e ao menos uma falha de sensor é distinta. Isso se justifica por:

- As características hipoteticamente assumidas para a **PMM** - como a ausência de estruturas flexíveis – enquanto *test-bench* deste trabalho (vide Capítulo 3);
- Os mesmos sensores e atuadores igualmente utilizados nos eixos de controle;
- Os torques de perturbação iguais nos eixos de controle;
- O modelo contempla exclusivamente as equações de Euler.

Esta etapa é realizada como extensão do trabalho feito em 5.2, sob as mesmas condições de simulação, tanto para o modo **Normal** quanto para os modos falhados.

O repertório completo de falhas é então subdivido entre os eixos como segue:

- Eixo X: **S2**, **S3**, **A1**;

- Eixo Y: **S1**, **S4**, **A2**;
- Eixo Z: **S2**, **S4**, **A3**.

6.1.1. Modo Normal

Os três eixos de controle da **PMM** atingem a referência ($R(t)=0$) e ao redor dela se estabilizam em $t < 180\ s$, logo atendendo ao requisito para tempo máximo de realização da manobra de *de-tumble* e estabilização (Figura 126).

Dada a natureza ótima do controlador **LQR**, utilizado neste caso, não são observados sobressinais nas medidas de atitude, diferentemente do que havia com o controlador **PD** do modelo **1-DOF** simplificado. Notavelmente, as velocidades dos eixos são muito mais baixas do que aquelas atingidas no modelo simplificado (Figura 126 e Figura 127).

Os resíduos dos sensores apresentam, qualitativamente, o mesmo aspecto do que foi observado no modelo simplificado. Em todos os casos o estimador de *Kalman* consegue rastrear bem a medida dos giroscópios (Figura 123).

Os resíduos de atuadores têm um perfil bastante diverso daqueles observados para o modelo simplificado, o que é explicável pela natureza diferente do controlador, o qual afeta diretamente o comportamento do atuador (Figura 124). A coerência entre os resíduos de mesma natureza é visível, havendo apenas diferenças nos valores as quais são devidas às inércias particulares de cada eixo de controle (já que todos os eixos de controle fazem uso dos mesmos ganhos e, das mesmas especificações de atuador e de sensor).

Para fins de avaliação de desempenho, a Tabela 17 mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250\ s$ Notavelmente, os requisitos de apontamento são cumpridos (vide seção 3.1).

Note-se que para o eixo **Y** (elevação), a estabilização se dá para um erro de regime médio de $y_{ss} \approx 0.465\,°$. Isso é devido à taxa orbital e poderia ser corrigido pela inserção de um termo integrador na estrutura do controlador **LQR**, tornando-o um **LQI**. Mas, para o escopo deste trabalho, não afeta aos objetivos e, continua válido o requisito de apontamento (porém com “zero” na saída de regime observada). Assim, o intervalo de interesse – excepcionalmente – é $0.415\,° \leq \theta \leq 0.515\,°$.

Tabela 17 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da **PMM**, modo **Normal**.

	Modo Normal		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.000720	0.000997	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.465488	0.001700	Sim (< 0.05)
Z [°]	0.000190	0.001305	Sim (< 0.05)

Figura 126 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo **Normal**.

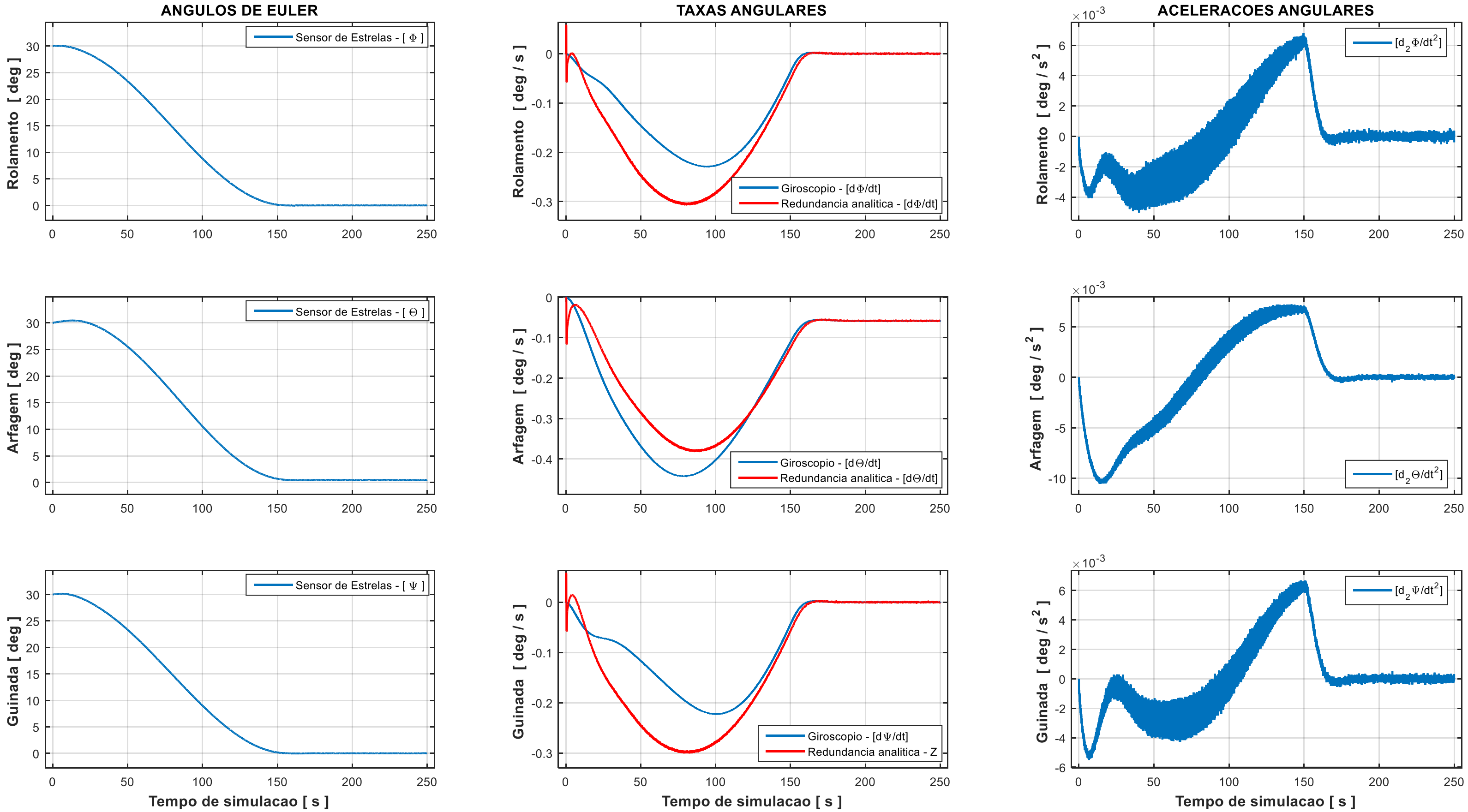


Figura 127 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação; modo **Normal**.

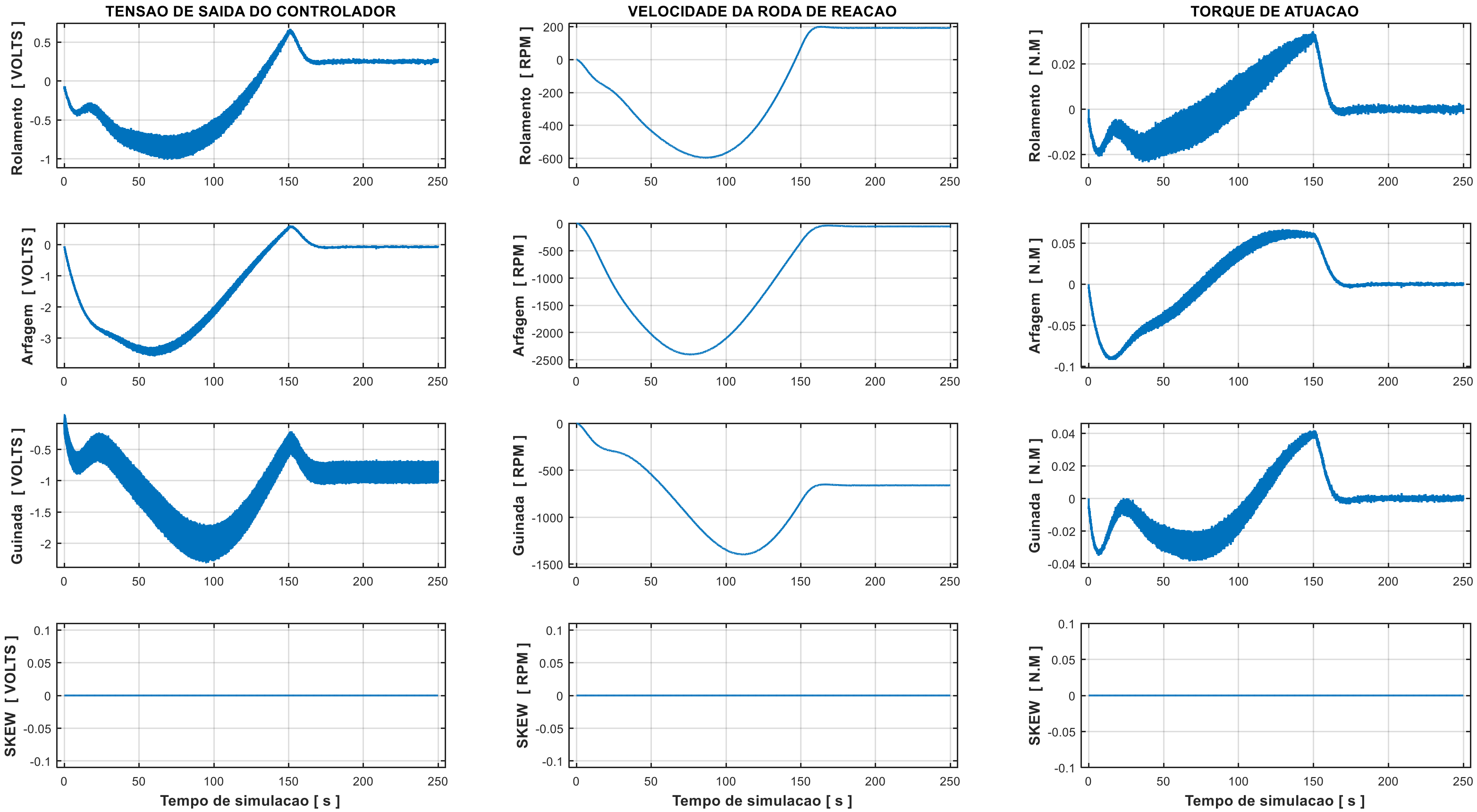


Figura 128 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; Modo **Normal**.

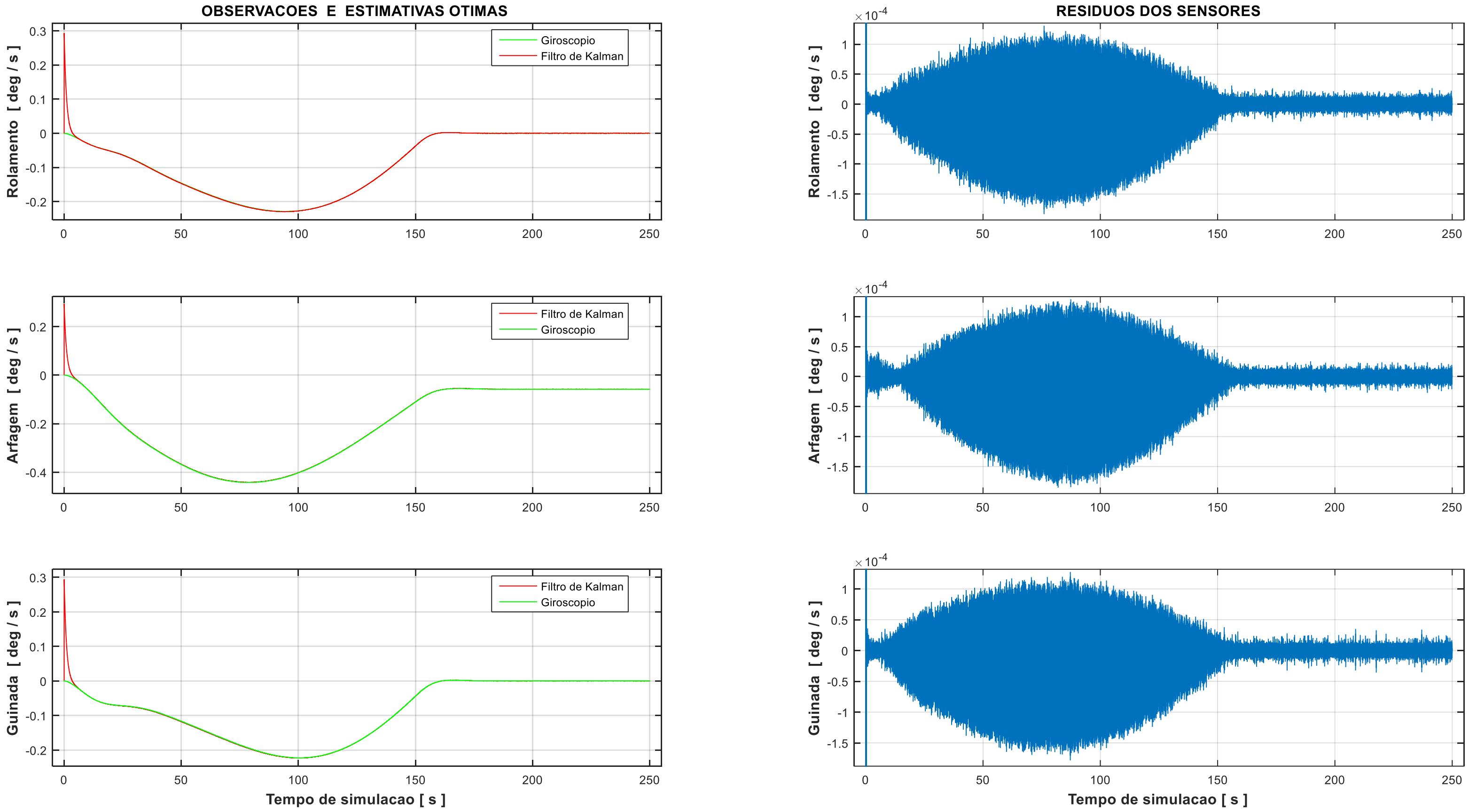
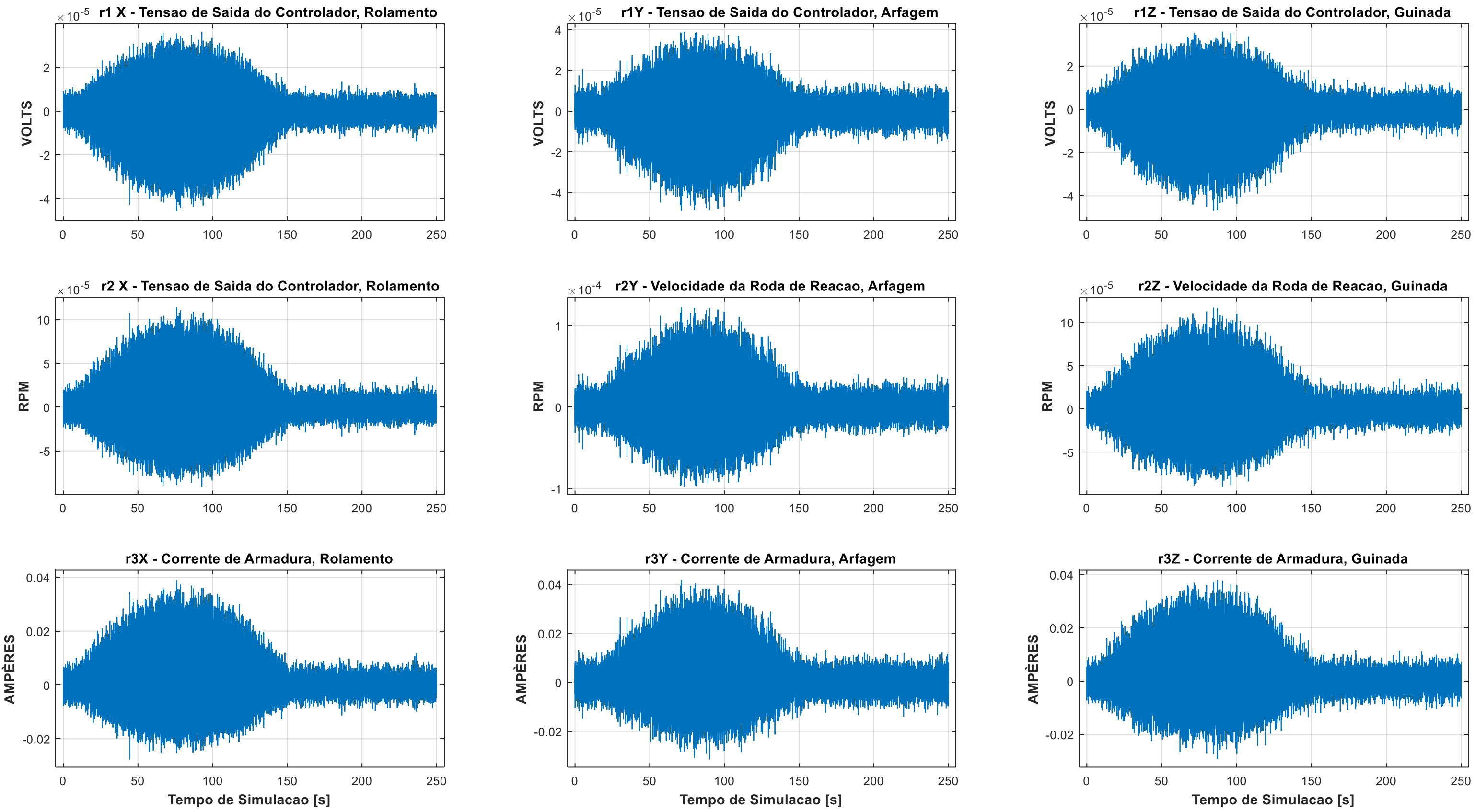


Figura 129 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; Modo **Normal**.



6.1.2. Modo de Falha S2X: Congelamento em Última Aquisição Válida, Giroscópio no Eixo X

É implementada segundo o modelo em 4.1.1.2, na forma da Equação (5.17) abaixo e seus termos detalhados na Tabela 18:

$$SensorTaxa^i(t) = \begin{cases} EstadoSistema^i(t) * FENormal^i + BiasNormal^i + \ldots \\ \ldots + RuidoModoNormal^i, \ \ se \ t < t_{falha} \\ \\ SensorTaxa^i(t_{falha} - dt) + \ldots \\ \ldots + RuidoModoNormal^i * GanhoAjuste(t)^i, \ \ se \ t \geq t_{falha} \end{cases} \tag{5.17}$$

Tabela 18 – Descrição dos termos utilizados na equação (5.17).

$SensorTaxa^i$	Observação informada pelo i-ésimo sensor, no instante de tempo qualquer.
$EstadoSistema(t)^i$	Estado da planta de controle de interesse do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo qualquer.
$BiasNormal^i$	Viés característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$FENormal^i$	Fator de escala característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$RuidoModoNormal^i$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo **Normal**, modelada como uma função densidade de probabilidade (instante de tempo $t < t_{falha}$).
$SensorTaxa^i(t_{falha} - dt)$	Observação realizada pelo i-ésimo sensor imediatamente antes de $t = t_{falha}$.
$RuidoModoNormal^i$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo **Normal**, modelada como uma função densidade de probabilidade.
$GanhoAjuste(t)^i$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo $t > t_{falha}$.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**. Por isso, para o eixo no qual a falha acontece os gráficos mostram o histórico para *190 ≤ t ≤ 250 s*, a fim de realçar os detalhes que estejam relacionados com a propagação da falha. Isso é feito para todos os casos analisados.

Com a introdução da falha, a manifestação da mesma é sutil, uma vez que o satélite já se encontra em regime permanente. Exceto pelo aumento do nível de ruído no sinal do giroscópio falhado (e claro, no sinal de comando gerado pelo controlador), o efeito nos ângulos de atitude é uma oscilação de deriva lenta (e monotônica), que se propaga para os comandos do controlador e para a roda de reação (Figura 130).

Considerando que o controlador se utiliza da leitura de posição do sensor de estrelas (a qual é sempre normal, dentro do escopo deste trabalho), o sinal de comando agirá no sentido de recolocar o eixo no apontamento dado pela referência. Porém, isso não evita a propagação do efeito oscilatório explicado logo acima (como pode ser observado nos sinais de comando, torque de atuação e aceleração angular do eixo de controle, Figura 131).

Os estimadores de *Kalman* capturam a dinâmica do modo de falha como esperado e, propiciam que seja obtido um resíduo para o eixo **X** com característica dinâmica diferenciada. Já para os eixos **Y** e **Z**, não há alteração nas características dos mesmos (Figura 132).

Os resíduos estruturados do atuador no eixo **X** têm uma alteração notável, a partir do momento de ocorrência da falha. Os resíduos dos atuadores nos eixos **Y** e **Z** permanecem, a exemplo do que houve nos resíduos dos sensores, com suas características inalteradas (Figura 133).

Para fins de avaliação de desempenho, a Tabela 19 mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. Apesar de o sistema de controle (a **PMM**) estar em modo de falha, a evolução da mesma ainda não se manifesta nos parâmetros adotados abaixo. Os requisitos de apontamento ainda são cumpridos (vide seção 3.1).

Dada a natureza oscilatória da propagação de **S2X**, talvez a média e a variância estatísticas não sejam boas métricas para horizontes muito curtos, mas ainda assim provêem uma quantificação incipiente de tendência.

Tabela 19 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da **PMM**, modo de falha **S2X**.

	S2X		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.000197	0.000498	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.463400	0.000928	Sim (< 0.05)
Z [°]	-0.000562	0.001244	Sim (< 0.05)

Figura 130 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **S2X**.

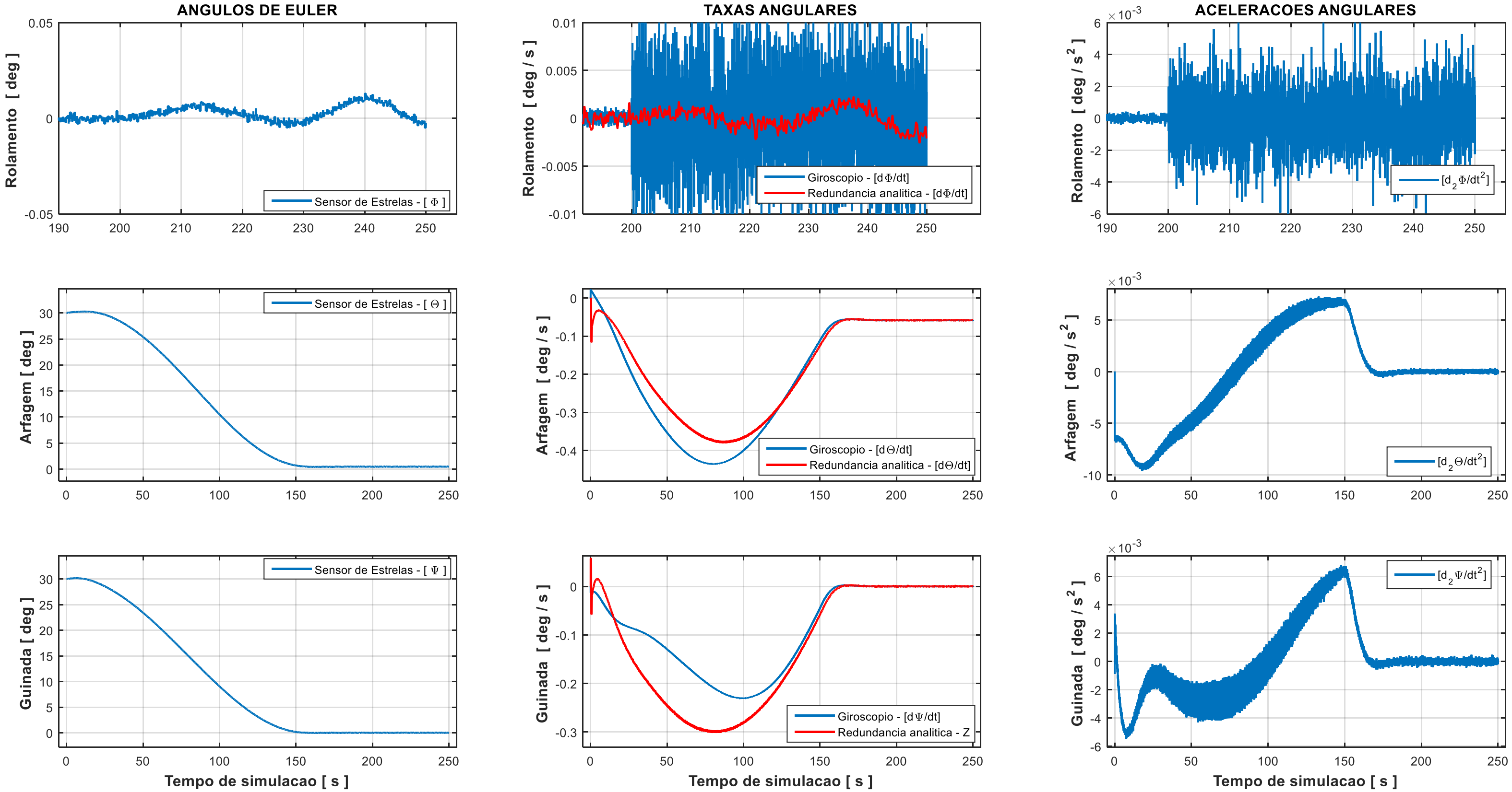


Figura 131 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Torque de Atuação; modo de falha **S2X**.

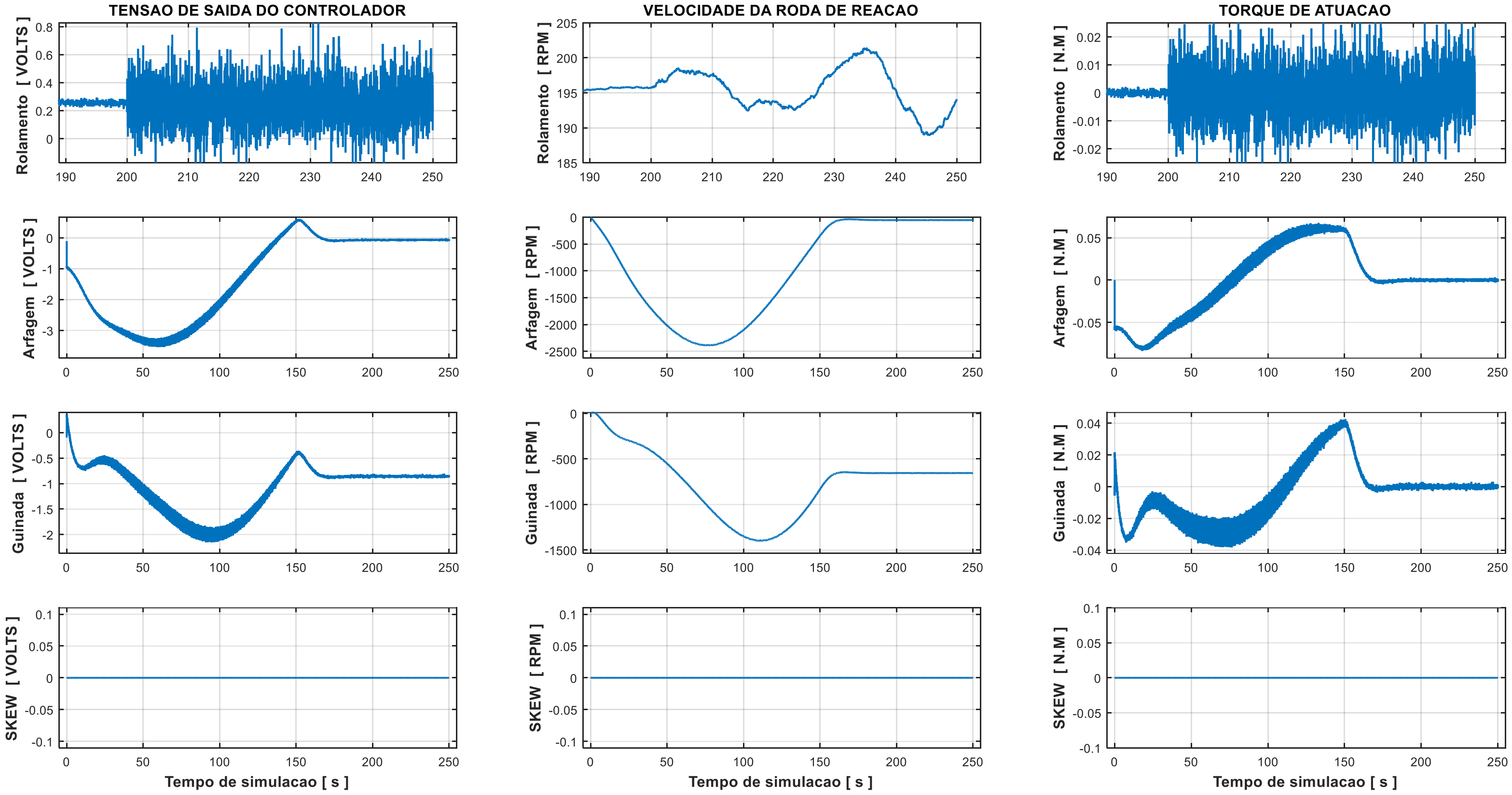


Figura 132 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **S2X**.

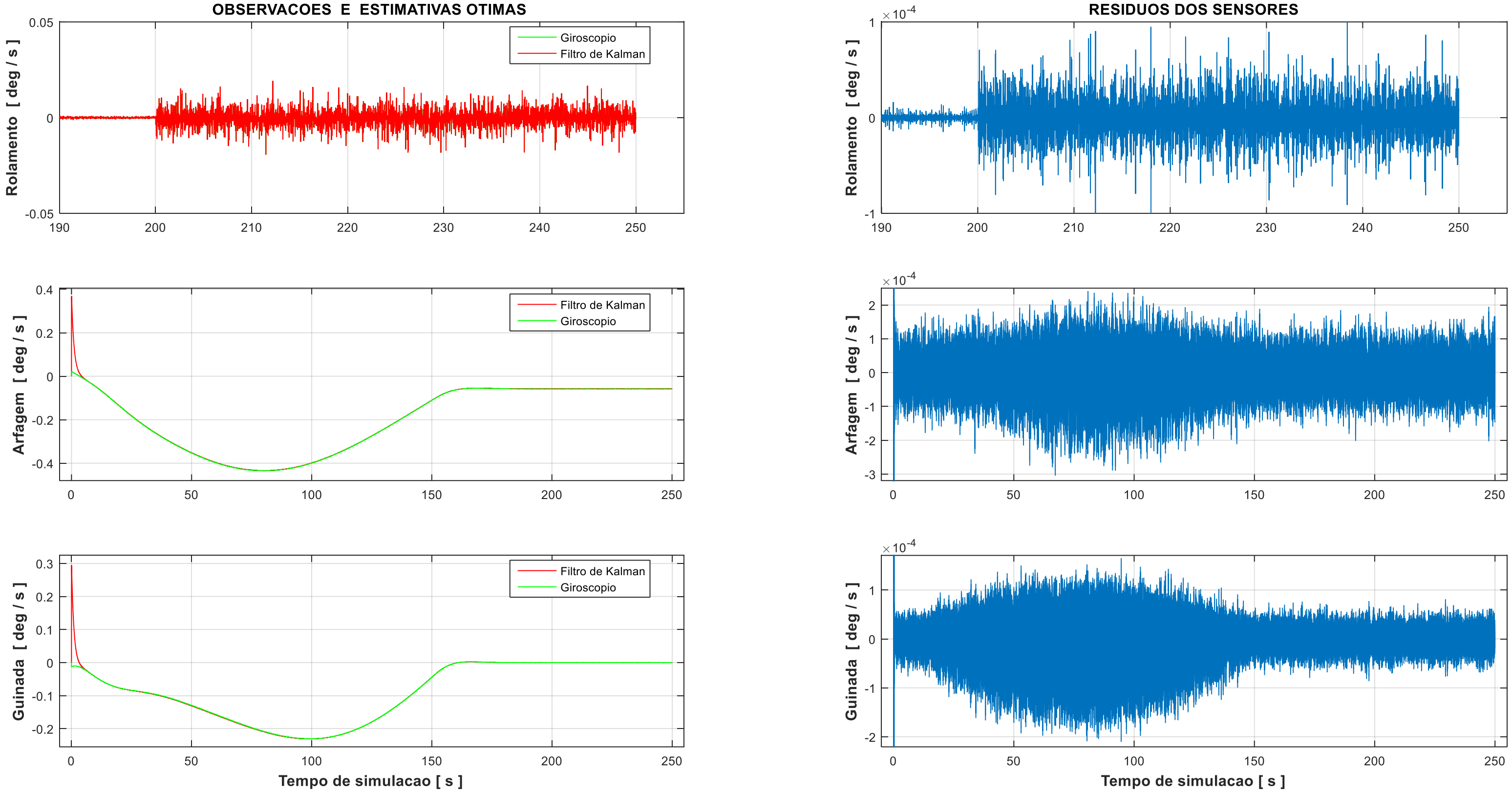
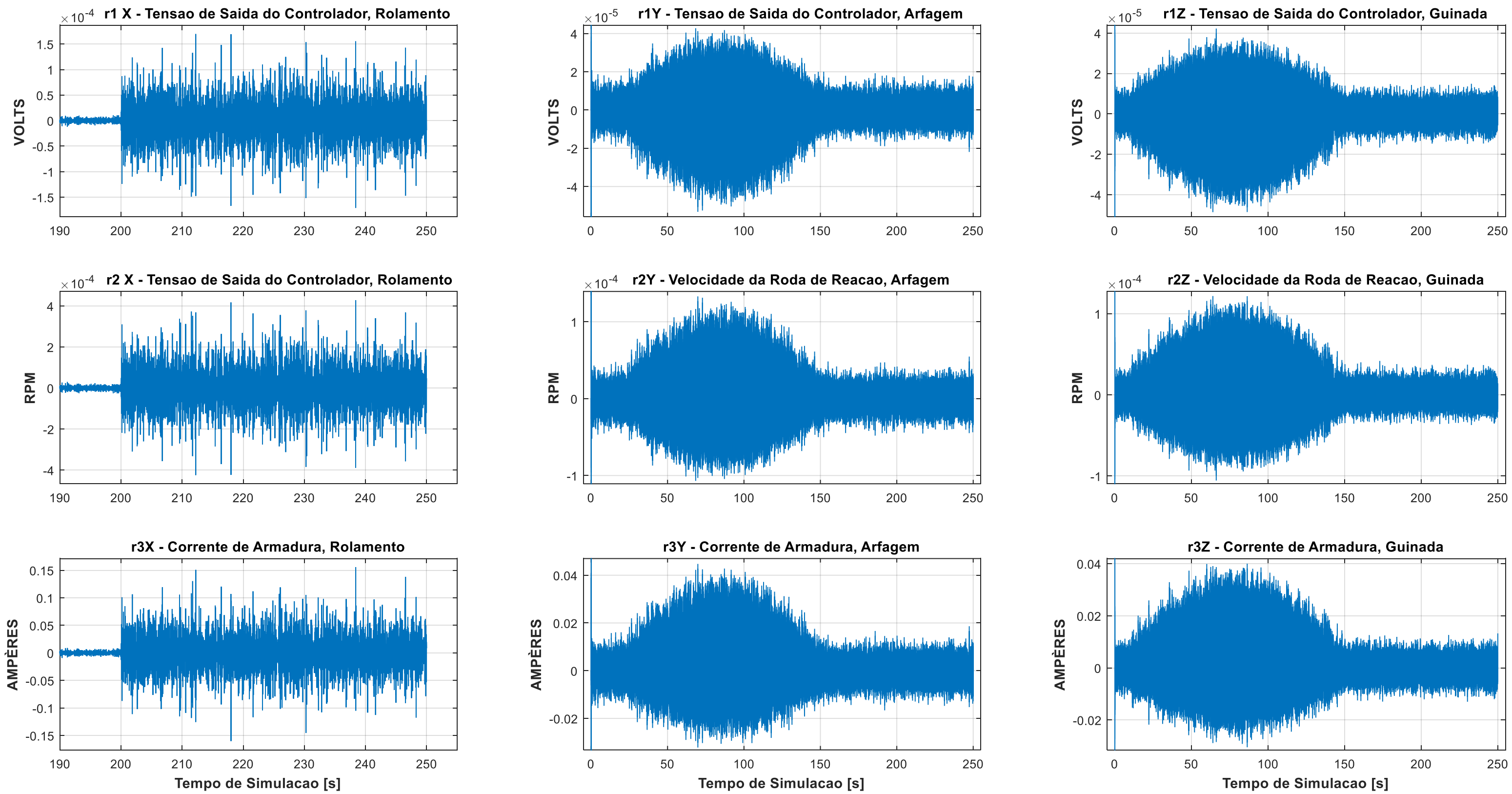


Figura 133 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **S2X**.



6.1.3. Modo de Falha S3X: Deriva de Viés, Giroscópio no Eixo X

É implementada segundo 4.1.1.3, na forma da Equação (5.18) abaixo e seus termos detalhados na Tabela 20.

$$SensorTaxa^i(t) = \begin{cases} EstadoSistema^i(t) * FENormal^i + BiasNormal^i + \ldots \\ \ldots RuidoModoNormal^i, \ se\ t < t_{falha} \\ \\ EstadoSistema^i * FENormal^i + \ldots \\ \ldots BiasNormal^i * \left[1 + (t - t_{falha} + TimeStep) * FatorBias^i\right] + \ldots \\ \ldots RuidoModoNormal^i * GanhoAjuste(t)^i, \ se\ t \geq t_{falha} \end{cases}$$

(5.18)

Tabela 20 – Descrição dos termos utilizados na equação (5.18).

$SensorTaxa^i$	Observação informada pelo i-ésimo sensor, no instante de tempo qualquer.
$EstadoSistema^i(t)$	Estado da planta de controle de interesse do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo qualquer.
$BiasNormal^i$	Viés característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$FENormal^i$	Fator de escala característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$RuidoModoNormal^i$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo **Normal**, modelada como uma função densidade de probabilidade (instante de tempo $t < t_{falha}$).
$FatorBias^i$	Fator que condiciona o incremento do viés em função do tempo decorrido após a ocorrência da falha. Dado que a simulação é feita com 100Hz (0.01s), seu valor é de 100.

$BiasNormal^i * ...$ $\left[1+(t-t_{falha}+TimeStep)*FatorBias^i\right]$	Viés sob deriva, t > t_{falha}.
$GanhoAjuste(t)^i$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo t > t_{falha}.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**.

Com a introdução da falha, a manifestação da deriva de viés torna-se visível no sinal entregue pelo sensor no eixo **X**. No tempo de duração utilizado para a simulação, não houve propagação visível da falha para os demais eixos, nem para o controlador (exceto pelo fato de que o ruído se altera nos casos falhados).

Vale a mesma observação feita para o modo de falha **S2X**: a despeito do sinal anômalo informado para a taxa angular pelo giroscópio, o efeito desta falha é atenuado/mascarado pelo fato de o controlador utilizar ainda mais 2 parâmetros (especificamente, a posição angular) (Figura 134).

Assim, do ponto de vista do controlador e para horizontes de tempo da ordem das simulações realizadas neste trabalho, esta falha pode/deve ter uma manifestação semelhante ou, que se confunda àquela de **S2X**.

Considerando que o controlador utiliza da leitura de posição do sensor de estrelas (a qual é sempre normal, dentro do escopo deste trabalho), o sinal de comando agirá no sentido de recolocar a o eixo no apontamento dado pela referência. Porém, dado que o sinal da taxa angular realimentado é espúrio, ocorre um efeito oscilatório ao redor da referência, que lentamente diverge (como pode ser observado nos sinais de comando, torque de atuação e aceleração angular do eixo de controle) (Figura 134 e Figura 135).

É nítido que a atitude em **X** passar a derivar (*0.05°* em *50 s*) e que não há o mesmo efeito oscilatório observado em **S2X**. Sobre os resíduos dos sensores e de atuadores, valem as mesmas observações feitas para **S2X** **(**Figura 136 e Figura 137**)**.

A avaliação de desempenho, Tabela 21, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. O eixo de rolamento (**X**) já se encontra, ao fim da simulação realizada, com apontamento fora do requisito (vide seção 3.1).

Tabela 21 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da **PMM**, modo de falha **S3X**.

	S3X		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.053326	0.000905	Não (>0.05)
Y [°]	0.463180	0.001903	Sim (< 0.05)
Z [°]	-0.000534	0.001234	Sim (< 0.05)

Figura 134 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **S3X**.

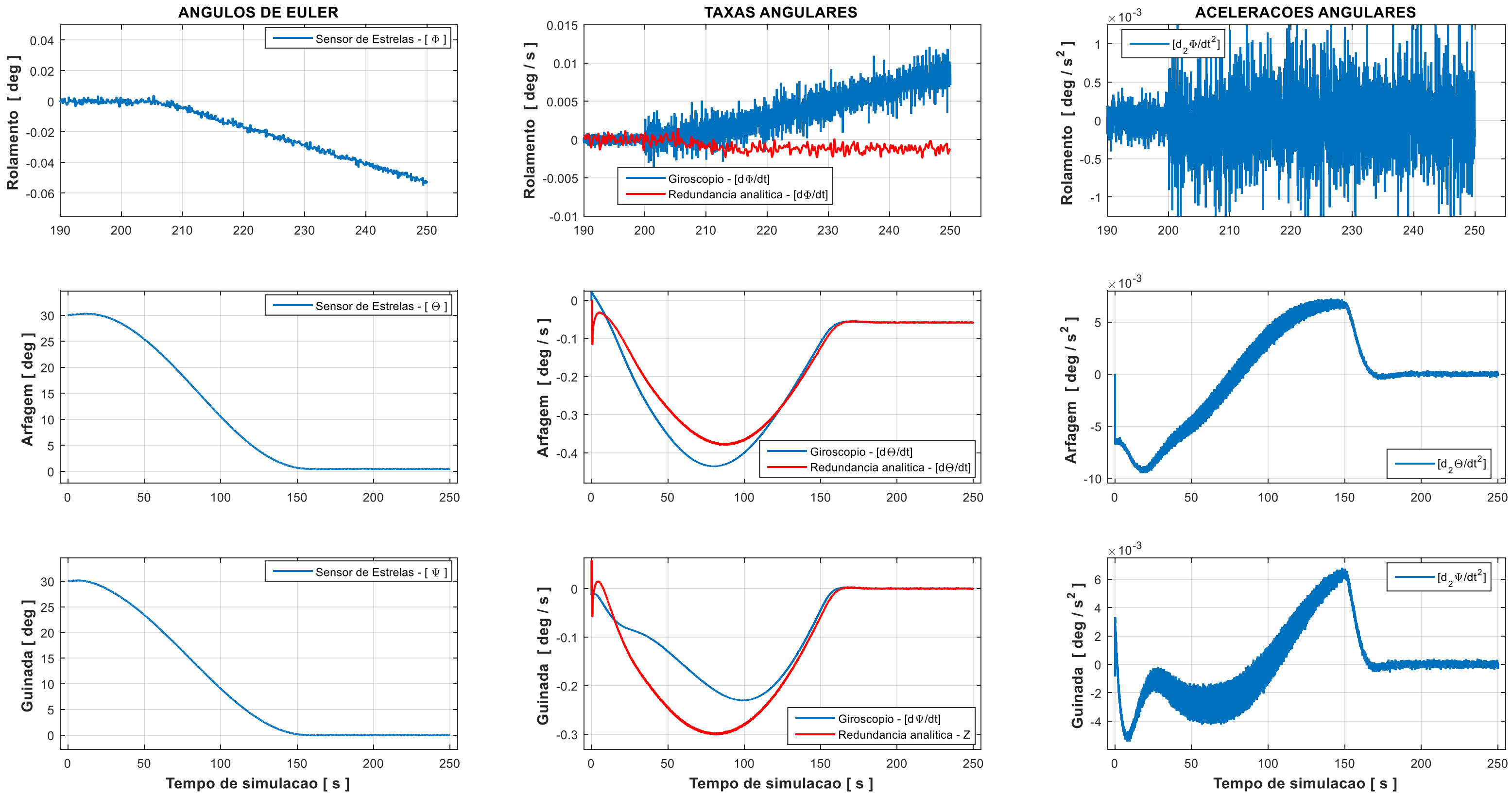


Figura 135 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **S3X**.

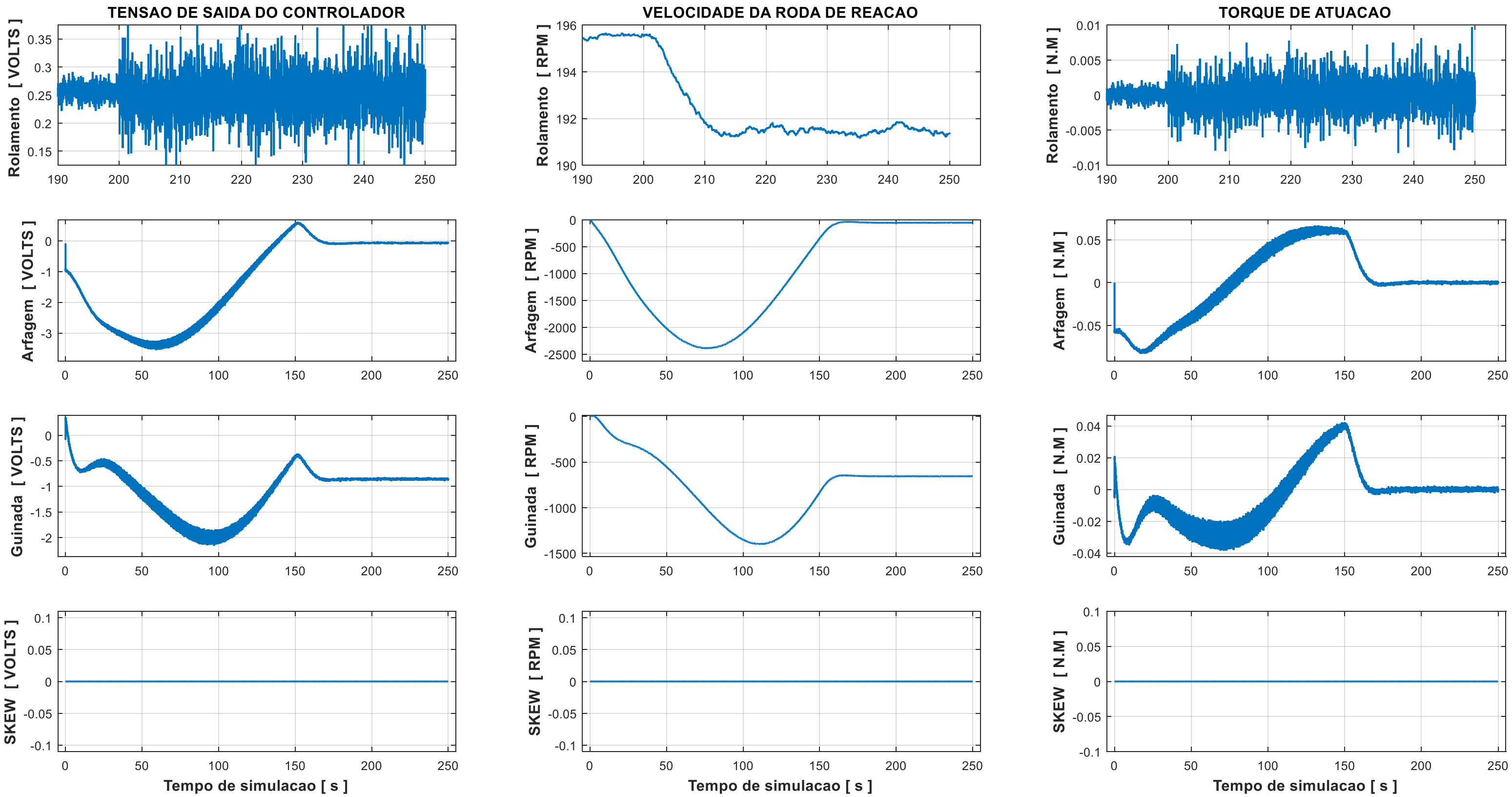


Figura 136 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **S3X**.

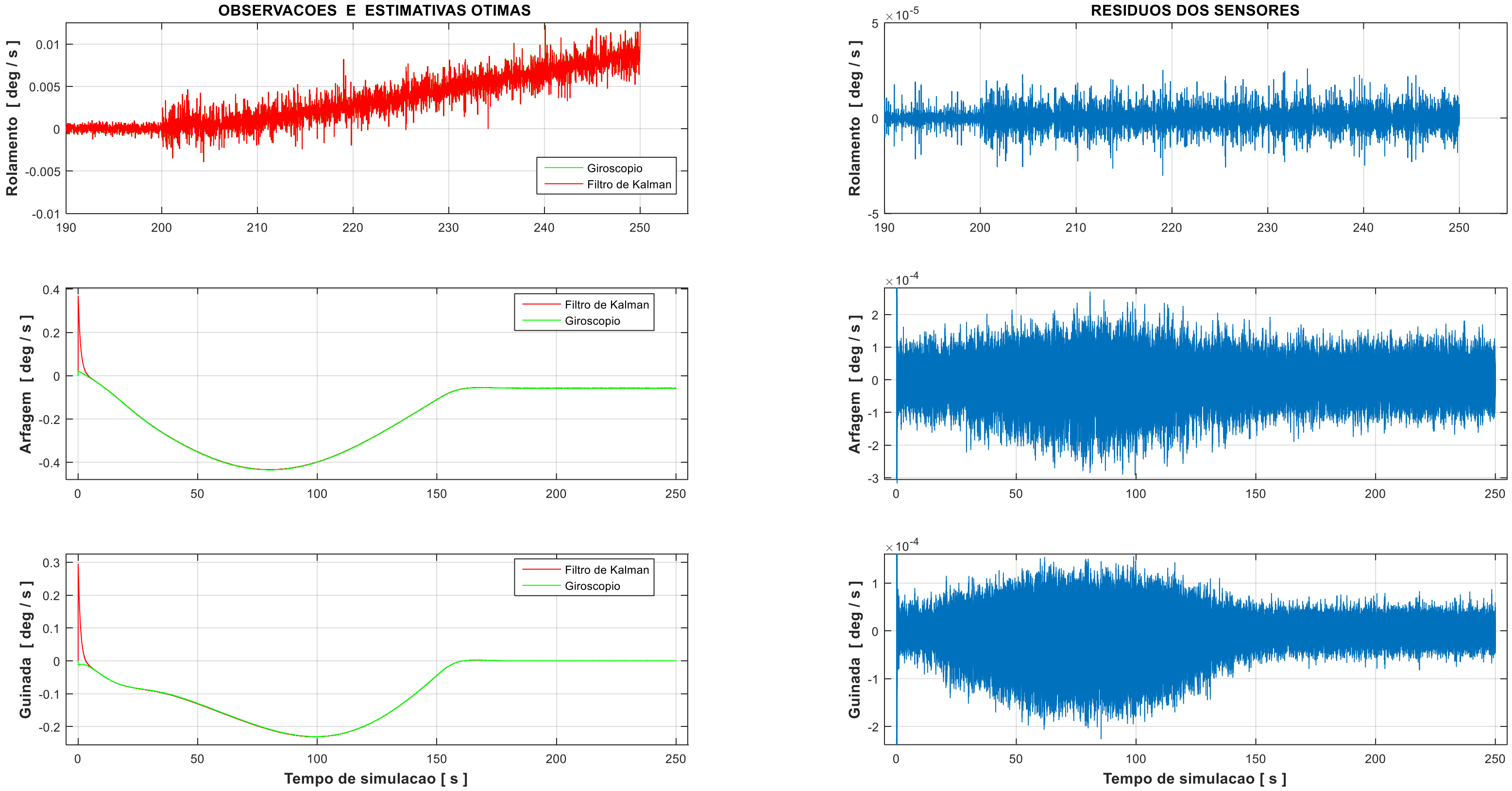
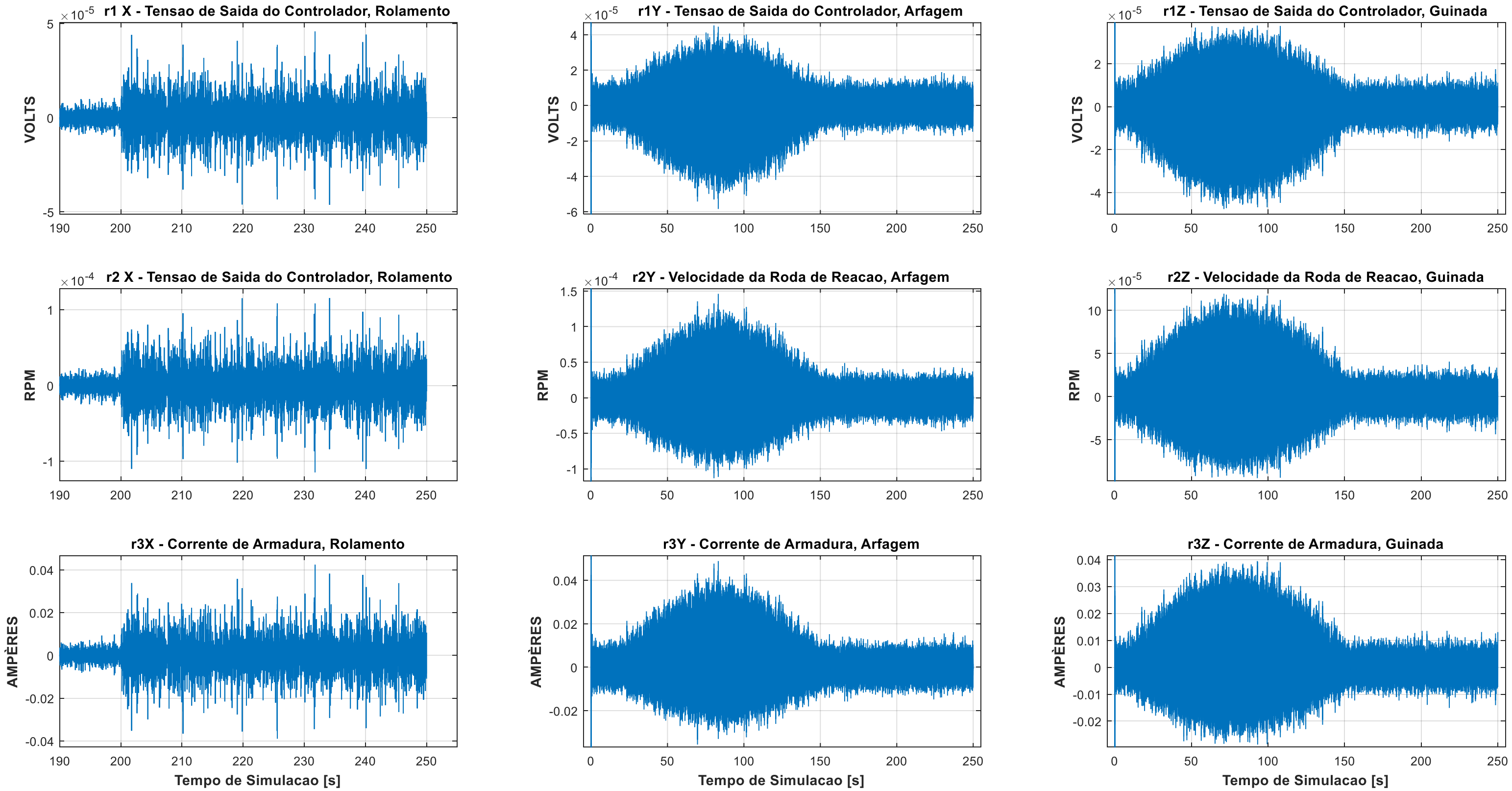


Figura 137 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **S3X**.



6.1.4. Modo de Falha A1X: Saturação de Comando do Controlador, Roda de Reação no Eixo X

A implementação dessa falha é a mesma daquela feita para 5.4.2.2.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**.

Com a introdução da falha (saturação do controlador, com módulo da saída igual a 10 V), a roda de reação no eixo **X** acelera rapidamente (ao final da simulação, *t=250s*, indica entrada em estabilização com pouco mais de *2°/s*) e desalinha o eixo segundo uma taxa aproximada de *1.4°/s*. A falha se propaga para os eixos **Y** e **Z** como pode ser observado nos gráficos de posição e taxa angulares (Figura 138).

O controlador **LQR** age o sentido de compensar a perda de alinhamento nestes eixos (**Y** e **Z**), enquanto que para o eixo **X** a tendência é que o satélite entre em revolução ao redor de si mesmo (Figura 138).

A saturação da tensão de saída do controlador implica em saturação da roda de reação comandada, levando a uma completa perda de autoridade sobre o eixo **X** (Figura 139).

Os estimadores de *Kalman* capturam a dinâmica do modo de falha como esperado e, propiciam que seja obtido um resíduo para o eixo **X** com característica dinâmica diferenciada. Já para os eixos **Y** e **Z**, não há alteração nas características dos resíduos (Figura 140).

Os resíduos estruturados dados do atuador no eixo **X** têm uma alteração notável. Ocorre um pico especificamente no momento seguinte à ocorrência da falha, o qual decai rapidamente. Em seguida, a ordem de grandeza aumenta em até 10^3, se comparado com o modo **Normal**. Os resíduos dos atuadores nos eixos **Y** e **Z** permanecem, a exemplo do que houve nos resíduos dos sensores, com suas características inalteradas (Figura 141 e Figura 142).

A avaliação de desempenho, Tabela 22, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. Claramente, pela natureza desta falha, todos os eixos perderam o apontamento (vide seção 3.1).

Tabela 22 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da **PMM**, modo de falha **A1X**.

	A1X		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	70.905959	0.603196	Não (>0.05)
Y [°]	0.7418170	0.004855	Não (>0.05)
Z [°]	0.111059	0.001747	Não (>0.05)

Figura 138 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **A1X**.

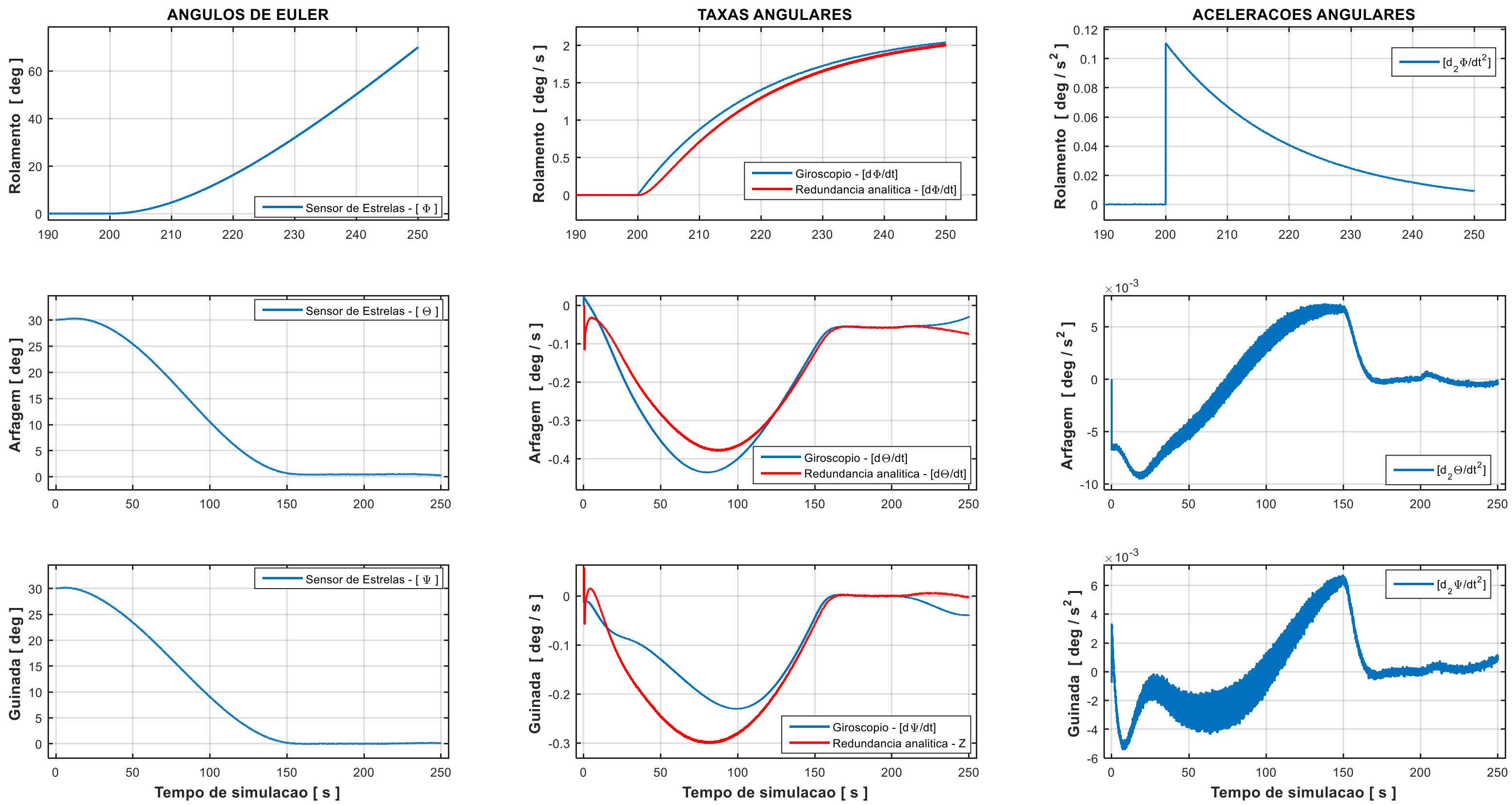


Figura 139 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **A1X**.

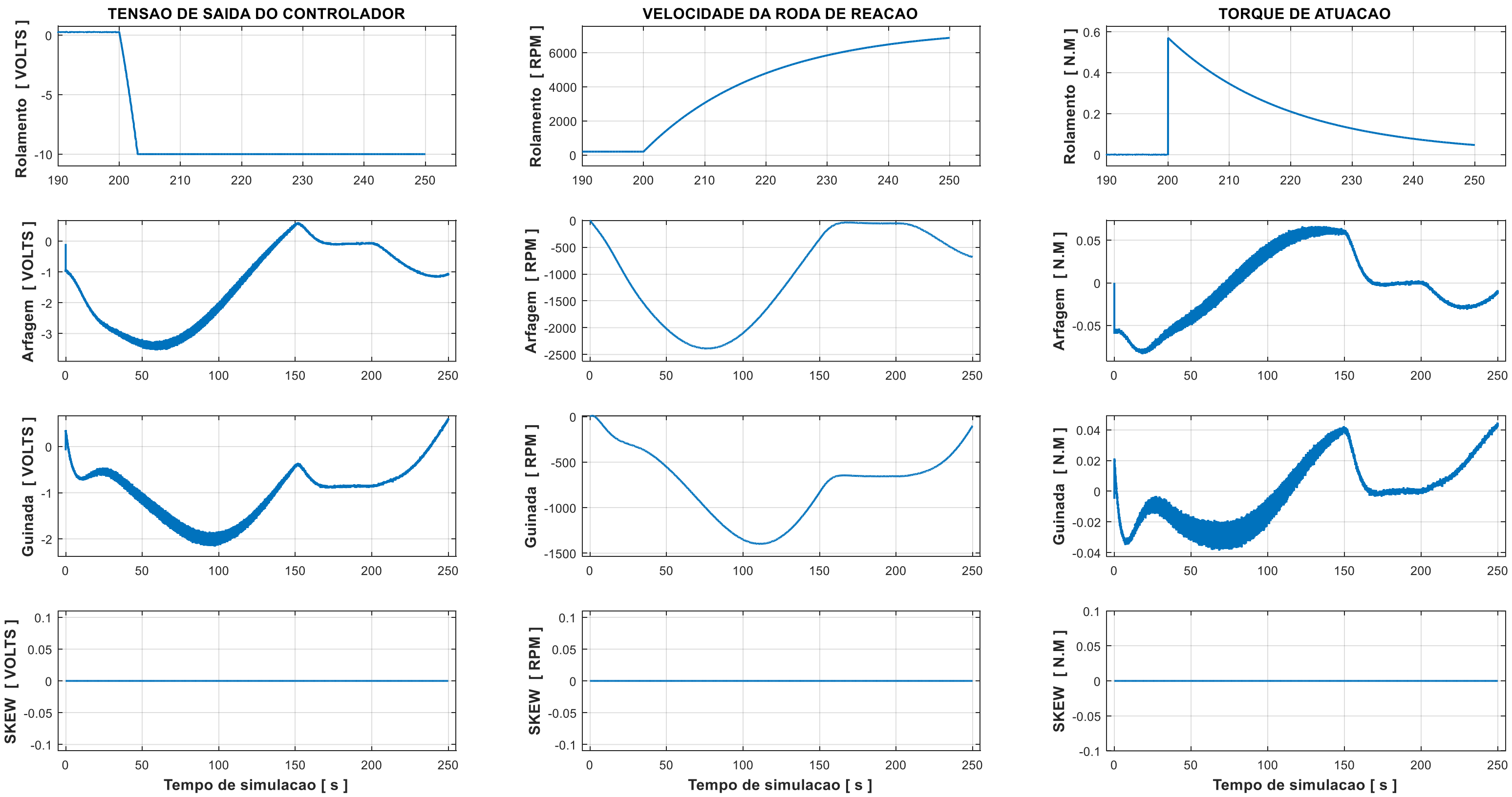


Figura 140 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **A1X**.

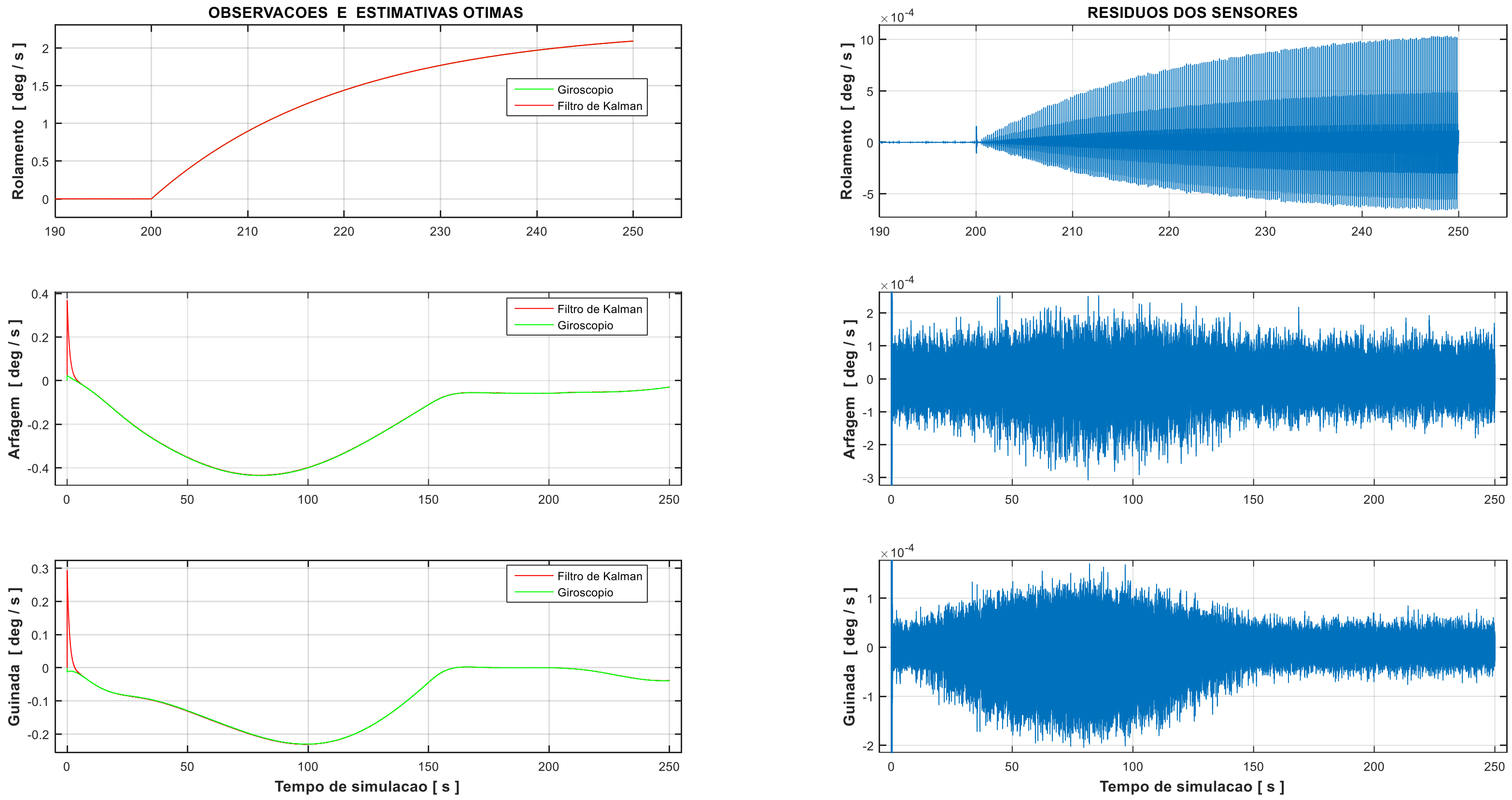


Figura 141 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **A1X**.

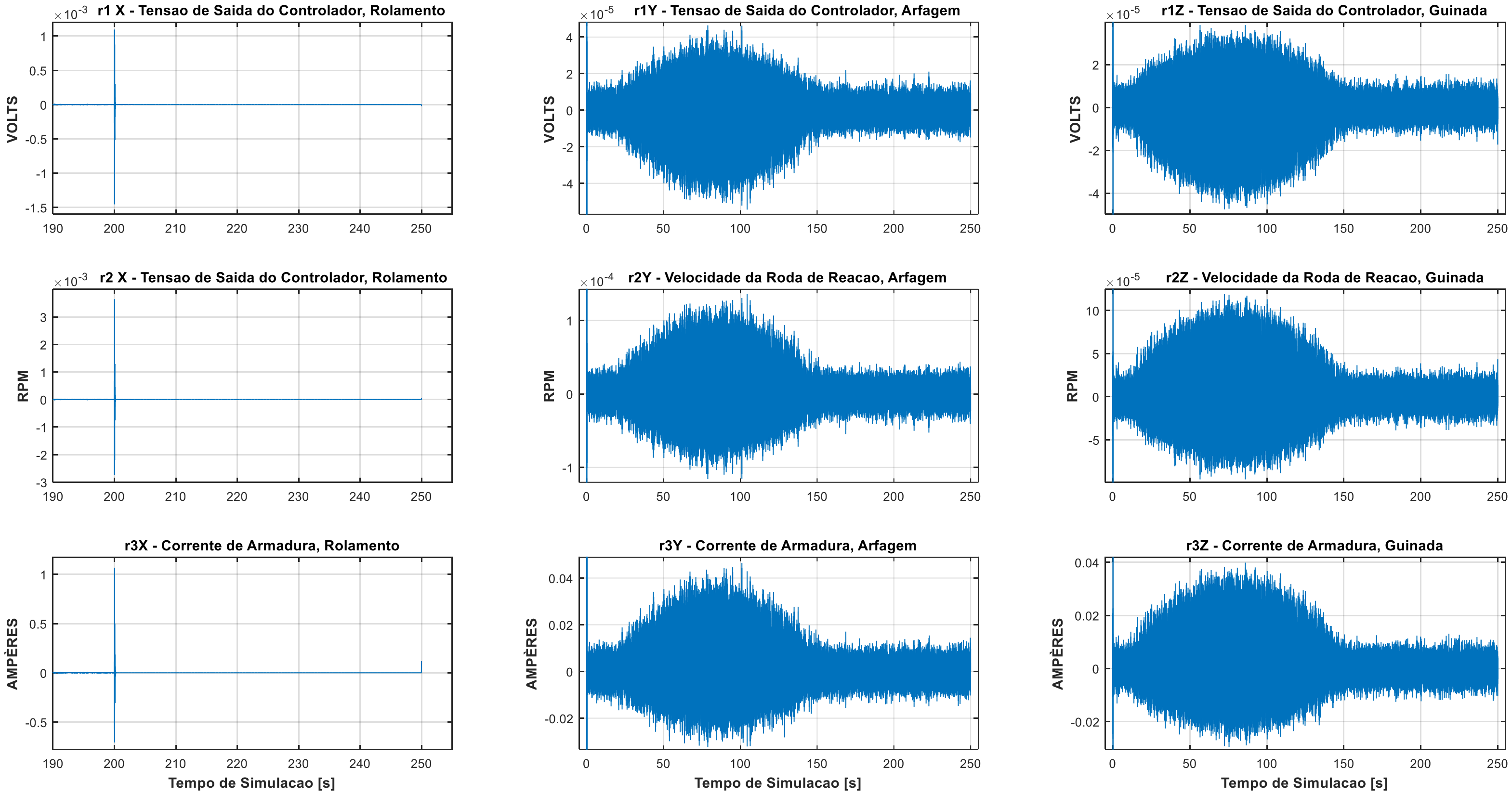
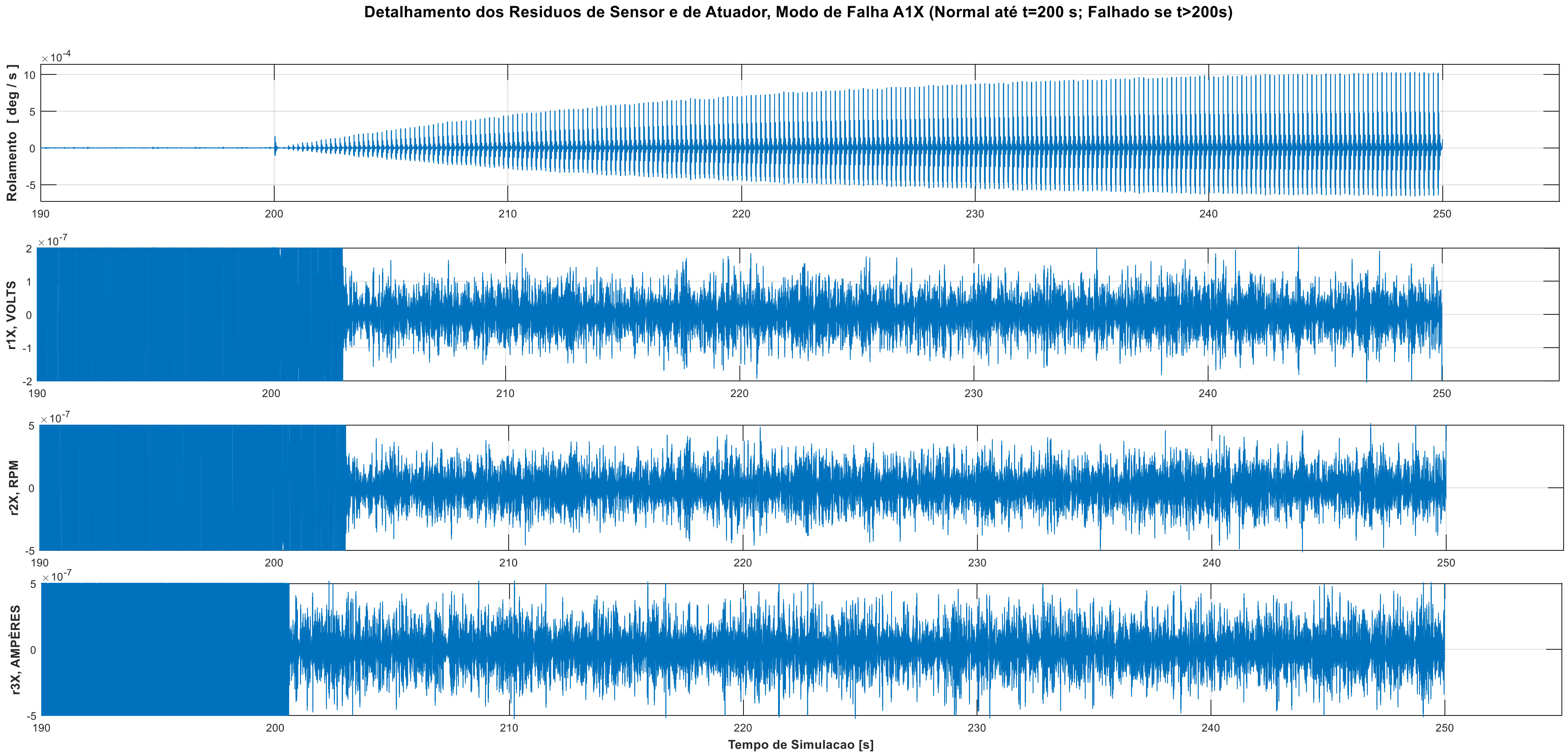


Figura 142 – Detalhe dos Resíduos Estruturados no Eixo Falhado, modo **A1X**.



6.1.5. Modo de Falha S1Y: Congelamento em Fundo de Escala, Giroscópio no Eixo Y

A implementação dessa falha é a mesma daquela feita para 5.4.2.3.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**.

Com a introdução da falha (saída do giroscópio ‘travada’ no fundo de escala, *300°/s*), ocorre a resposta do controlador, o qual passa a produzir um comando – também constante – de *-10 V*. Diferentemente do comportamento observado no modelo reduzido (**1-DOF** com controlador **PD**) (Figura 143 e Figura 144).

Esta falha do sensor, ao se propagar, leva o atuador a ter um comportamento semelhante à falha **A1**. Isso pode verificado pelos resíduos do atuador, os quais assumem característica e ordem de grandeza semelhantes ao da falha **A1** (Figura 146).

O diagnóstico desta falha se torna possível pelo resíduo do sensor no eixo **Y**. Por meio da inspeção de como evoluem ambos os casos, a diferença é nítida: no caso de **S1Y**, na qual não somente a evolução é qualitativamente distinta, mas também a ordem de grandeza apresentada pelo sinal do resíduo filtrado (Figura 145).

A avaliação de desempenho, Tabela 23, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. Claramente, pela natureza desta falha, os eixos **X** e **Y** perderam o apontamento (vide seção 3.1).

Tabela 23 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da PMM, modo de falha **S1Y**.

	S1Y		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	0.077048	0.000840	Não (>0.05)
Y [°]	-41.899246	0.361242	Não (>0.05)
Z [°]	-0.034899	0.001142	Sim (< 0.05)

Figura 143 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **S1Y**.

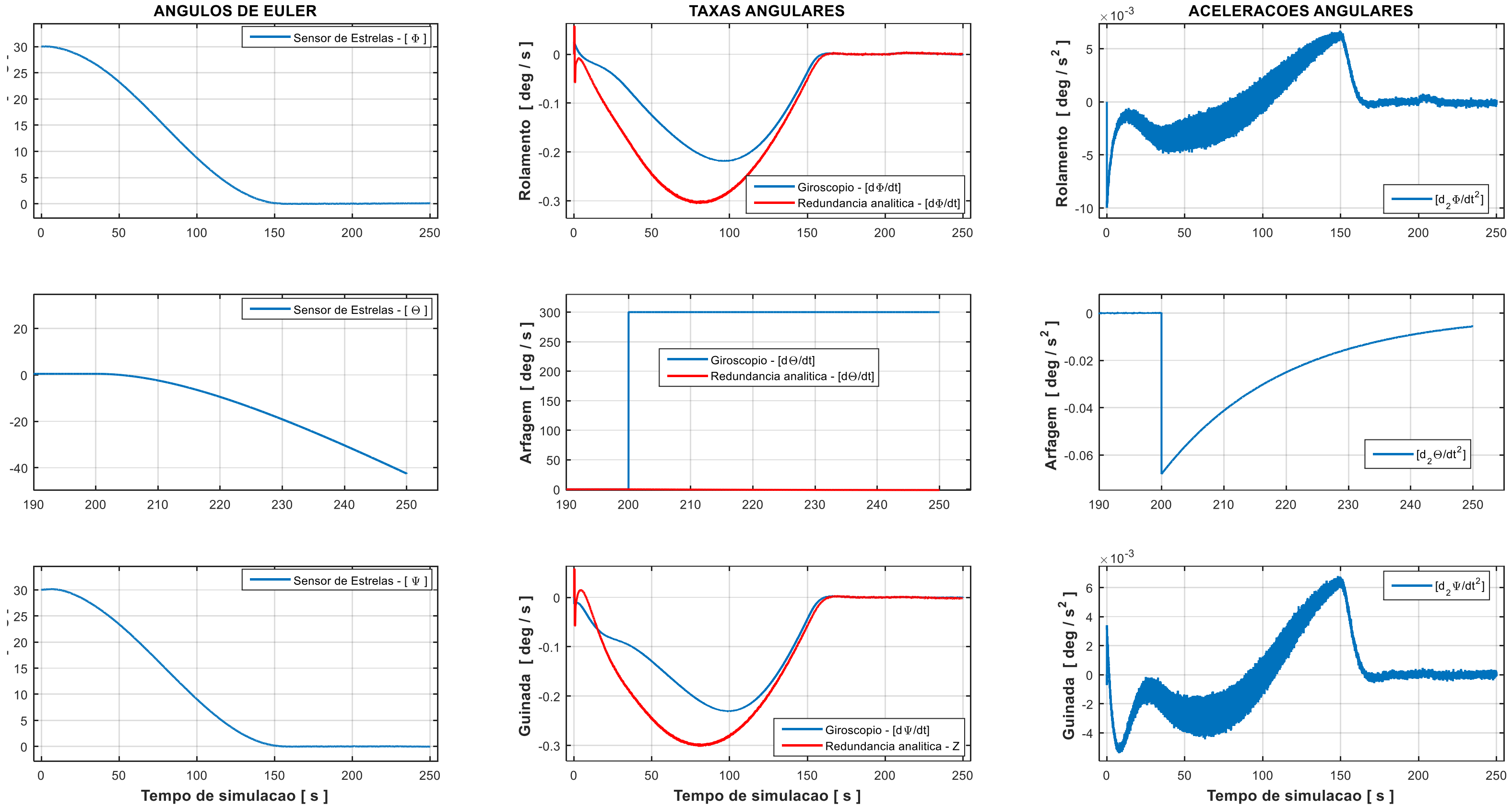


Figura 144 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **S1Y**.

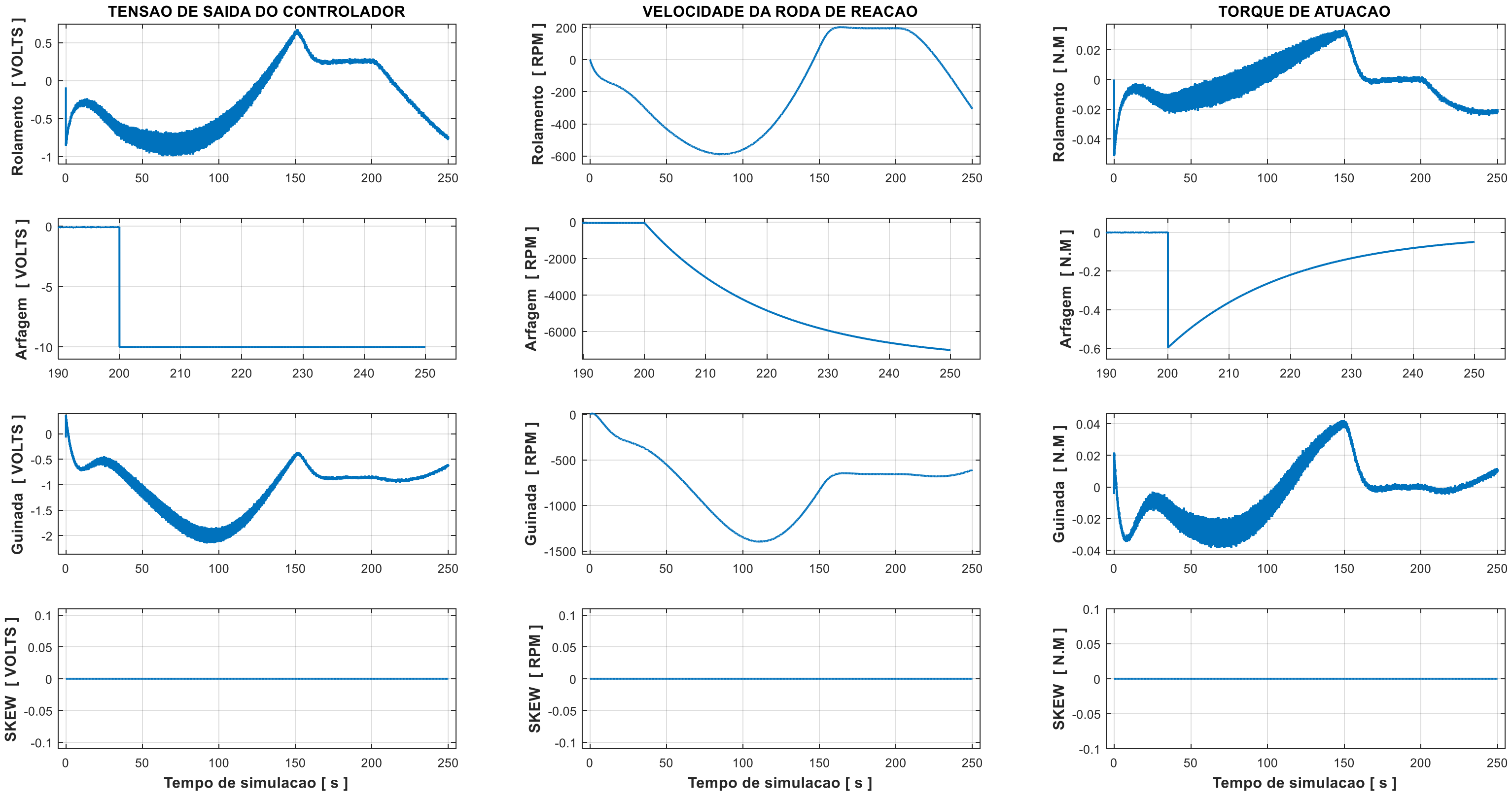


Figura 145 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **S1Y**.

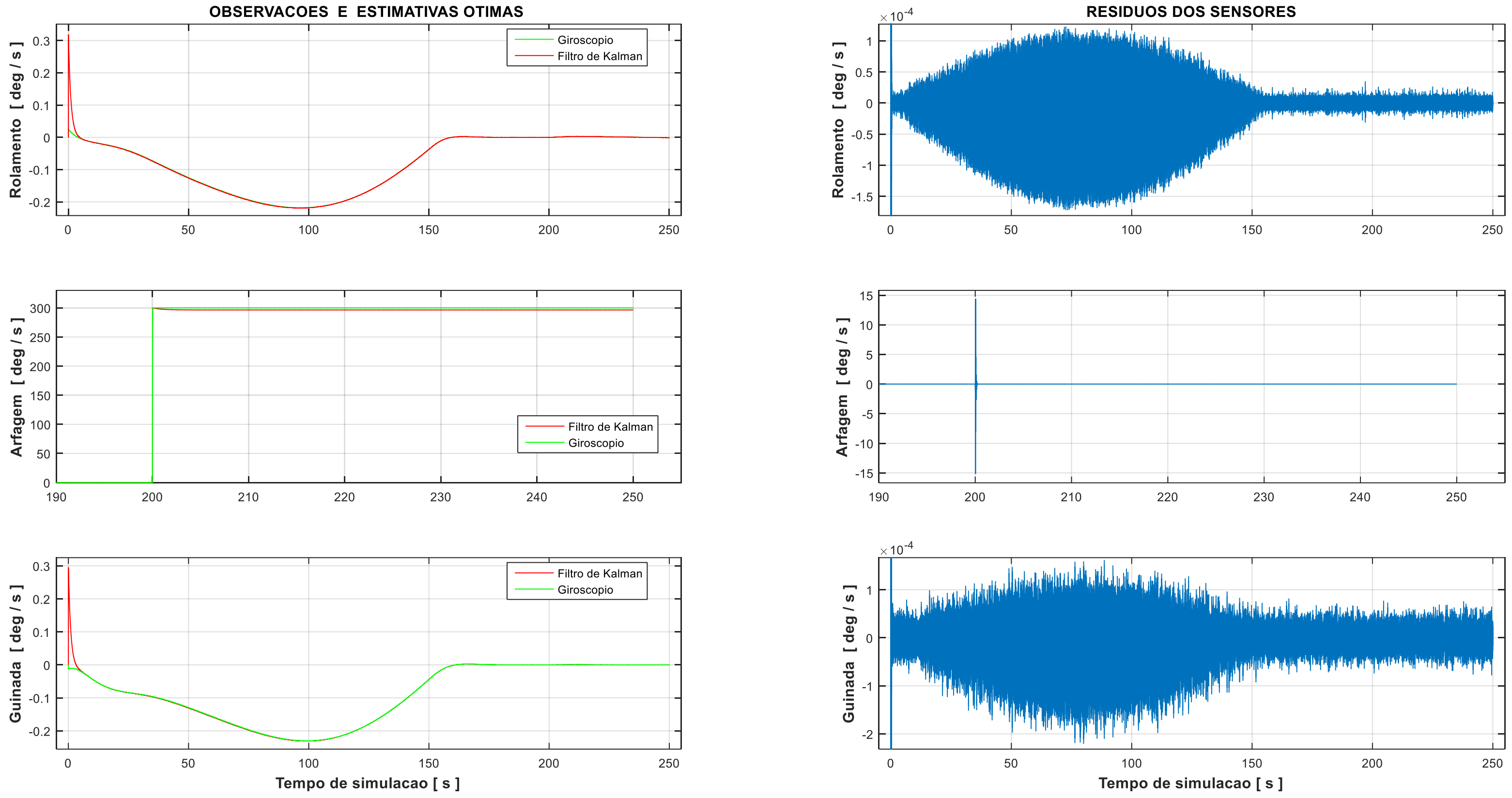


Figura 146 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **S1Y**.

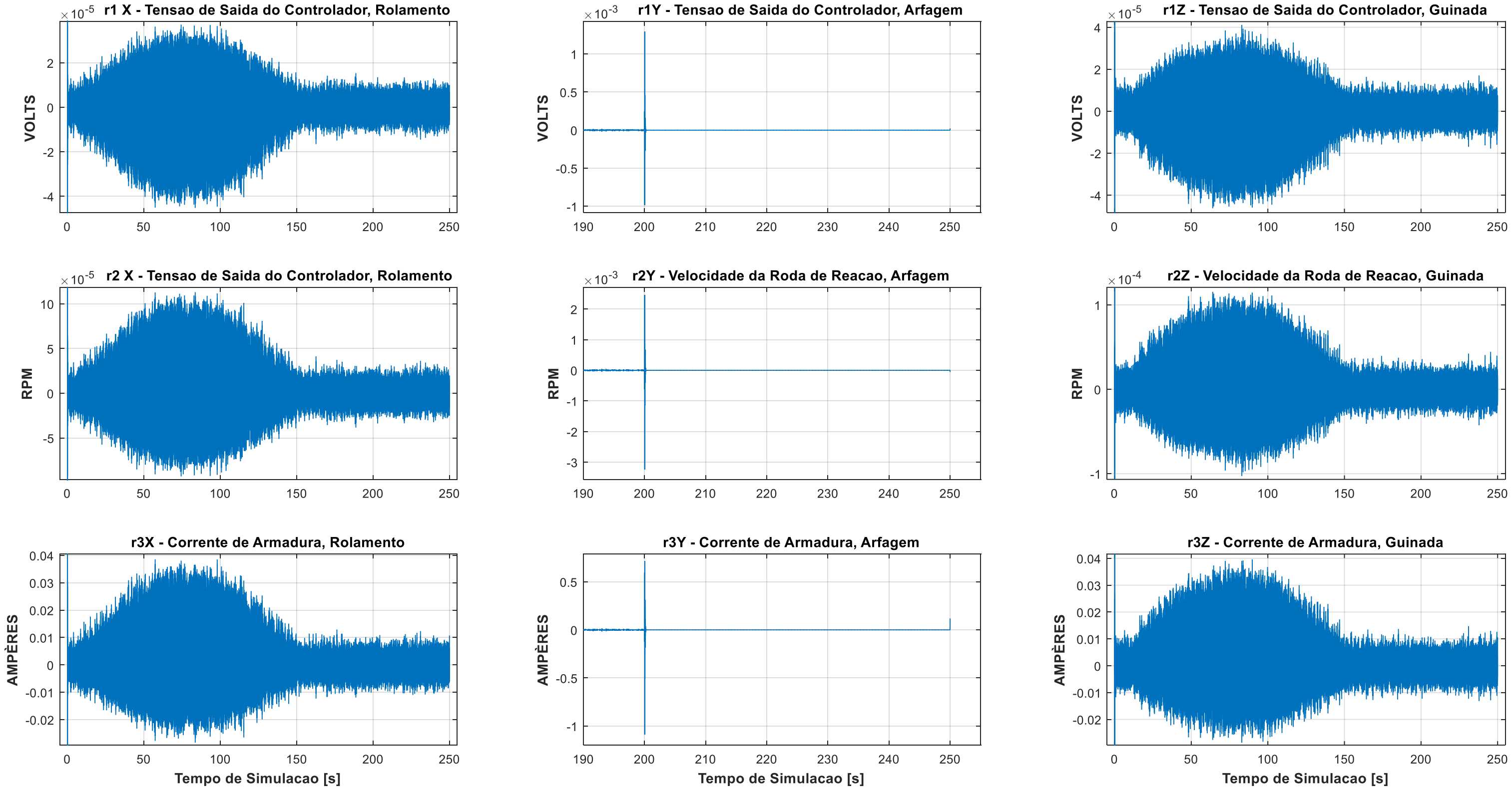
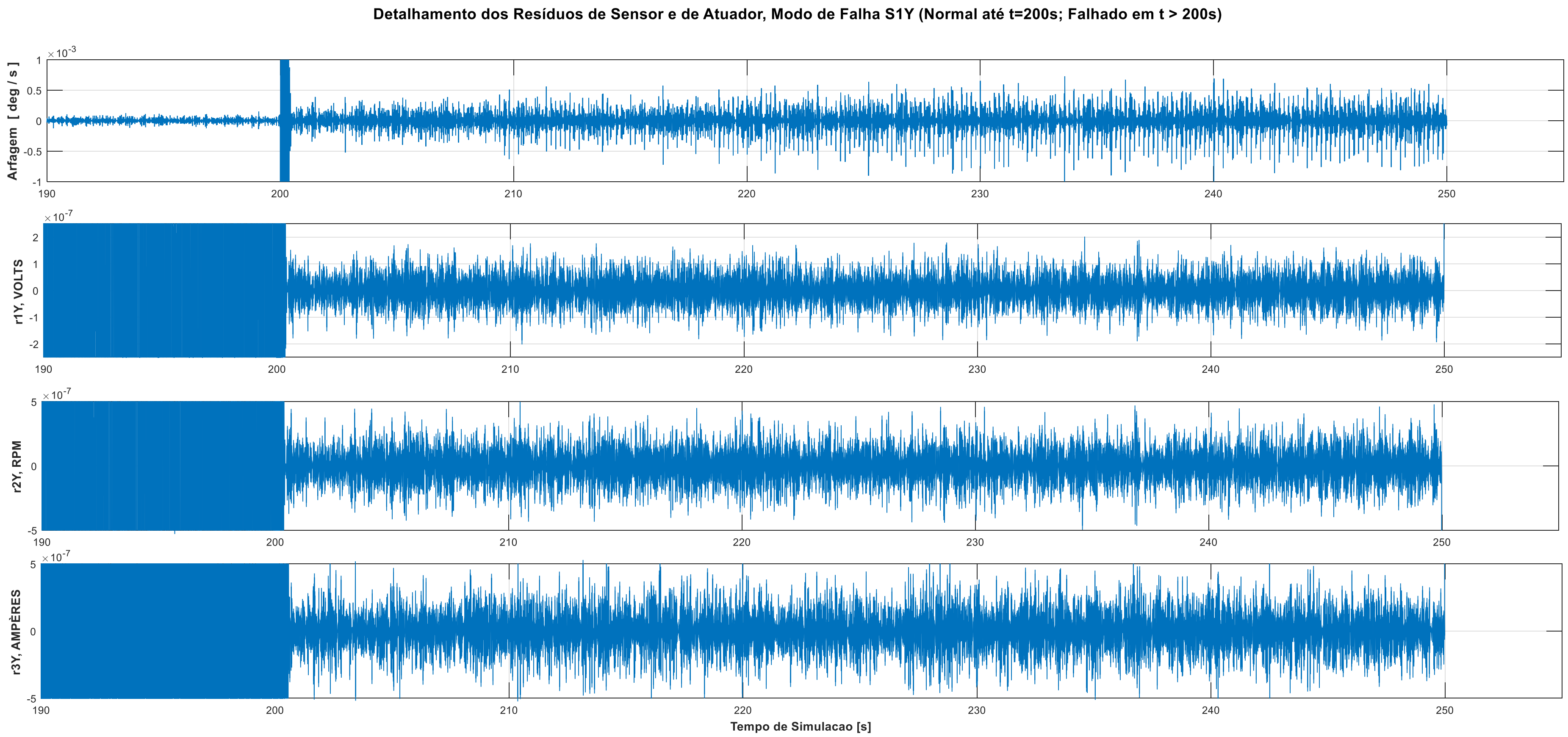


Figura 147 – Detalhe dos Resíduos Estruturados no Eixo Falhado, modo **S1Y**.



6.1.6. Modo de Falha S4Y: Deriva de Fator de Escala, Giroscópio no Eixo Y

É implementada segundo o modelo em 4.1.1.4, na forma da Equação (5.19) abaixo e seus termos detalhados na Tabela 24:

$$SensorTaxa^i(t)=\begin{cases} EstadoSistema^i(t)*FENormal^i + BiasNormal^i + \ldots \\ \ldots + RuidoModoNormal^i, \ \ se \ t<t_{falha} \\ \\ EstadoSistema^i * FENormal^i * \left[1+(t-t_{falha}+TimeStep)*FatorFE^i\right] + \ldots \\ \ldots + BiasNormal^i + RuidoModoNormal^i * GanhoAjuste(t)^i, \ \ se \ t\geq t_{falha} \end{cases} \quad (5.19)$$

Tabela 24 – Descrição dos termos utilizados na equação (5.19).

$SensorTaxa^i$	Observação informada pelo i-ésimo sensor, no instante de tempo qualquer.
$EstadoSistema^i(t)$	Estado da planta de controle de interesse do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo qualquer.
$BiasNormal^i$	Viés característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$FENormal^i$	Fator de escala característico do i-ésimo sensor normal, no instante de tempo $t < t_{falha}$
$RuidoModoNormal^i$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo **Normal**, modelada como uma função densidade de probabilidade (instante de tempo $t < t_{falha}$).
$FatorFE^i$	Fator que condiciona o incremento do fator de escala em função do tempo decorrido após a ocorrência da falha. Dado que a simulação é feita com 100Hz (0.01s), seu valor é de 100.
$FENormal^i * \ldots$ $\left[1+(t-t_{falha}+TimeStep)*FatorFE^i\right]$	Fator de escala sob deriva, $t > t_{falha}$.

$GanhoAjuste(t)^i$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo t > t_{falha}.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**.

Com a introdução da falha, a manifestação da deriva de fator de escala progride geometricamente no sinal entregue pelo sensor no eixo **Y**. Assim como para **S2X** e **S3X**, não houve propagação visível da falha para os demais eixos (Figura 148).

Isso leva o controlador a trabalhar num regime de saturação permanente, oscilando entre os extremos da tensão de comando do atuador. Logicamente a roda de reação também passa a trabalhar com inversões de sentido (polaridade) seguidas, o que retira sua autoridade como elemento atuador e induz um nível de aceleração angular excessivo no eixo falhado (Figura 149).

A exemplo dos casos **S2X** e **S3X**, dado que o controlador **LQR** faz uso ainda dos parâmetros de atitude e velocidade da roda de reação, existe uma capacidade limitada de esta falha ser tolerada passivamente, até que o requisito de acurácia de apontamento do eixo seja não mais atendido.

Sobre os resíduos dos sensores e de atuadores, são válidas as mesmas observações feitas para **S2X**, **S3X** e **S1Y**: são obtidos resíduos com característica dinâmica diferenciada para o eixo **Y** a partir da ocorrência da falha e, para os eixos **X** e **Z** não são observadas alterações (Figura 150 e Figura 151).

A avaliação de desempenho, Tabela 25, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \le t \le 250 \quad s$. O cumprimento do requisito ainda é mantido para o tempo de simulação utilizado (vide seção 3.1).

Tabela 25 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da **PMM**, modo de falha **S4Y**.

	S4Y		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	0.000443	0.000865	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.4722810	0.001032	Sim (< 0.05)
Z [°]	0.000144	0.000577	Sim (< 0.05)

Figura 148 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **S4Y**.

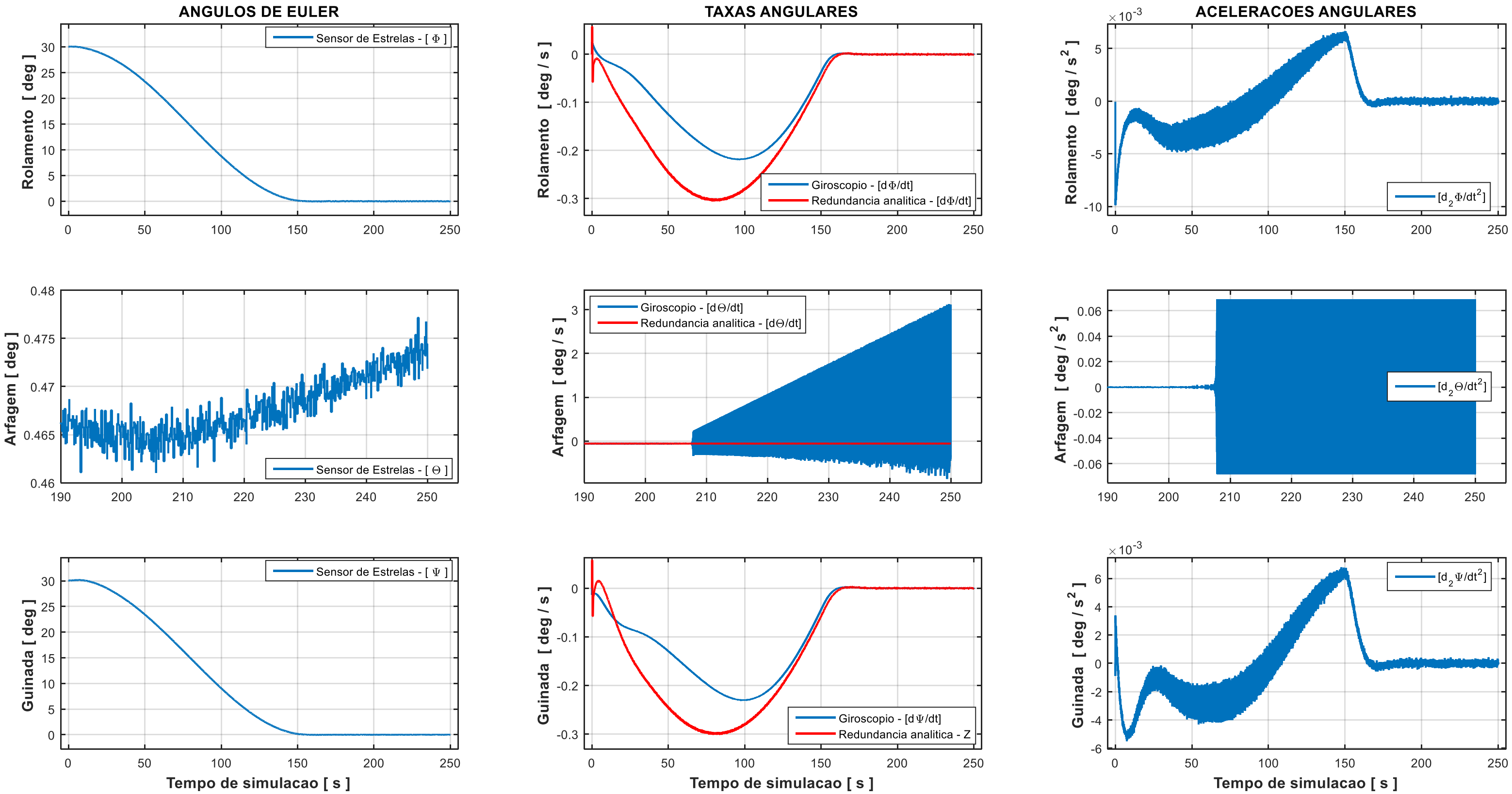


Figura 149 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **S4Y**.

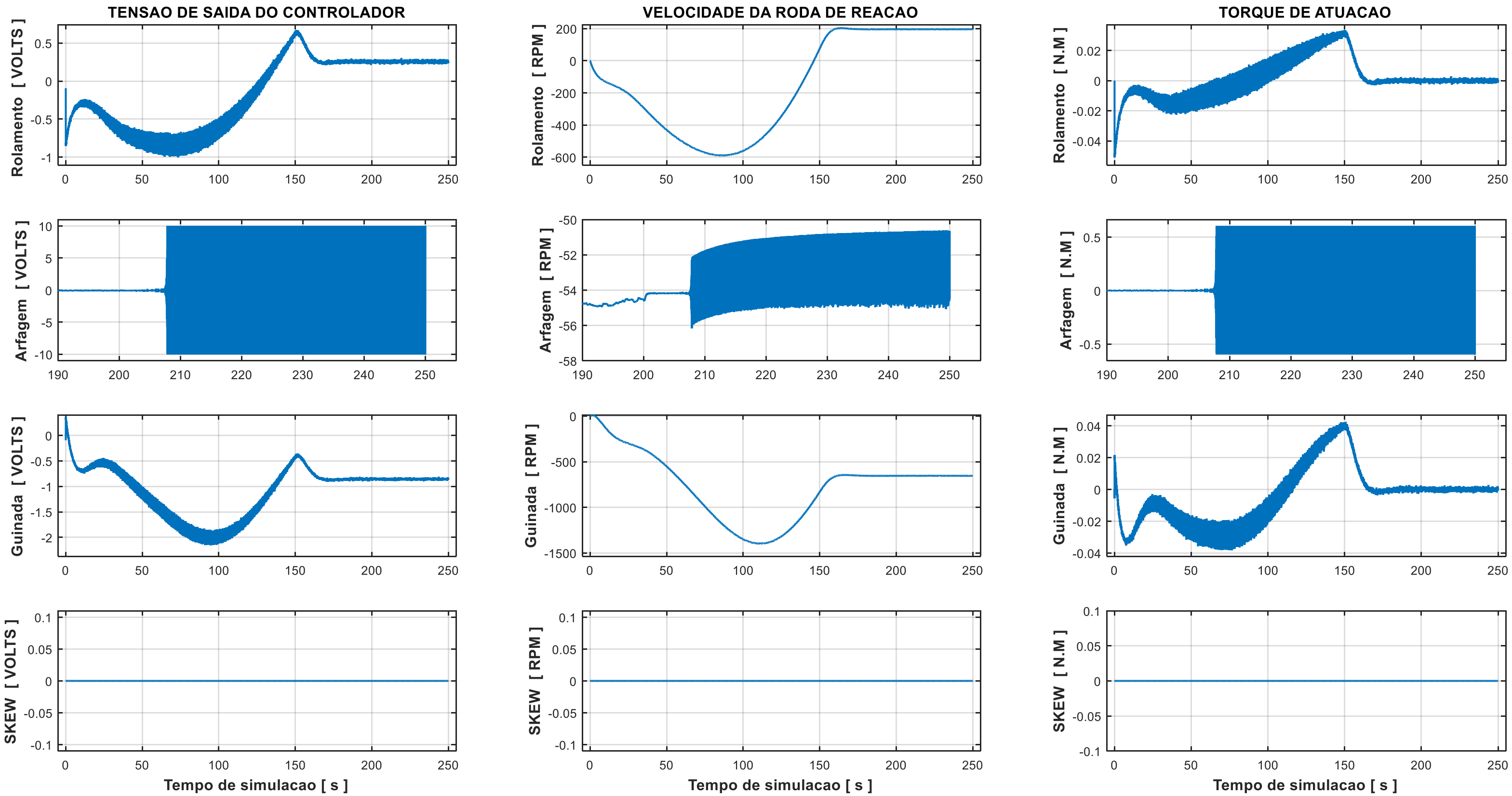


Figura 150 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **S4Y**.

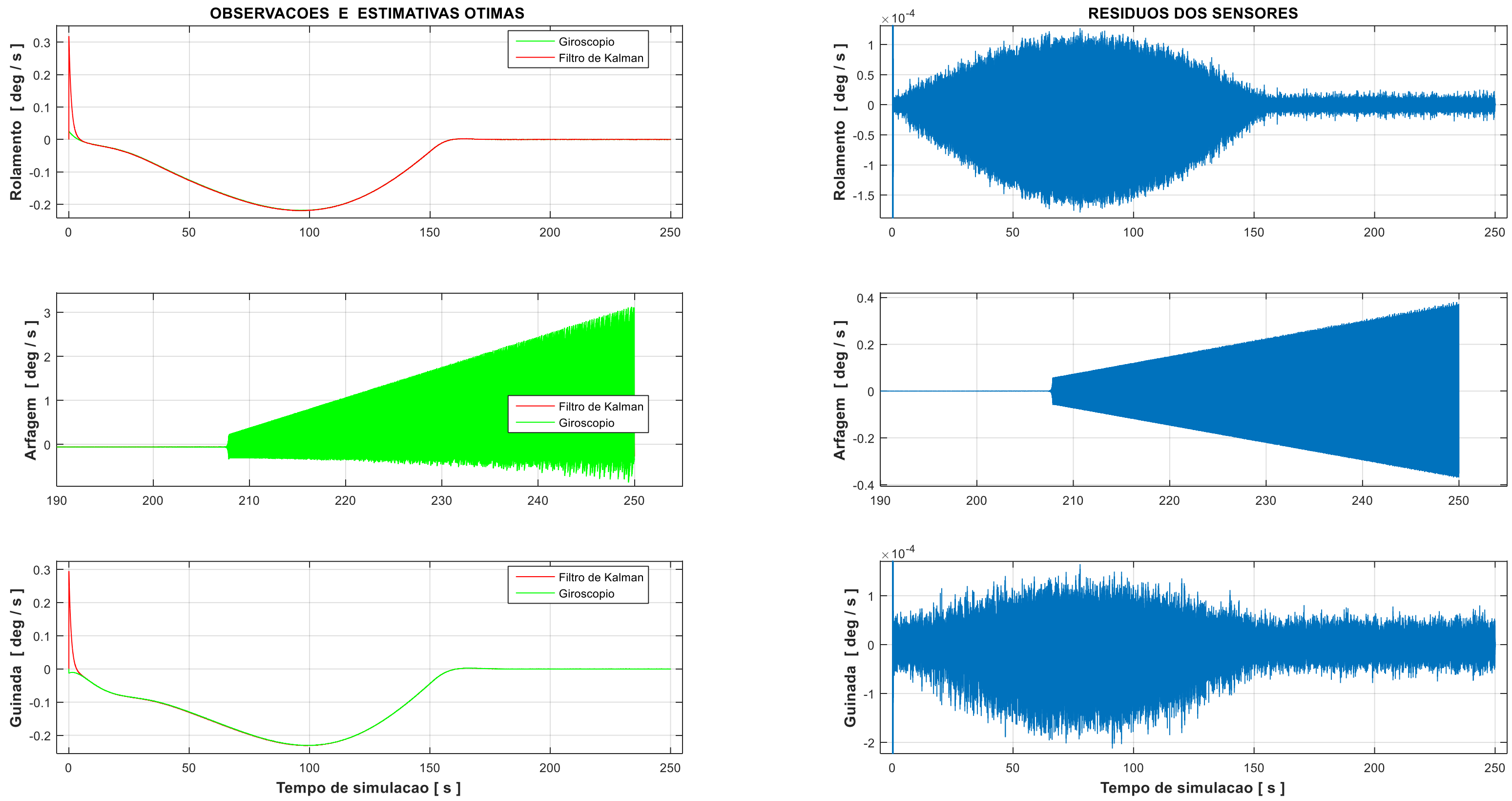
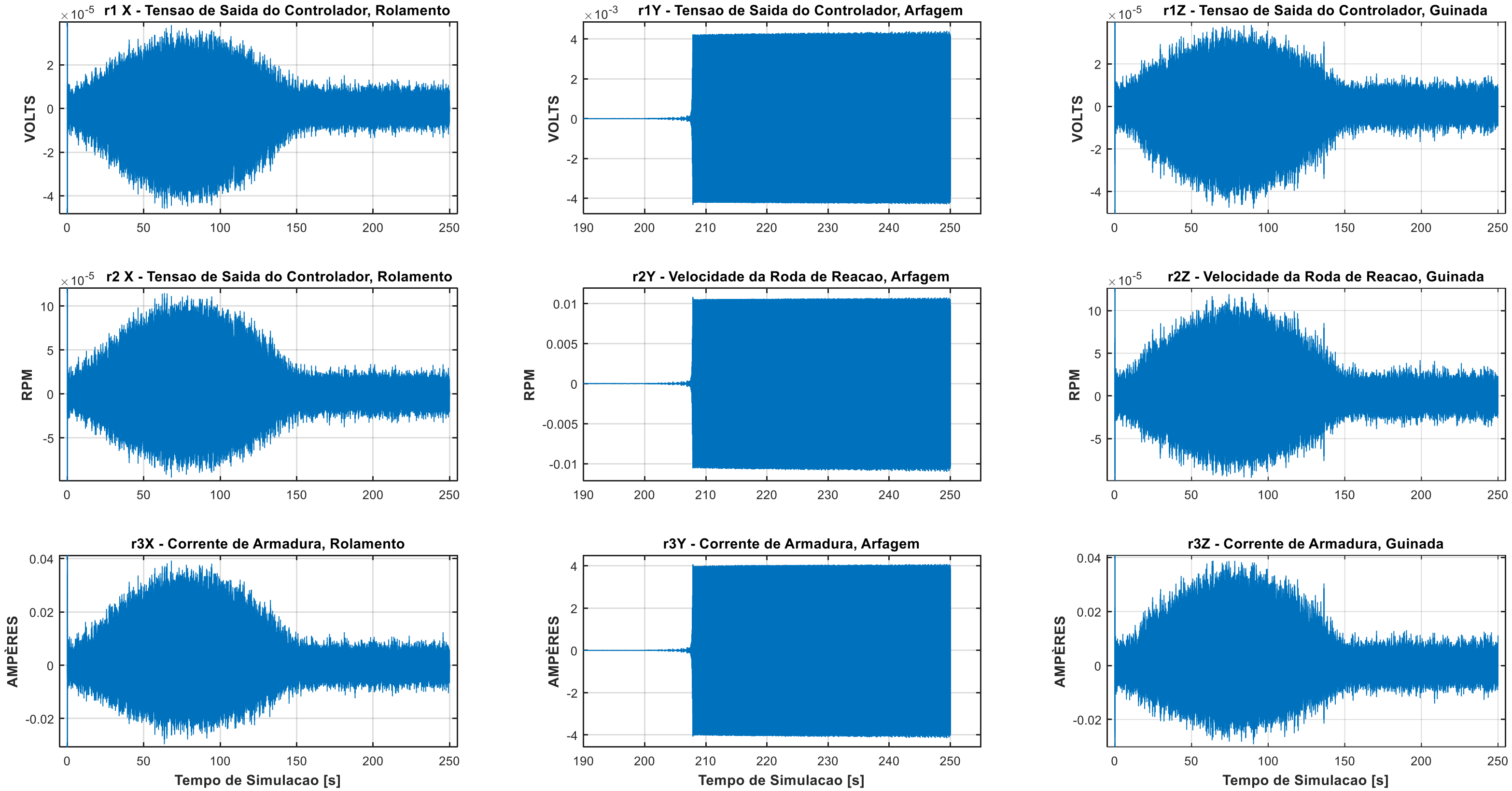


Figura 151 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **S4Y**.



6.1.7. Modo de Falha A2Y: Falência, Roda de Reação no Eixo Y

É implementada segundo o modelo em 4.1.2.2, na forma da Equação (5.20) abaixo e seus termos detalhados na Tabela 26:

$$TensaoAtuador^{i}(t) = \begin{cases} ComandoControlador^{i}(t), \;\; se\; t < t_{falha} \\ \\ 0.02 * TensaoMaxima^{i} * randn(1,1) + ... \\ ... + RuidoModoNormal^{i} * GanhoAjuste(t)^{i} \;\; se\; t \geq t_{falha} \end{cases} \tag{5.20}$$

Tabela 26 – Descrição dos termos utilizados na equação (5.20).

$TensaoAtuador^{i}(t)$	I-ésima ação efetiva de comando do controlador normal, no instante de tempo qualquer.
$ComandoControlador^{i}(t)$	I-ésimo comando do controlador normal, no instante de tempo qualquer.
$TensaoMaxima^{i}$	Máxima valor de comando, característica de projeto/desempenho do i-ésimo atuador.
$RuidoModoNormal^{i}$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo normal, modelada como uma função densidade de probabilidade.
$GanhoAjuste(t)^{i}$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo $t > t_{falha}$.

Com a introdução da falha (falência da roda de reação), deixa de existir o nível de torque necessário à manutenção da atitude no eixo **Y**, pois a roda de reação passa ter comportamento errático e não correlacionado aos comandos gerados pelo controlador (Figura 150).

Apesar de sutil, por ser já baixa antes da falha ocorrer, a velocidade da roda decai ainda mais. O controlador reage no sentido de corrigir o que se interpreta – anomalamente – como desvio de atitude: a tensão de saída aumenta constantemente e tende a ir para o nível de saturação (neste caso, *-10 V*).

A perda de apontamento no eixo **Y** passa a ocorrer como uma “deriva lenta”. Inicialmente deve ocorrer uma perda de apontamento local, cuja propagação nos eixos **X** e **Z** poderá ser temporariamente compensada. Entretanto, à medida que o sistema falhado evoluir e a perda de apontamento em **Y** aumentar, o desvio propagado será tal que os controladores dos eixos **X** e **Z** poderão saturar. O satélite tornar-se-á incontrolável (Figura 149).

Sobre os resíduos dos sensores e de atuadores, são válidas as mesmas observações feitas para todos os modos de falha anteriores: são obtidos resíduos com característica dinâmica diferenciada para o eixo **Y** a partir da ocorrência da falha e, para os eixos **X** e **Z** não são observadas alterações (Figura 155 e Figura 156).

A avaliação de desempenho, Tabela 27, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. O cumprimento do requisito ainda é mantido pelos eixos **X** e **Z** para o tempo de simulação utilizado (vide seção 3.1).

Tabela 27 - Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da PMM, modo de falha **A2Y**.

	A2Y		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.000523	0.000707	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.7562220	0.002814	Não (>0.05)
Z [°]	0.000179	0.000551	Sim (< 0.05)

Figura 152 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **A2Y**.

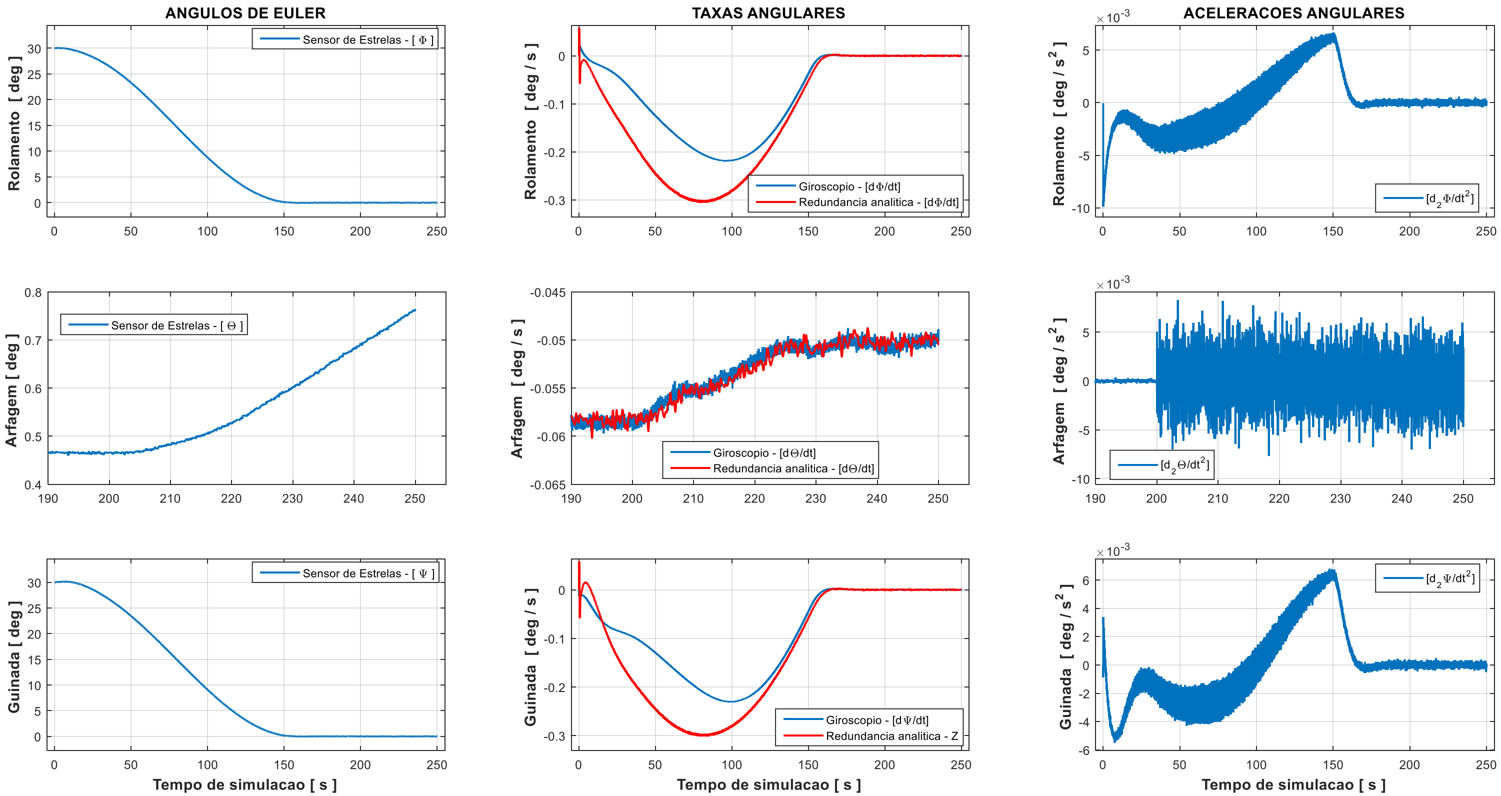


Figura 153 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **A2Y**.

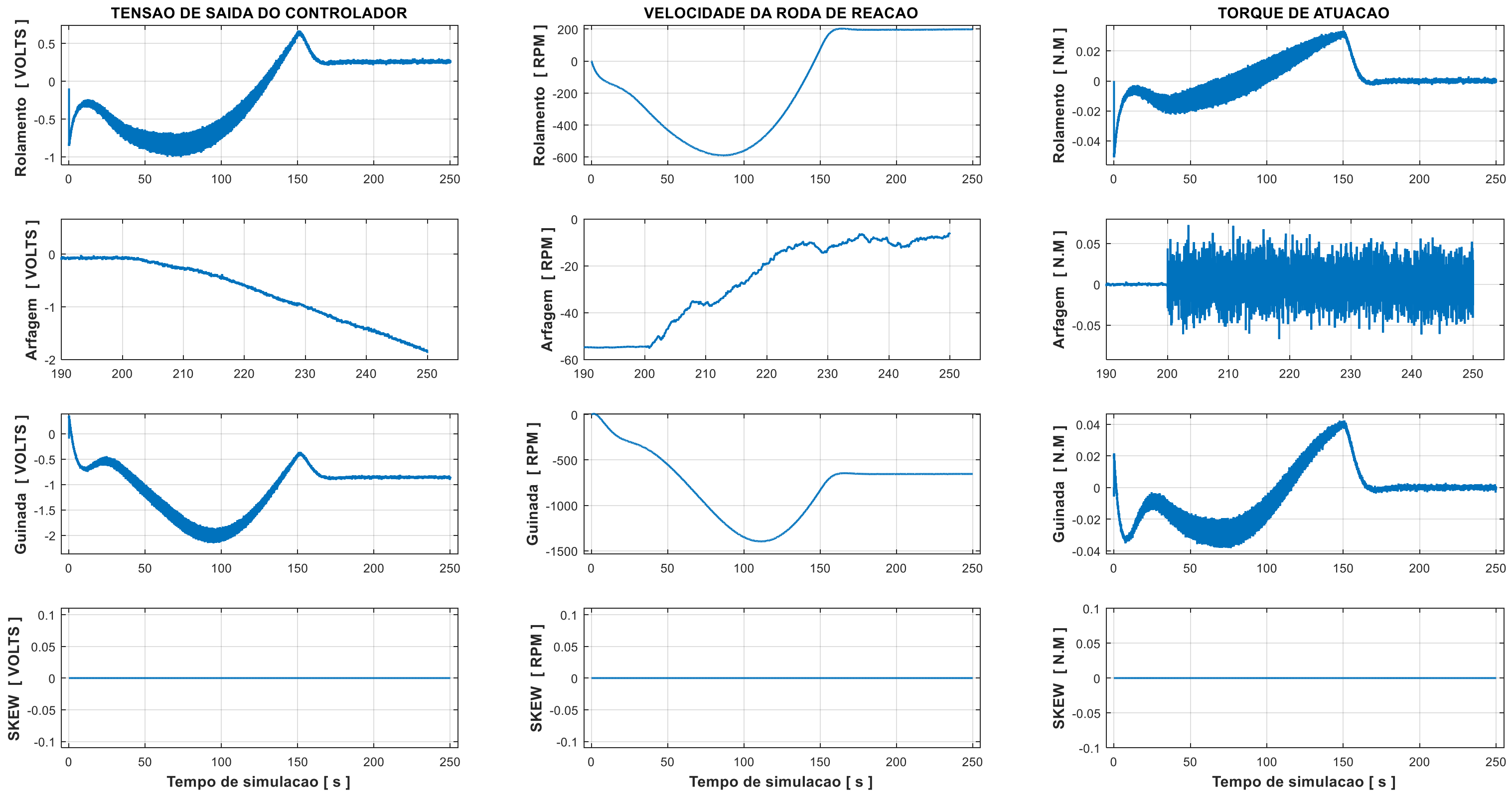


Figura 154 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **A2Y**.

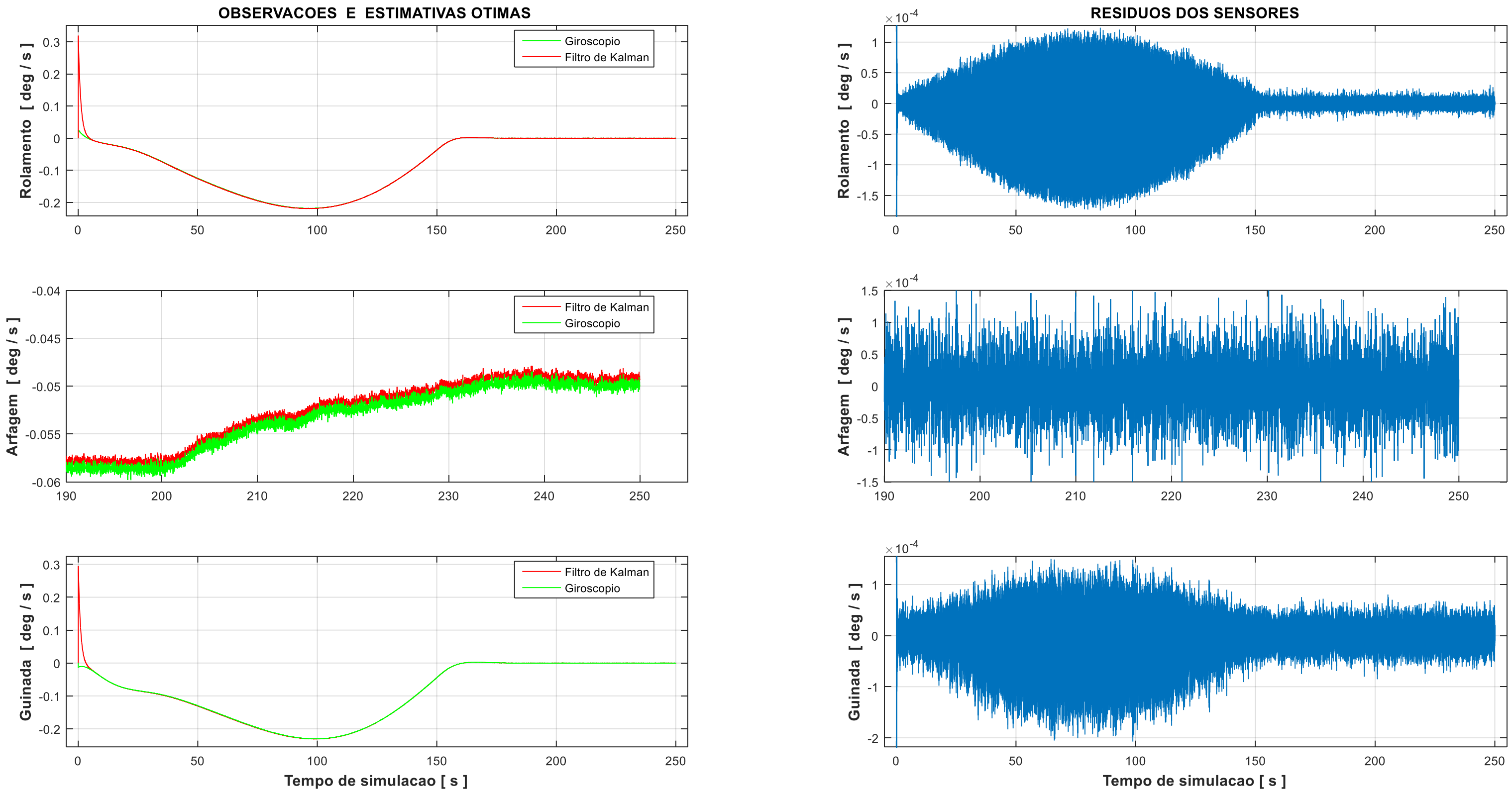
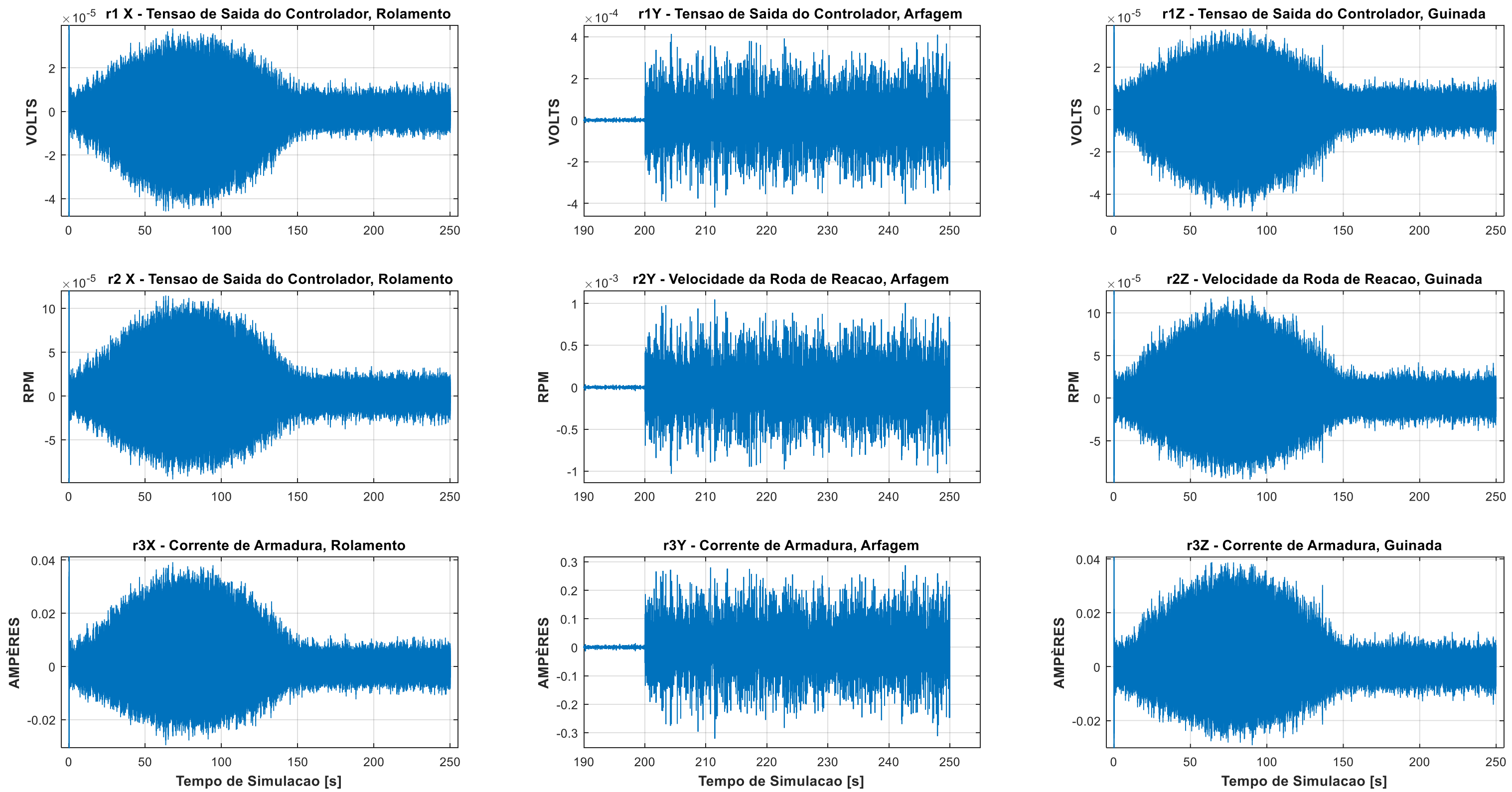


Figura 155 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **A2Y**.



6.1.8. Modo de Falha S2Z: Congelamento em Última Aquisição Válida, Giroscópio no Eixo Z

São válidos para **S2Z** os mesmos comentários feitos para **S2X**, porém e obviamente relacionados ao eixo **Z** no que diz respeito aos resíduos e suas características.

A avaliação de desempenho, Tabela 28, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. O cumprimento do requisito ainda é mantido para o tempo de simulação utilizado (vide seção 3.1).

Tabela 28 - Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da PMM, modo de falha **S2Z**.

	S2Z		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.000073	0.001395	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.4629390	0.001133	Sim (< 0.05)
Z [°]	0.006948	0.000960	Sim (< 0.05)

Figura 156 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **S2Z**.

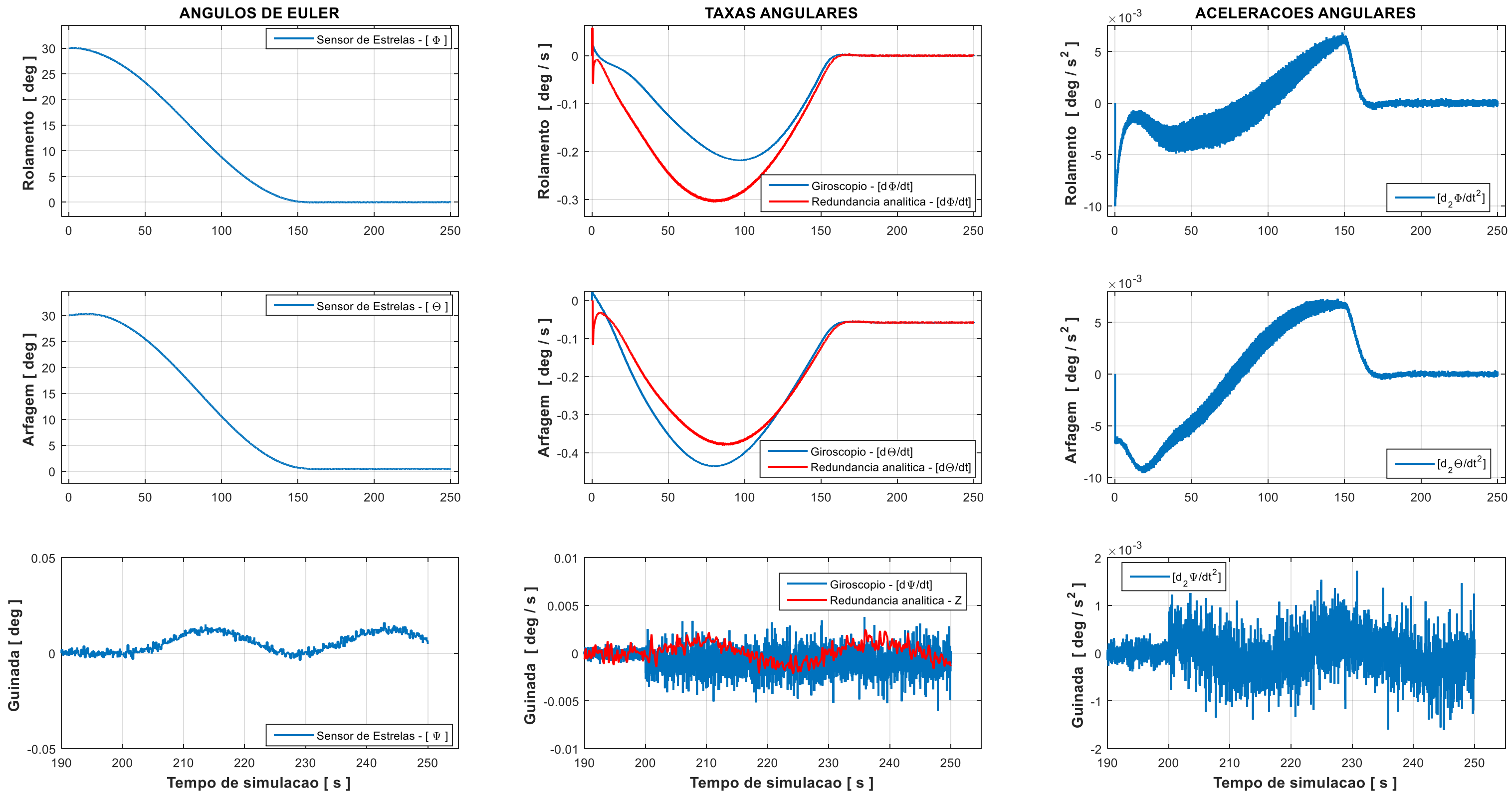


Figura 157 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **S2Z**.

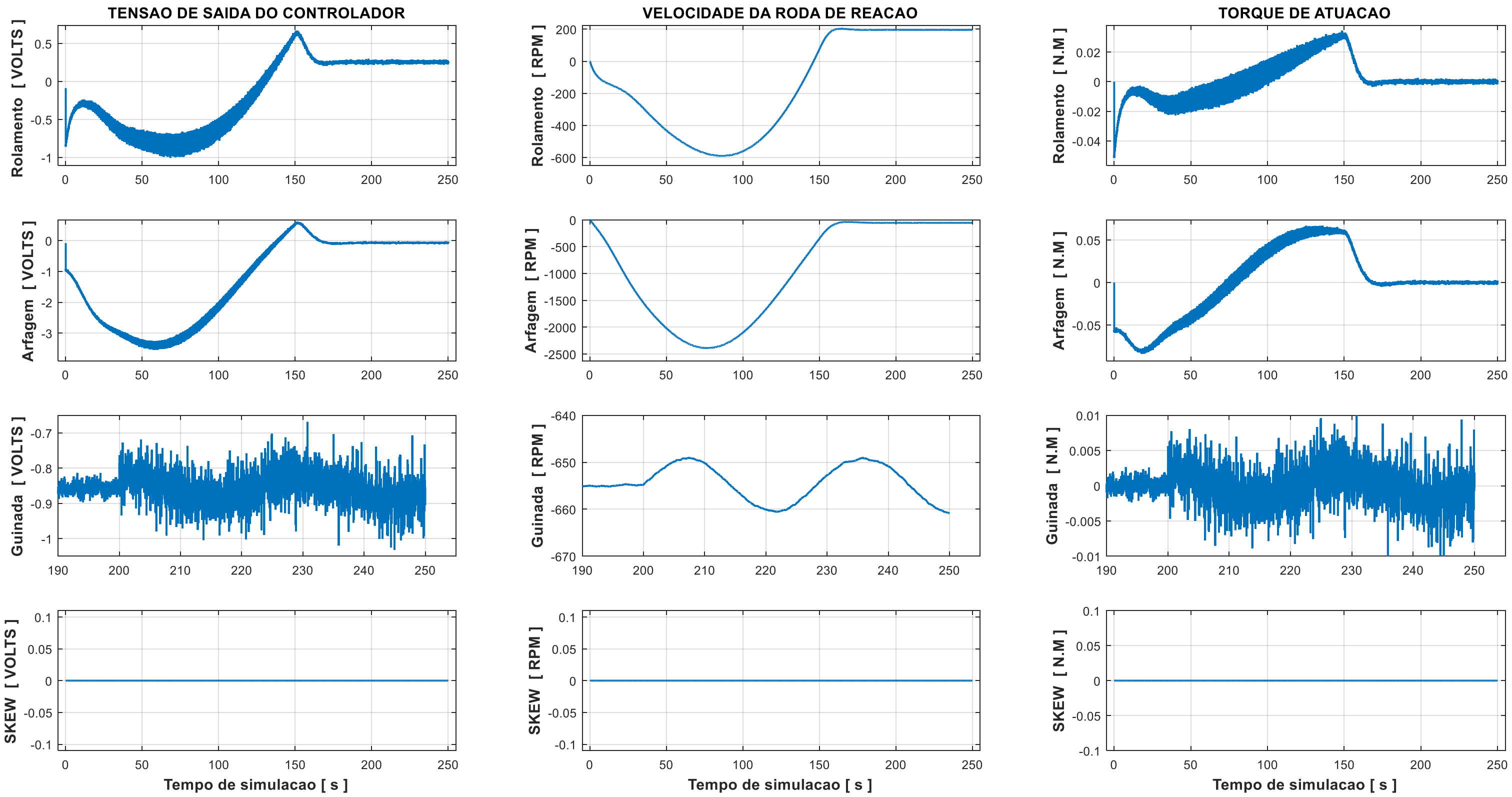


Figura 158 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **S2Z**.

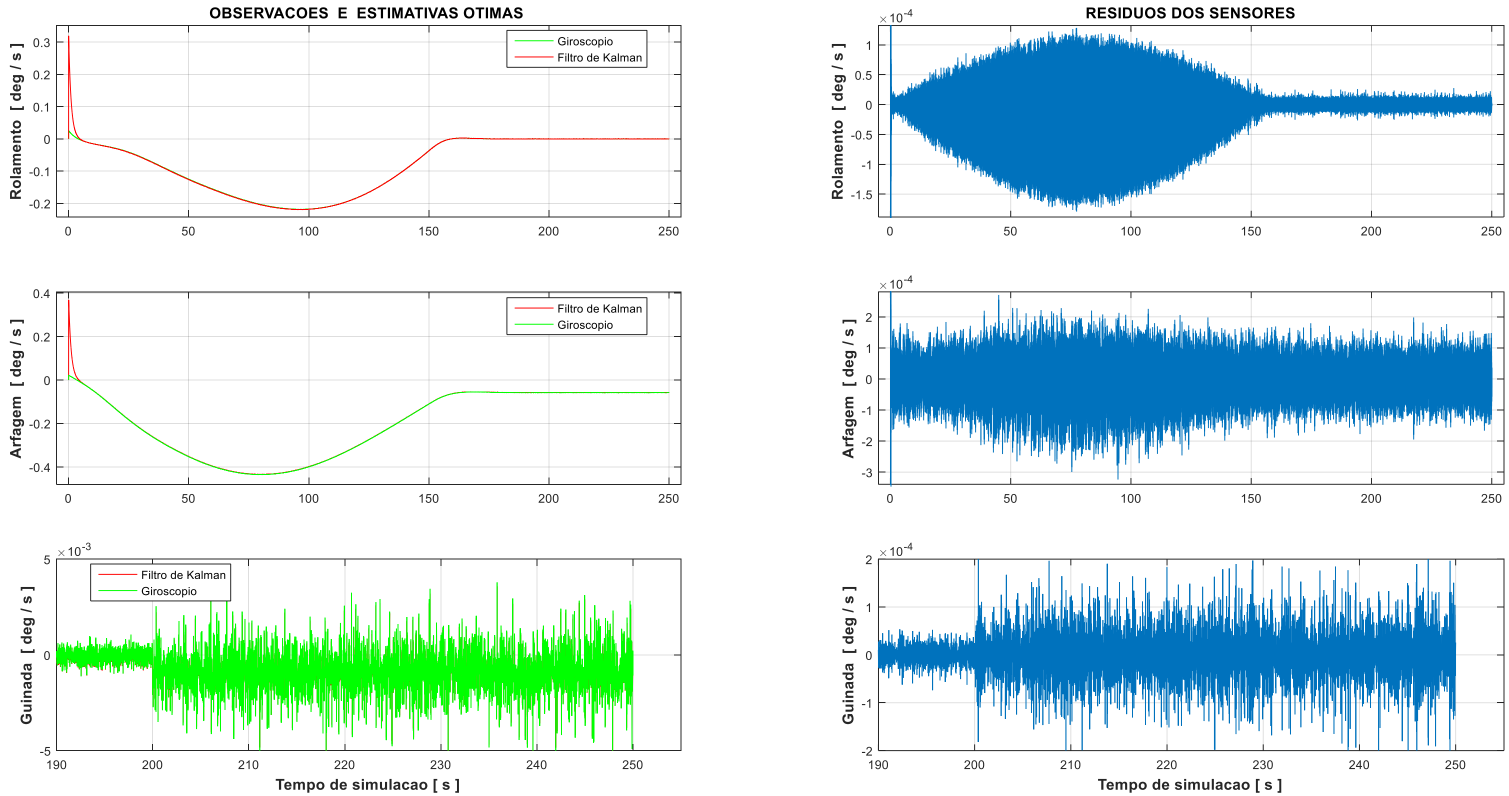
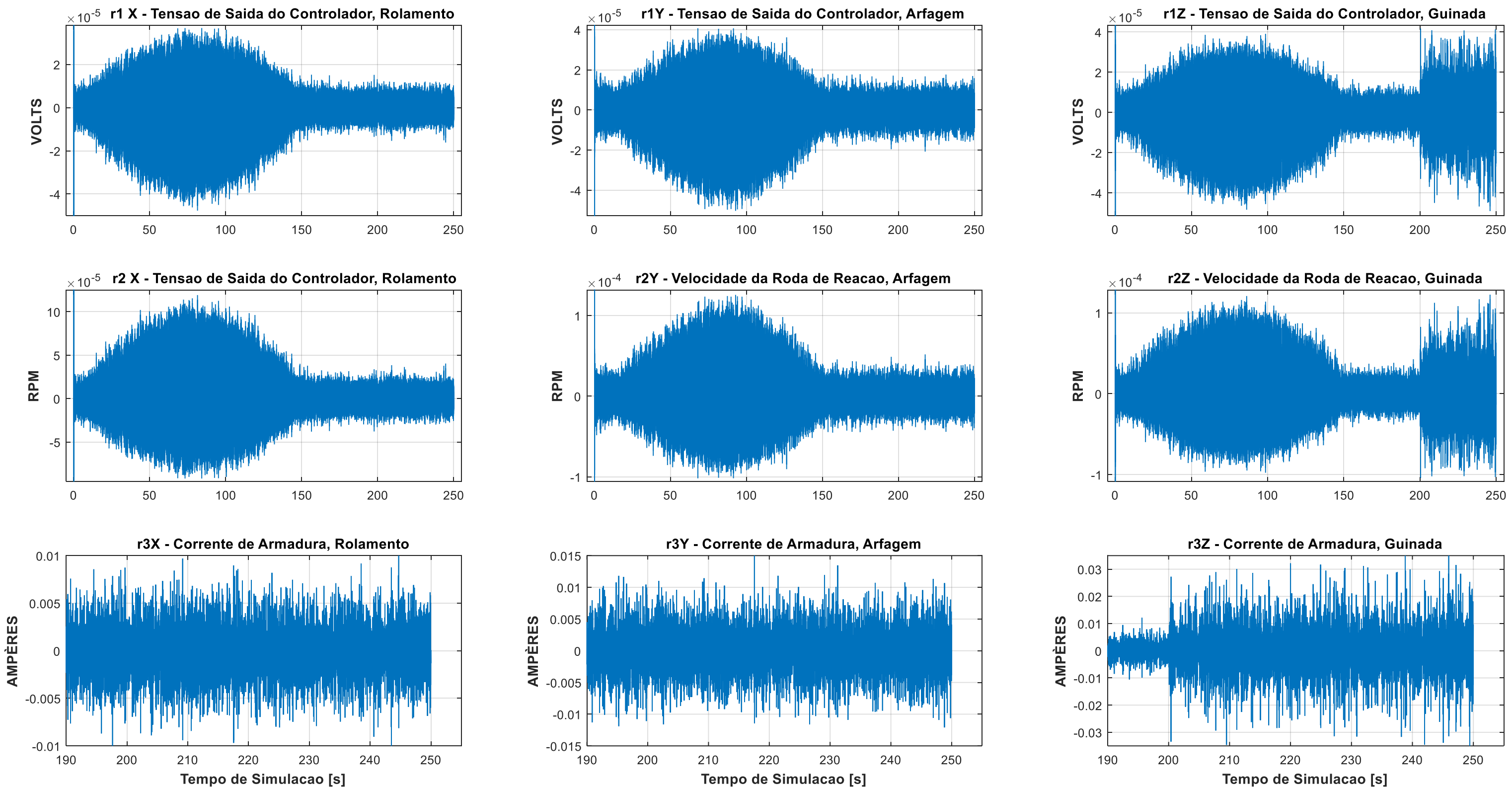


Figura 159 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha S**2Z**.



6.1.9. Modo de Falha S4Z: Deriva de Fator de Escala, Giroscópio no Eixo Z

São válidos para **S4Z** os mesmos comentários feitos para **S4Y**, porém e obviamente relacionados ao eixo **Z** no que diz respeito aos resíduos e suas características.

A avaliação de desempenho, Tabela 29, mostra o apontamento médio e o desvio padrão de cada eixo de controle, numa amostragem feita para o intervalo $240 \leq t \leq 250 \quad s$. O cumprimento do requisito ainda é mantido para o tempo de simulação utilizado (vide seção 3.1).

Tabela 29 – Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da PMM, modo de falha **S4Y**.

	S4Z		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.000073	0.001395	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.4619085	0.001133	Sim (< 0.05)
Z [°]	0.006948	0.000960	Sim (< 0.05)

Figura 160 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **S4Z**.

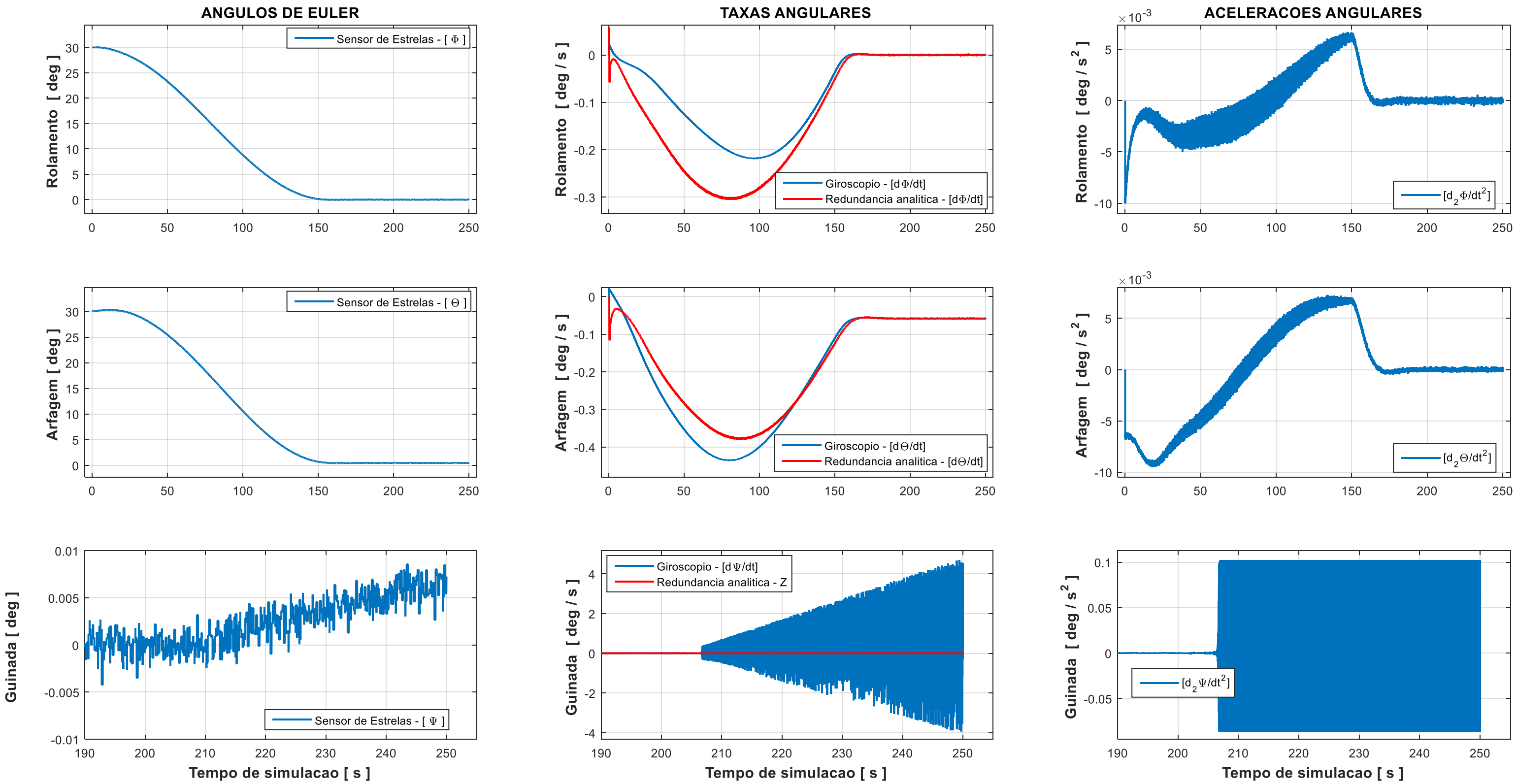


Figura 161 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **S4Z**.

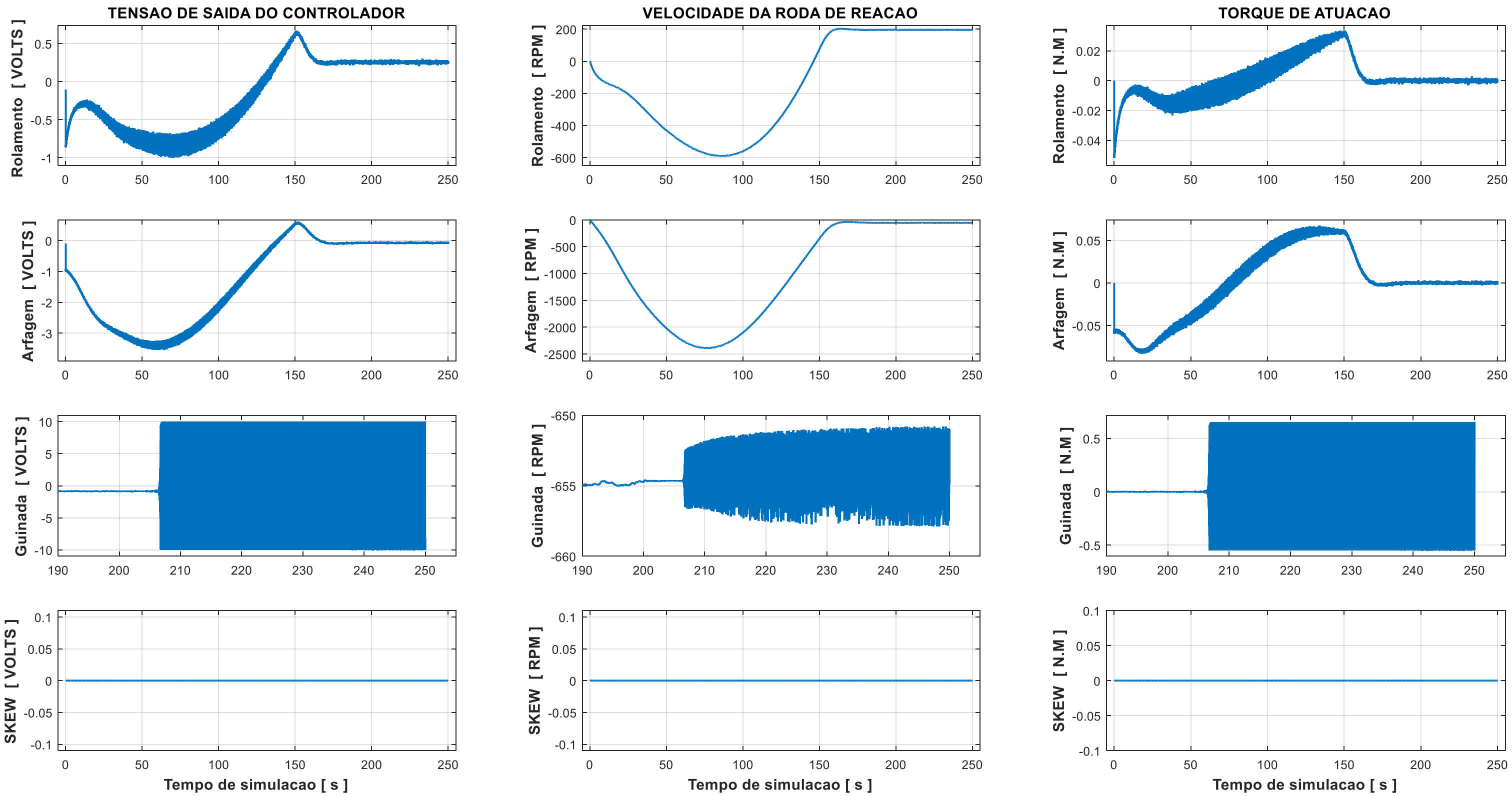


Figura 162 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **S4Z**.

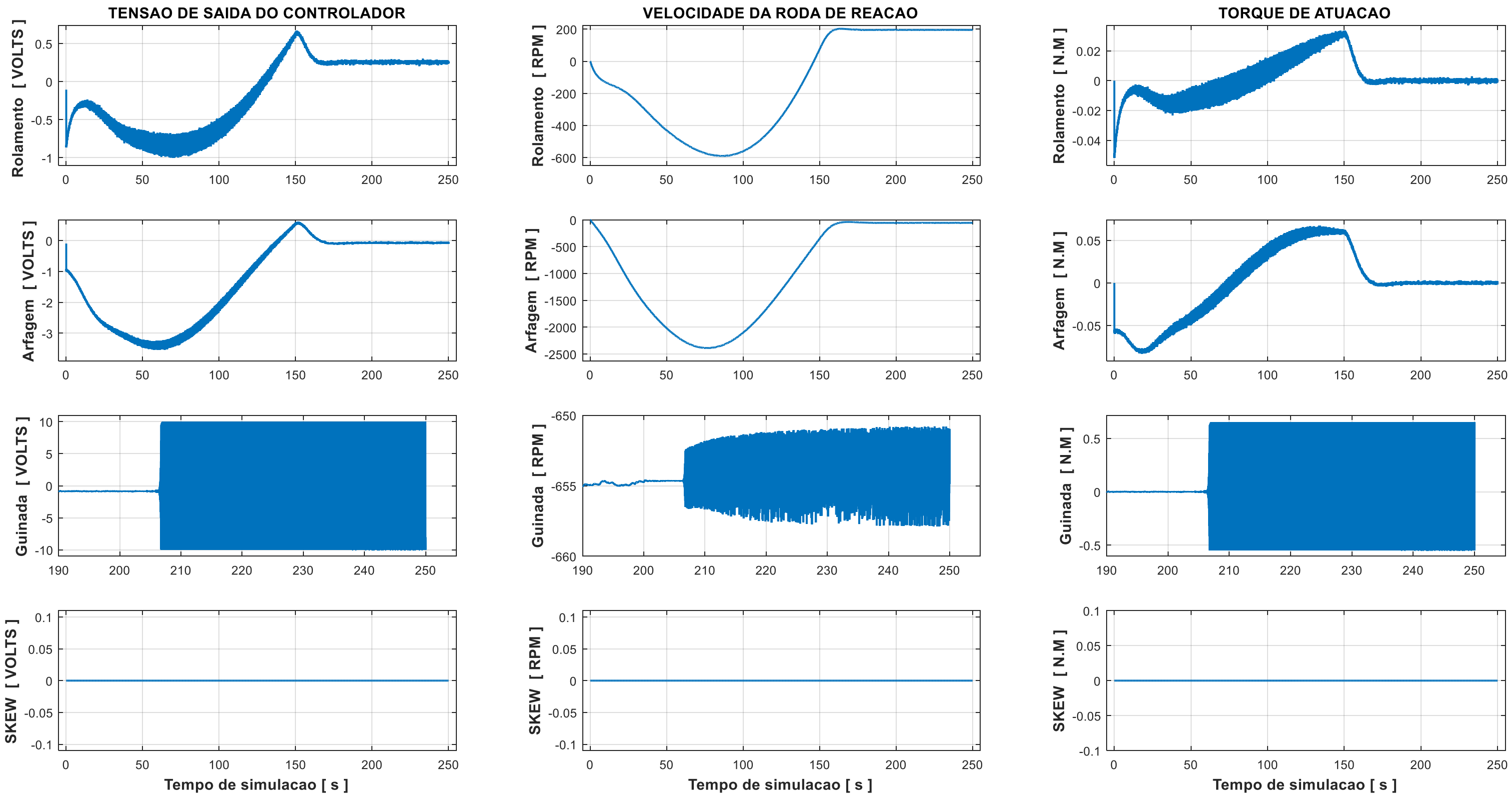
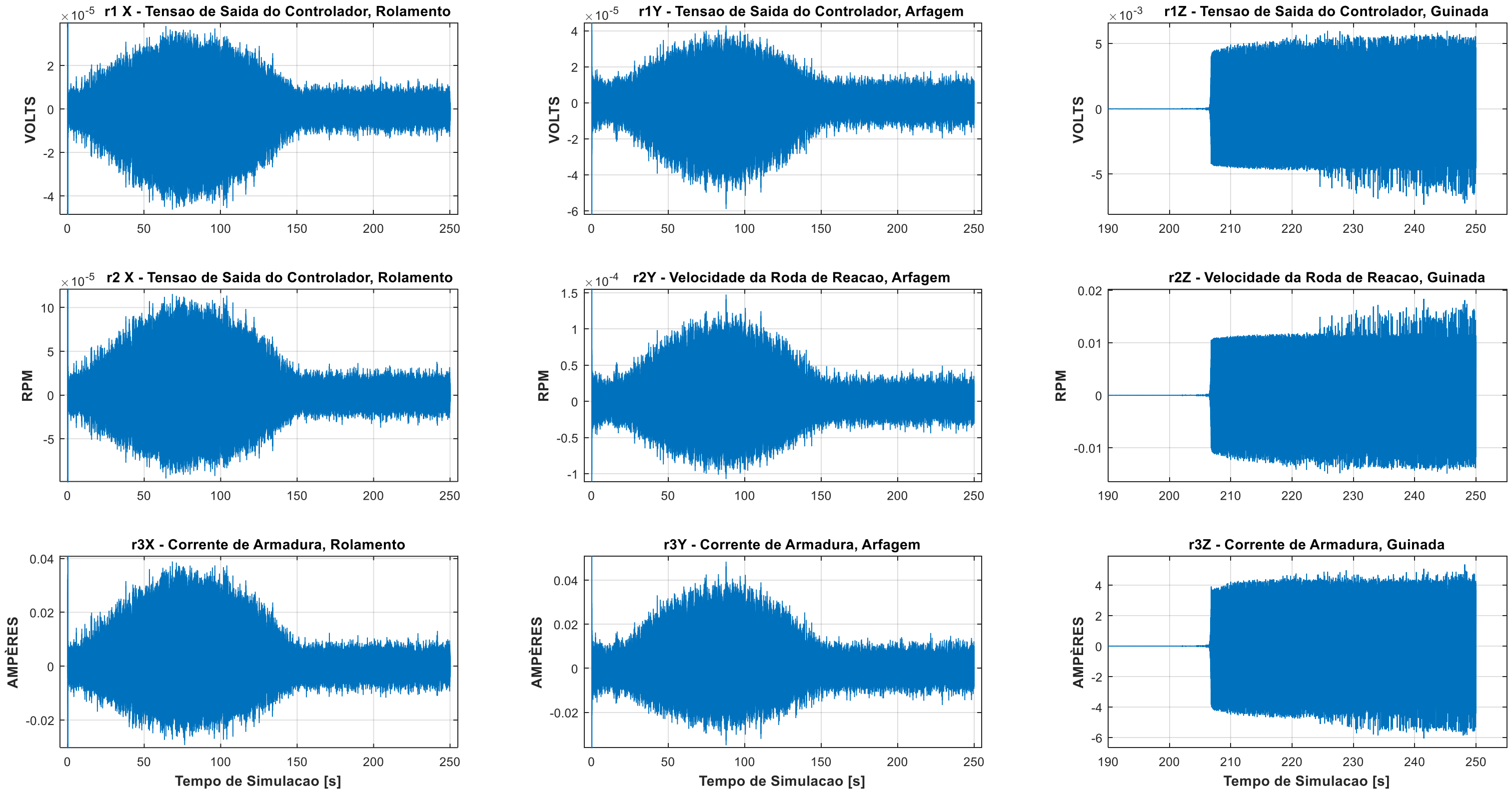


Figura 163 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **S4Z**.



6.1.10. Modo de Falha A3Z: Sobrecorrente/Atrito Excessivo, Roda de Reação no Eixo Z

É implementada segundo, na forma da Equação (5.21) abaixo e seus termos detalhados na Tabela 30.

$$TensaoAtuador^{i}(t) = \begin{cases} ComandoControladtor^{i}(t), \; se \; t < t_{falha} \\ \\ TensaoAtuador(dt) * FatorAtrito + StickSlip(dt) + ... \\ ... \; RuidoModoNormal^{i} * GanhoAjuste(t)^{i}, \; se \; t \geq t_{falha} \end{cases} \quad (5.21)$$

Tabela 30 - Descrição dos termos utilizados na equação (5.21).

$TensaoAtuador^{i}(t)$	I-ésima ação efetiva de comando do controlador normal, no instante de tempo qualquer.
$ComandoControlador^{i}(t)$	I-ésimo comando do controlador normal, no instante de tempo qualquer.
$TensaoAtuador(dt) * FatorAtrito$	Comando original "ajustado" para corresponder ao efeito do atrito, de desacelerar a roda de reação.
$StickSlip(dt)$	Fator de "agarra-escorrega" modelado com distribuição normal N~(0, 0.25*V_{max}).
$RuidoModoNormal^{i}$	Valor de referência (valor central) para o ruído em modo normal, modelada como uma função densidade de probabilidade.
$GanhoAjuste(t)^{i}$	Ganho de ajuste para o valor de referência, no instante de tempo t > t_{falha}.

Até o momento no qual a falha é injetada (*t=200 s*), o comportamento é idêntico ao modo **Normal**.

Com a introdução da falha (atrito excessivo), apesar de a roda de reação continuar parcialmente funcional e a malha de controle íntegra, como em **A2Y**, deixa de existir o nível de torque necessário à manutenção da atitude no eixo **Z**. A pois a roda de reação passa ter comportamento aleatório devido ao fenômeno de *stiction*, sendo sua autoridade severamente comprometida.

Um dos aspectos mais notáveis é a saturação do controlador, na tentativa do mesmo em compensar a perda de autoridade supramencionada (Figura 165).

Neste modo de falha o eixo **Z** perde seu apontamento visivelmente (segundo uma deriva média de *0.1°/s*, não tão abrupta como em **A1X** ou **S1Y**), mas a propagação para os demais eixos é relativamente contida (Figura 164). Assim como em **S4Z**, passa a haver uma aceleração induzida bastante exacerbada (frente aos níveis de modo **Normal**).

Acerca do desempenho dos resíduos de sensores e atuadores, são válidos os comentários feitos para todos os casos anteriores, com a ressalva de que os níveis mostrados no histórico levantado na simulação para esta falha são distintos de **S2Z** e de **S4Z** (Figura 166 e Figura 167).

Tabela 31 - Verificação de atendimento dos requisitos de apontamento da PMM, modo de falha **A3Z**.

	A3Z		
	Média estimada	**Desvio-padrão estimado**	**Requisito atendido**
X [°]	-0.014657	0.000775	Sim (< 0.05)
Y [°]	0.4651440	0.001274	Sim (< 0.05)
Z [°]	4.604033	0.042850	Não (>0.05)

Figura 164 – Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular; modo de falha **A3Z**.

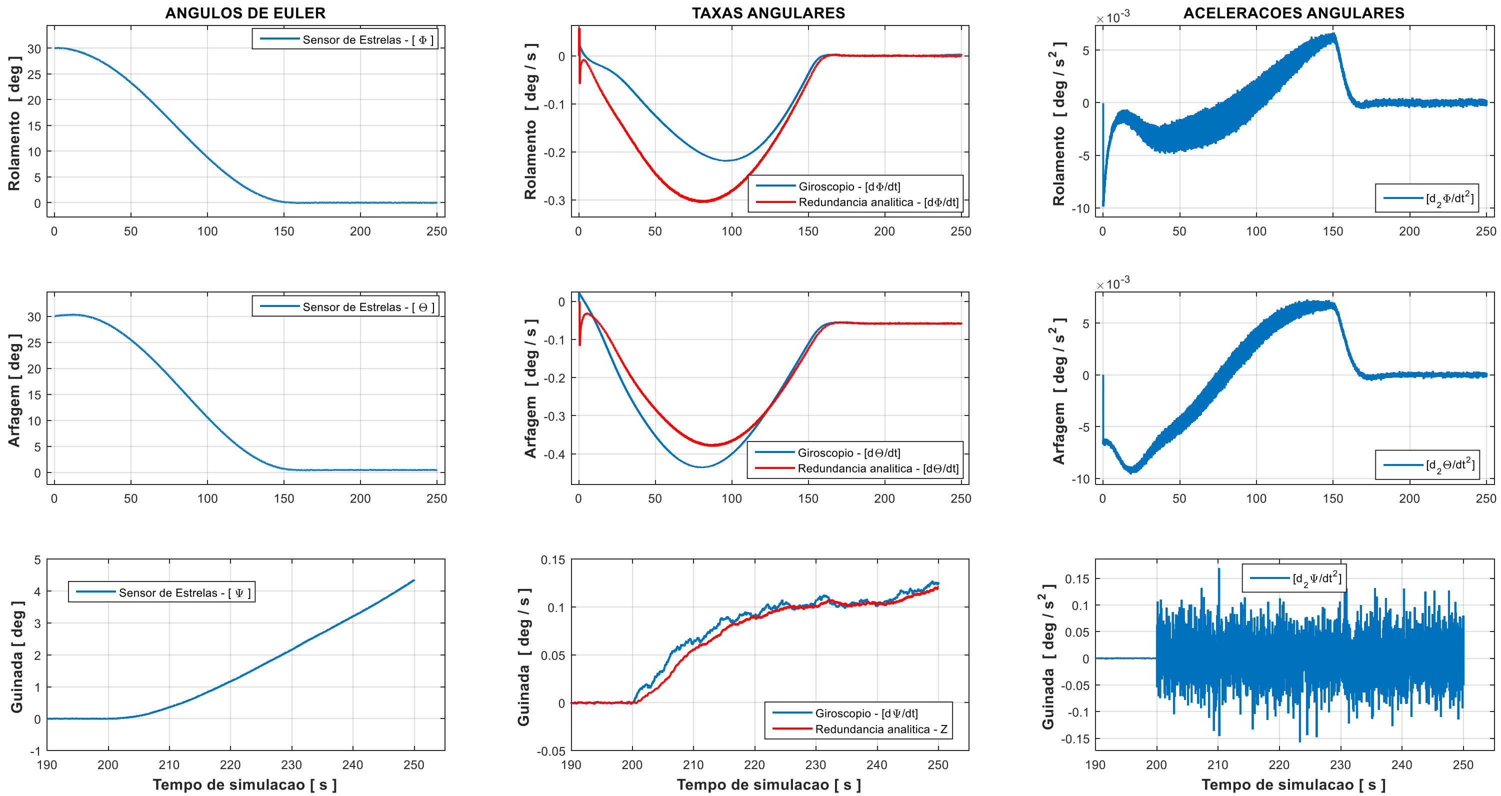


Figura 165 – Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda e Corrente de Armadura; modo de falha **A3Z**.

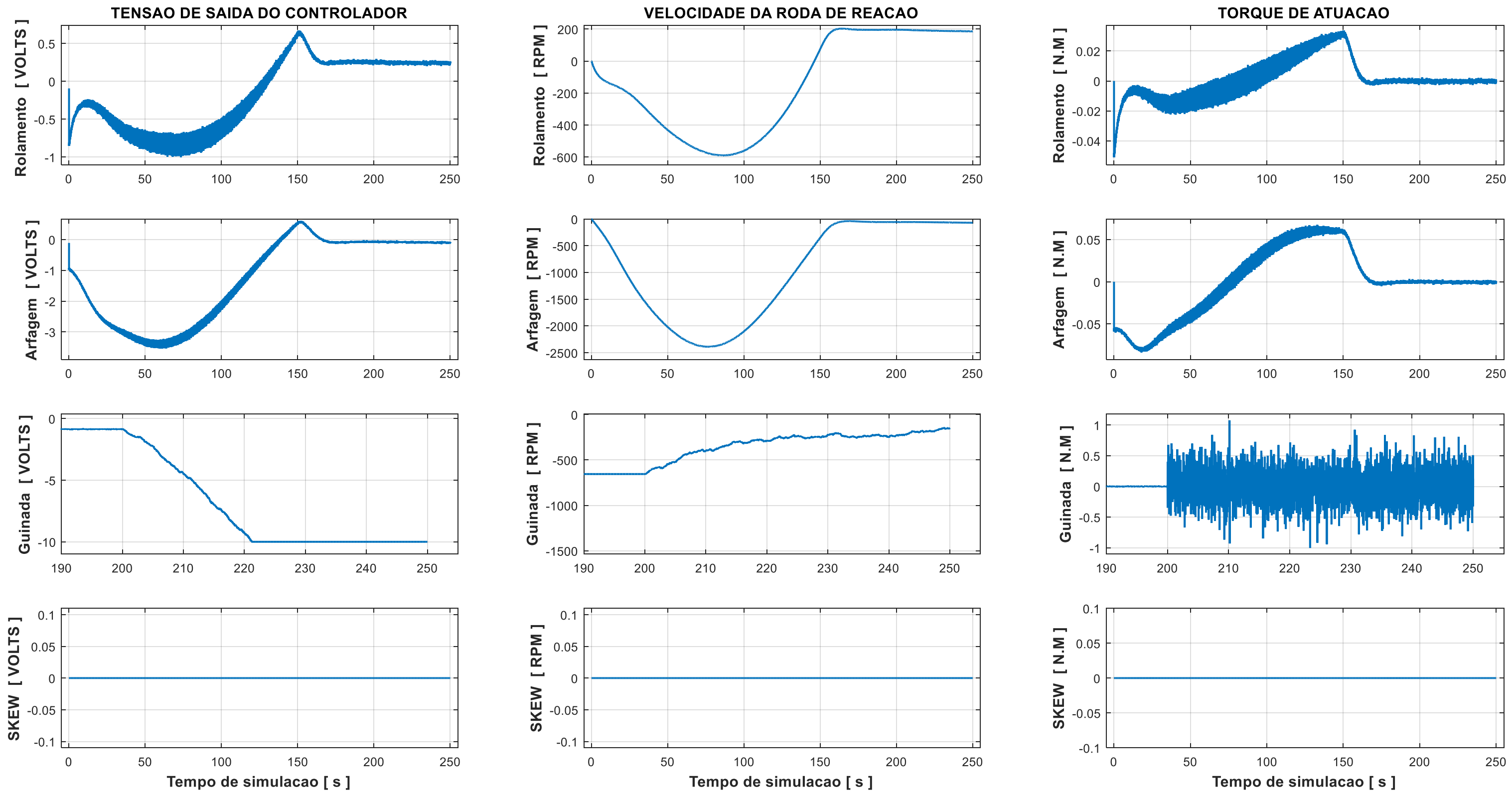


Figura 166 – Taxas Angulares de Sensor e de Estimador, Resíduos Ótimos dos Sensores; modo de falha **A3Z**.

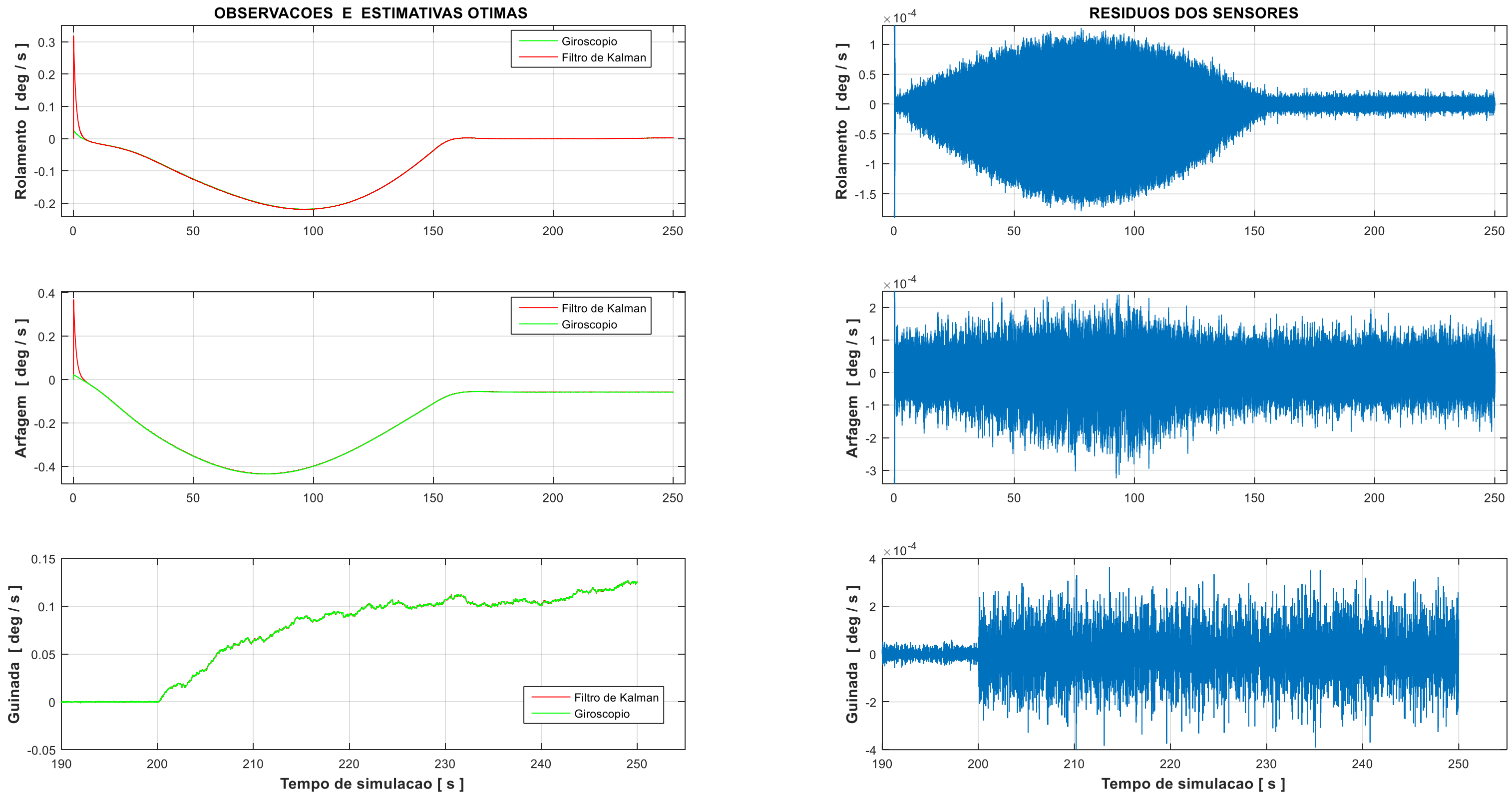
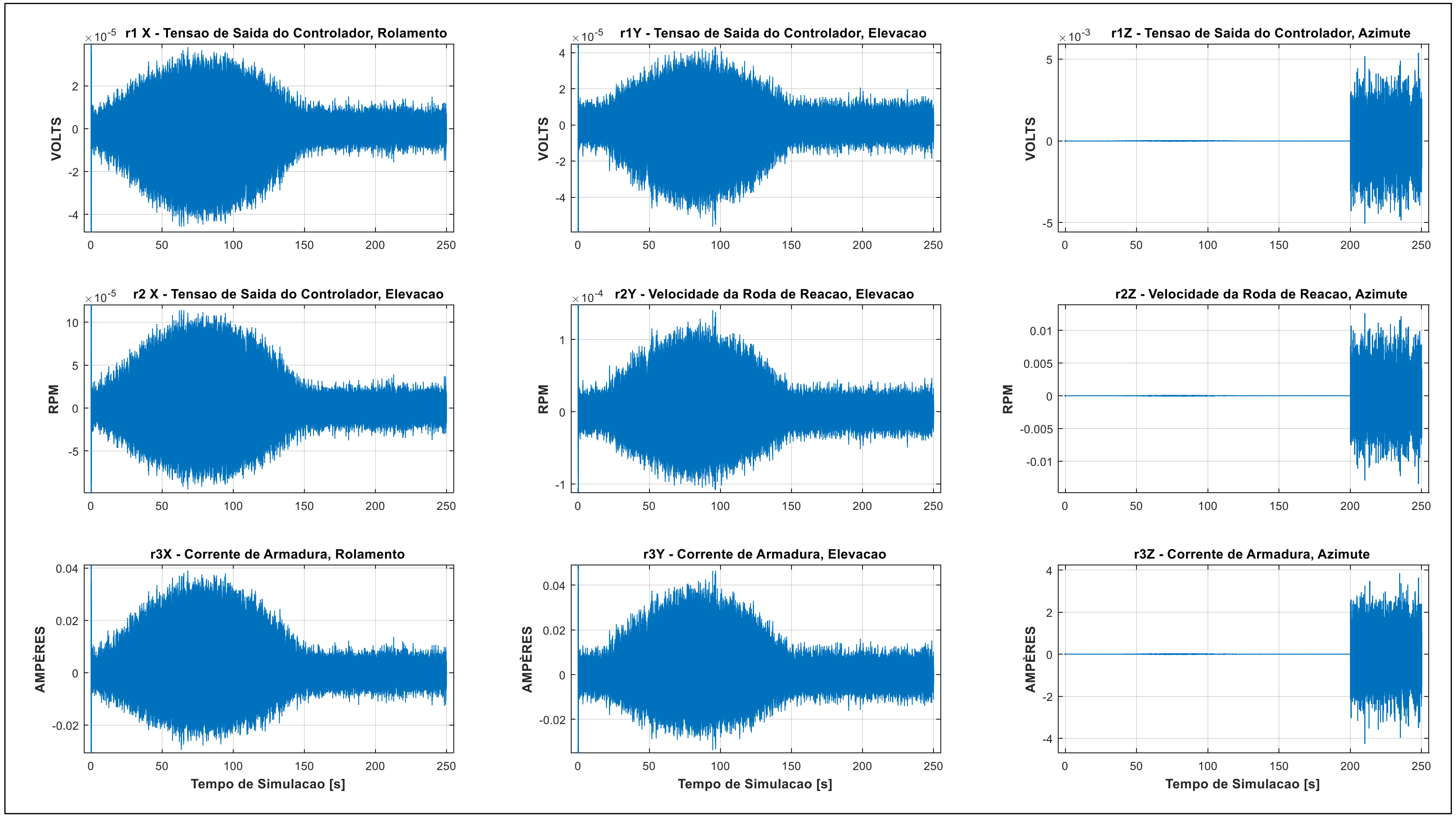


Figura 167 – Resíduos Estruturados dos Atuadores no Espaço de Paridade, Tensão-Velocidade-Corrente; modo de falha **A3Z**.



6.2. **Obtenção das Assinaturas dos Modos de Falha e Verificação *Off-Line***

O procedimento adotado para a obtenção das assinaturas é tão somente uma repetição estendida, assim como feito em 5.4.2.4.

Cada modo de falha tem seus respectivos ensembles (de 155 casos) gerados, sendo 62 casos para obtenção das assinaturas e 93 para verificação estática.

Os resultados para as assinaturas são dados pela Tabela 32 e os resultados para as inferências são dados pela Tabela 33.

Dado que agora são tratados 3 graus de liberdade, é necessário que haja uma estratégia de tratamento das assinaturas que restrinja confusão com eventuais/potenciais propagações de falhas que ocorrerão.

Enquanto o sistema de controle estiver em modo **Normal**, a assinatura diz respeito aos 3 eixos de controle, simultaneamente. Entretanto, para os fins de diagnóstico, cada assinatura de falha é exclusivamente atribuída para um eixo e, considera a verificação de limiares somente para cada eixo específico. Isto é: os parâmetros de uma assinatura no eixo **Y** não são compostos por *clusters* de potências de resíduos dos eixos **X** e **Z**. Isso pode ser visto na estrutura da.

Os valores mostrados (Tabela 32) correspondem ao modo Normal (**X**, **Y**, **Z**) e aos modos falhados (**S2X**, **S3X**, **A1X**, **S1Y**, **S4Y**, **S2Z**, **S4Z**, **A3Z**) e são calculados como estabelecido pela metodologia: por meio da ferramenta *BAbyLO-BR*, a partir de um *ensemble* de 62 casos semelhantes para cada modo.

Cada *cluster* (segundo a associação falha-eixo) é representativo de uma dispersão de potências espectrais de resíduos de sensor e atuador, como ilustrado pela Figura 72. Lembrando que, cada assinatura é projetada de modo a contornar os extremos esperados para cada *cluster*.

Tabela 32 – Conjuntos de Assinaturas dos Modos (Normal e falhados) para o Modelo **3-DOF** da **PMM**.

Modo	RollResidualVmin	RollResidualVmax	R1XVmin	R1XVmax	R2XVmin	R2XVmax	R3XVmin	R3XVmax
NX	1.32640E-17	7.31680E-17	1.11910E-13	3.49320E-13	7.00670E-13	2.18140E-12	4.70270E-08	1.68770E-07
S2X	5.04780E-17	1.72520E-16	8.28620E-13	4.01970E-12	5.17590E-12	2.50880E-11	3.48470E-07	1.17430E-06
S3X	4.31820E-17	1.55290E-16	7.33980E-13	3.37970E-12	4.59090E-12	2.11260E-11	3.11750E-07	1.36070E-06
A1X	1.54100E-14	8.28790E-14	3.04420E-17	5.46160E-14	1.90150E-16	3.41350E-13	1.51990E-16	5.92020E-16

Modo	PitchResidualVmin	PitchResidualVmax	R1YVmin	R1YVmax	R2YVmin	R2YVmax	R3YVmin	R3YVmax
NY	**3.15900E-15**	**1.56090E-14**	**1.88330E-13**	**8.74830E-13**	**1.17710E-12**	**5.46620E-12**	**7.62480E-08**	**3.71970E-07**
S1Y	3.46670E-14	1.58290E-13	2.94480E-17	1.17100E-16	1.83890E-16	7.30910E-16	1.25290E-16	4.90980E-16
S4Y	3.90530E-14	1.19610E-12	2.32530E-12	3.78450E-11	1.40000E-11	2.36420E-10	9.75140E-07	5.05530E-06
A2Y	2.54420E-15	1.29480E-14	1.55710E-10	6.01460E-10	9.74300E-10	3.75370E-09	5.04740E-05	1.95680E-04

Modo	YawResidualVmin	YawResidualVmax	R1ZVmin	R1ZVmax	R2ZVmin	R2ZVmax	R3ZVmin	R3ZVmax
NZ	**4.13810E-16**	**1.78680E-15**	**1.49260E-13**	**5.24250E-13**	**9.33640E-13**	**3.27580E-12**	**5.97630E-08**	**2.31100E-07**
S2Z	3.41820E-15	1.64590E-14	9.24450E-13	4.89520E-12	5.77400E-12	3.06140E-11	3.86380E-07	2.12130E-06
S4Z	5.11350E-15	1.39660E-10	1.42410E-12	1.43760E-08	8.90110E-12	8.98370E-08	6.39610E-07	6.63310E-03
A3Z	2.63340E-14	9.52350E-14	2.24990E-08	7.20140E-08	1.40580E-07	4.50670E-07	7.04910E-03	2.54720E-02

A inferência obtida pela verificação estática (*off-line*) é realizada utilizando as funções ‘presença em *cluster*’ e ‘diagnóstico em *cluster*’ (seção 5.4)e traz um interessante resultado, que vai além da observação de que (1) não há confusão no diagnóstico entre os eixos e (2) não há confusão entre falhas de sensores e falhas de atuadores. Ao mesmo tempo em que as falhas **S2**, **S3** e **S4** são simultaneamente diagnosticadas (ainda que somente uma delas tenha ocorrido), este fato faz com que a identificação se degrade à isolação da falha.

Se é fato que isso demonstra que no caso de uma realização para um produto há que se fazer uma análise extensa e detalhada com os modelos de falhas e realização dos filtros de resíduos, é fato também que indica robustez do método no sentido de garantir o critério de suficiência de condições para uma reconfiguração.

Há que se ressaltar, entretanto, que somente a validação das assinaturas (com o método de **FDD** ‘*embarcado*’ na simulação) proverá uma figura de mérito mais realista, uma vez que cada modo de falha é uma dinâmica em si.

O fato é que, mediante o resultado da Tabela 33, cujos valores são calculados como taxa de ocorrência frente ao total de casos ($\frac{n_{diagnóstico}}{n_{total}}$), prossegue-se para a validação das assinaturas no processo de **FDD**.

Tabela 33 – Resultados de Avaliação Estática (*Off-line*) das Assinaturas dos Modos do Modelo **3-DOF**.

MODO DE FALHA	TAXA DE DIAGNÓSTICO VERDADEIRO		PERDA DE DIAGNÓSTICO		TAXA DE DIAGNÓSTICO FALSO		MODO ASSOCIADO
NX	92	98.92%	1	1.08%	0	0.00%	-
S2X	***90***	***96.77%***	***3***	***3.23%***	***93***	***100.00%***	***S3X(*)***
S3X	***91***	***97.85%***	***2***	***2.15%***	***92***	***98.92%***	***S2X(*)***
A1X	86	92.47%	7	7.53%	0	0.00%	-
NY	93	100.00%	0	0.00%	0	0.00%	-
S1Y	89	95.70%	4	4.30%	0	0.00%	-
S4Y	93	100.00%	0	0.00%	0	0.00%	-
A2Y	92	98.92%	1	1.08%	0	0.00%	-
NZ	93	100.00%	0	0.00%	0	0.00%	-
S2Z	***93***	***100.00%***	***0***	***0.00%***	***86***	***92.47%***	***S4Z(*)***
S4Z	***93***	***100.00%***	***0***	***0.00%***	***70***	***75.27%***	***S2Z(*)***
A3Z	93	100.00%	0	0.00%	0	0.00%	-

(*) Conduz a identificação confusa da falha, logo o diagnóstico se degrada a uma isolação, condição *per si* suficiente para reconfiguração.

6.3. **Incorporação das Assinaturas ao Modelo e Simulação e Validação *On-Line***

Analogamente à seção 6.2 para verificação *off-line*, o que se faz agora é uma extensão, aos 3 eixos de controle, do método como feito em 5.4.3.5.

A separação das assinaturas segundo o eixo de controle em questão, definida em 6.2, é também estendida para o processo *on-line*.

Nos casos dos modos de falha, são mostradas as manifestações de diagnóstico (*flags* de cada modo de falha em nível "1"), contadores de cada *flag* de diagnóstico (cumulativos) e por fim, as *flags* de reconfiguração. Isso é feito conjuntamente, de modo a facilitar a visualização de falso diagnóstico ou confusão de diagnóstico, se/quando houver.

Para as *flags* de reconfiguração é estabelecida uma regra simples de comutação (irreversível) de estado, para que seja ponderada a persistência de diagnóstico observada e evitar ação espúria de **CR**, mediante a primeira ou poucas manifestações de diagnóstico e descolamento da dinâmica do sistema, central em todo o método.

Assim, seja o instante $t_1 = k_1 \cdot T$, $k \in \mathbb{N}^*$ no qual ocorre $D_z(i) = 1$ ('*z*' é um dos modos de falha especificos) para algum vetor-linha de $\mathrm{X}(i)$. Seja o contador de persistência da falha, condicional e acumulativo, definido por $\Gamma(k \cdot T), \Gamma \to \mathbb{N}$.

Antes de $t_1 = k_1 \cdot T$, por definição $\Gamma(k \cdot T) = 0$. Em um instante qualquer $t_2 = k_2 \cdot T$ $(k_2 > k_1, k_2 \in \mathbb{N}^*)$ podem ter havido γ $(\gamma \in \mathbb{N})$ ocorrências de diagnóstico, sendo

$t_1 = k_1 \cdot T \to$ $\Gamma(k_1 \cdot T) = 1$ e $\gamma \le k_2 - k_1$. Logo:

$$\Gamma(k_2 \cdot T) = \gamma \le k_2 - k_1 \tag{6.1}$$

Até um instante qualquer posterior, definido no intervalo $k_1 \cdot T + T_{aq}^{'} < t_2 < k_1 \cdot T + 2 \cdot T_{aq}^{'}$, o contador associado à ocorrência do modo de falha específico deve então, para que haja comutação de estado da *flag* de **CR** específica, satisfazer à relação:

$$\frac{\Gamma\left(k_2 \cdot T\right)}{k_2 - k_1} \geq 0.51 \qquad (6.2)$$

Significa então que há um atraso proposital entre o primeiro diagnóstico e a reconfiguração e o mesmo é restrito e determinável, além de estar vinculado à dinâmica do sistema.

Caso ocorra um percentual de acerto igual ou superior a 51% neste intervalo, é considerado que deve ocorrer a **CR**. Todos os casos que serão mostrados à frente se valeram desta lógica.

> ***Obs.:*** o limiar de 51% é arbitrado para os fins deste trabalho. Em aplicações de engenharia, o valor do limiar é derivado de requisitos de desempenho e operação, assim como de características de dependabilidade dos componentes do sistema de controle em questão.

A seguir são mostrados os históricos de persistência de detecção e diagnóstico das falhas. Estes dados foram obtidos conjuntamente com os históricos de propagação de falhas mostrados na seção 6.1.

Assim. para cada histórico, são colocados abaixo os comentários apropriados a cada modo de falha.

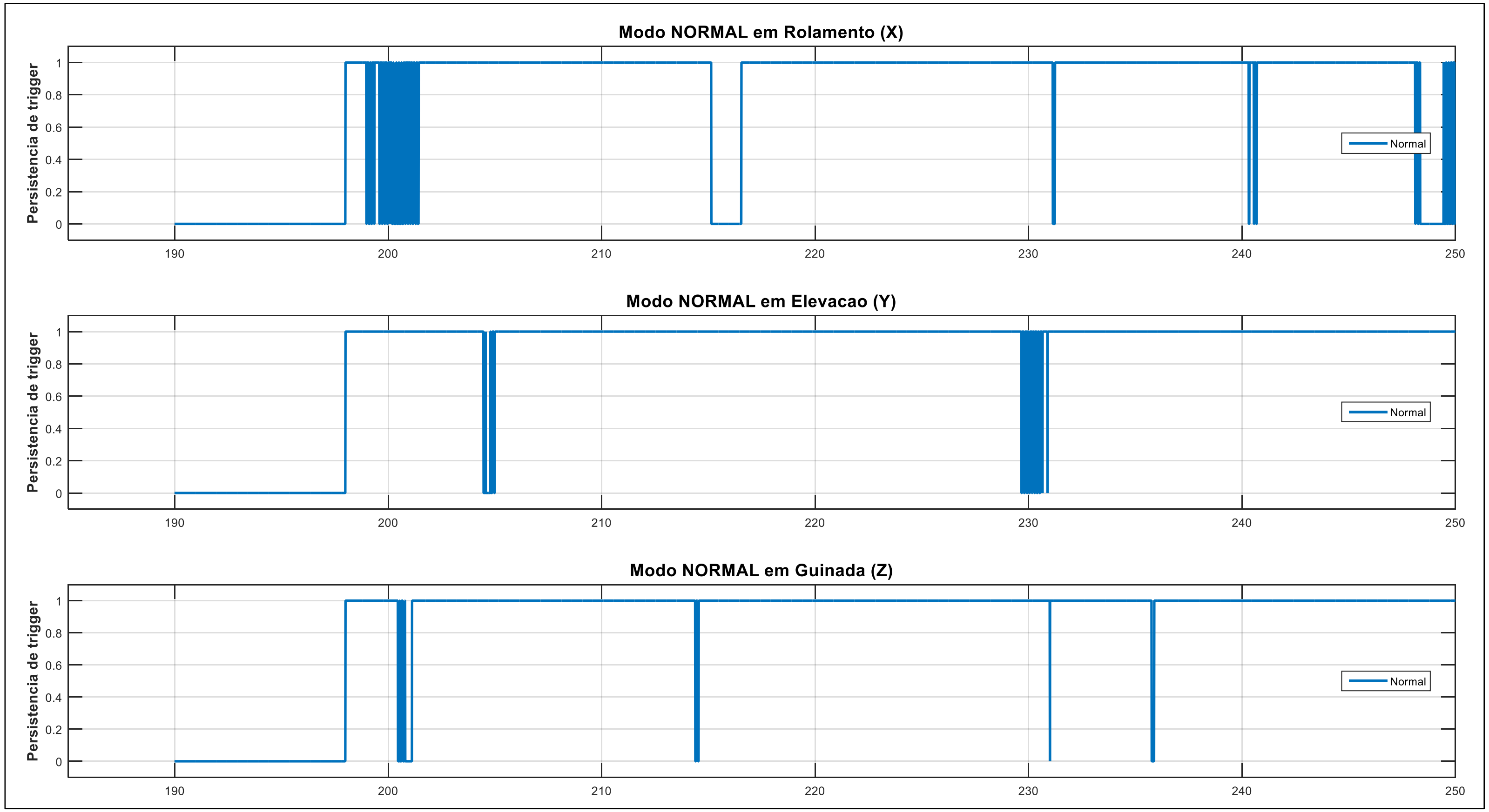
6.3.1. FDD para Modo Normal

Como explicado anteriormente, neste modo a assinatura utiliza todos os *12* clusters dos *3* eixos de controle ($3 \cdot 1 = 3$ para sensores, $3 \cdot 3 = 9$ para atuadores). O nível lógico "1" para a **PMM** é somente dado mediante nível "1" para cada eixo de controle. Toda vez que ocorre "0" em algum eixo, significa que houve detecção de uma falha potencial. A persistência da detecção indica que o sistema evolui de **Normal** para alguma falha e, a completude desta evolução deve incorrer em um processo de diagnóstico.

O exame da Figura 168 indica o comportamento esperado, segundo a descrição acima, inclusive a clara falta de persistência dos níveis “0” em todos os eixos

.

Figura 168 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **Normal**.



6.3.2. FDD para Modo de Falha S2X: Congelamento em Última Aquisição Válida, Giroscópio no Eixo X

A indicação de modo **Normal** ocorre como esperado, segundo as condições da simulação. Mediante a injeção da falha em *t=200 s*, a evolução do sistema falhado leva ao nível “0” e o coloca em estado de detecção (Figura 169).

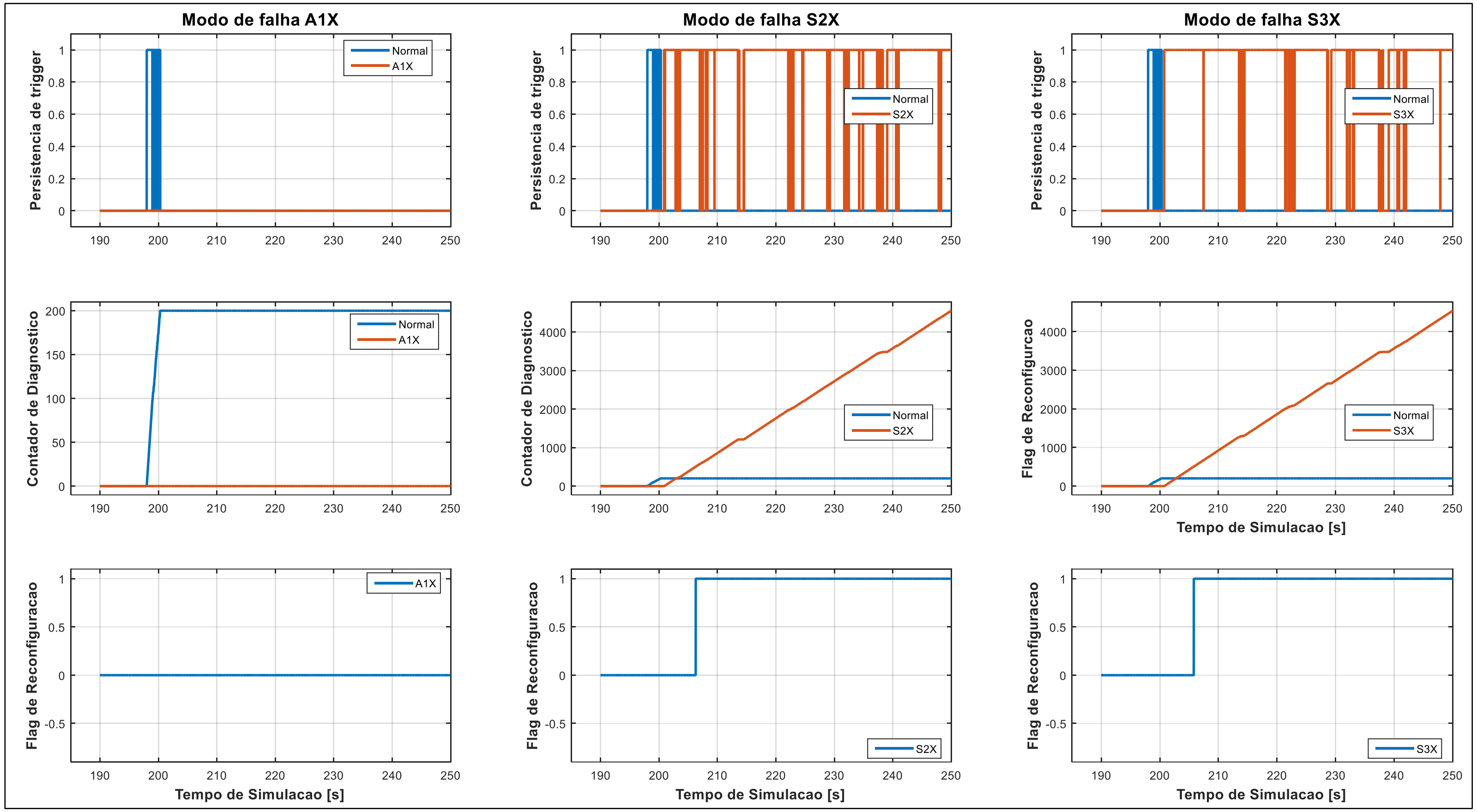
Começa a haver indicação de falha identificada rapidamente, menos de 1 s (um segundo) após a indicação de detecção e, isso ocorre quase imediatamente para **S2X** e **S3X**. A persistência de diagnóstico é notável (indesejavelmente, para ambas as falhas de sensor), até o fim da simulação ela pode ser observada. Em momento algum ocorre falso diagnóstico para a falha de atuador colocada no repertório para o eixo **X**.

Assim, as *flags* para **S2X** e para **S3X** comutam de “0” para “1”.

Este resultado se alinha, numérica e aderentemente, com aquele obtido ainda na fase de verificação *off-line*. A acusação de ambos os modos significa que o *locus* no *n-espaço* são ora próximos, ora há intersecção entre estes espaços ou, mais radicalmente, *clusters* de um ou mais resíduos podem estar contidos dentro de outros.

Entretanto, como já comentado na verificação *off-line*, isso não impede que haja isolação da falha e, uma isolação correta garante uma reconfiguração bem-sucedida.

Figura 169 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **S2X**.

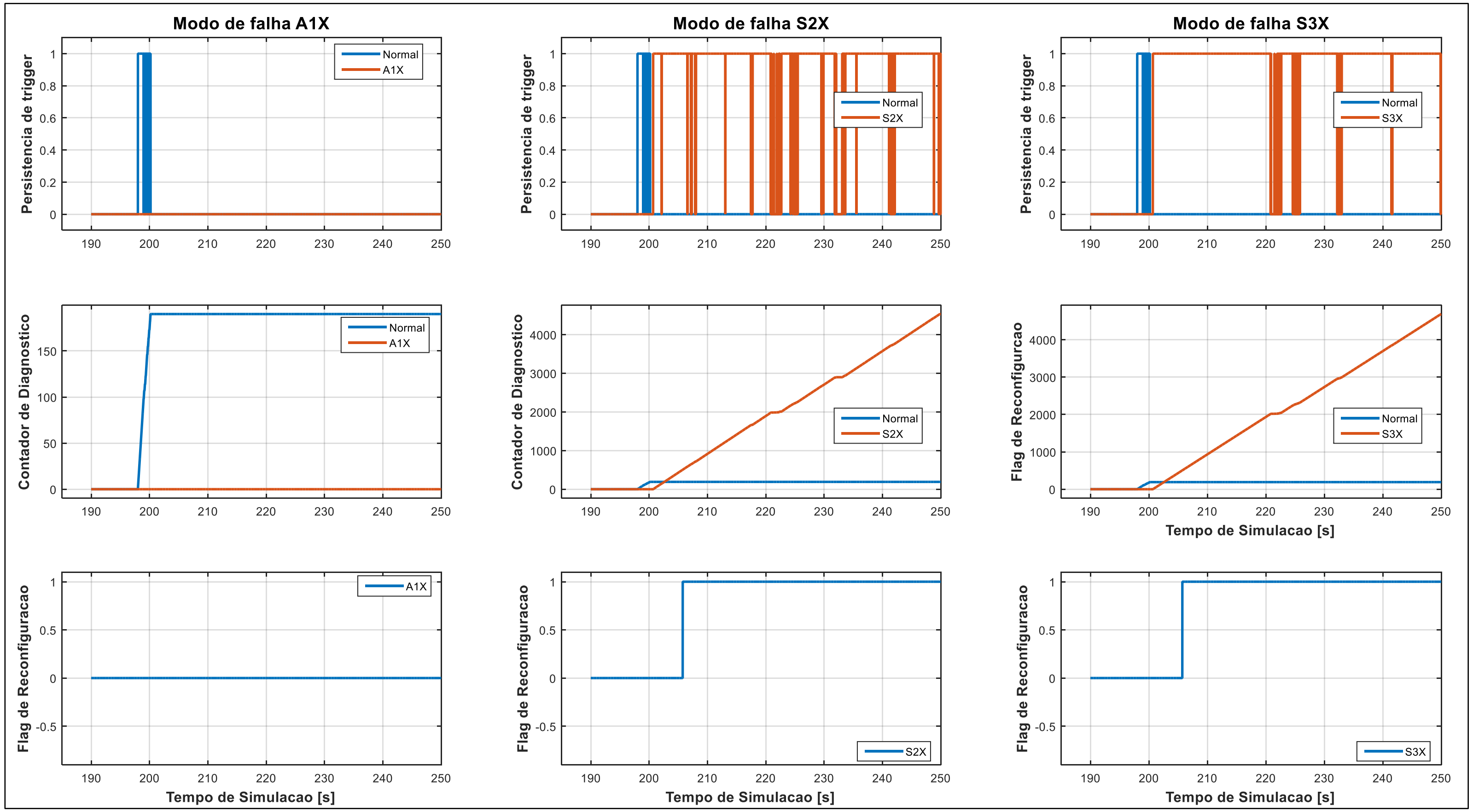


6.3.3. FDD para Modo de Falha S3X: Deriva de Viés, Giroscópio no Eixo X

Os casos têm **S2X** e **S3X** são muito semelhantes, como pode ser observado pelos gráficos de ambos (vide Figura 170).

Assim, a análise para **S3X** é a mesma de **S2X**, sem prejuízo de entendimento correto.

Figura 170 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **S3X**.



6.3.4. FDD para Modo de Falha A1X: Saturação de Comando do Controlador, Roda de Reação no Eixo X

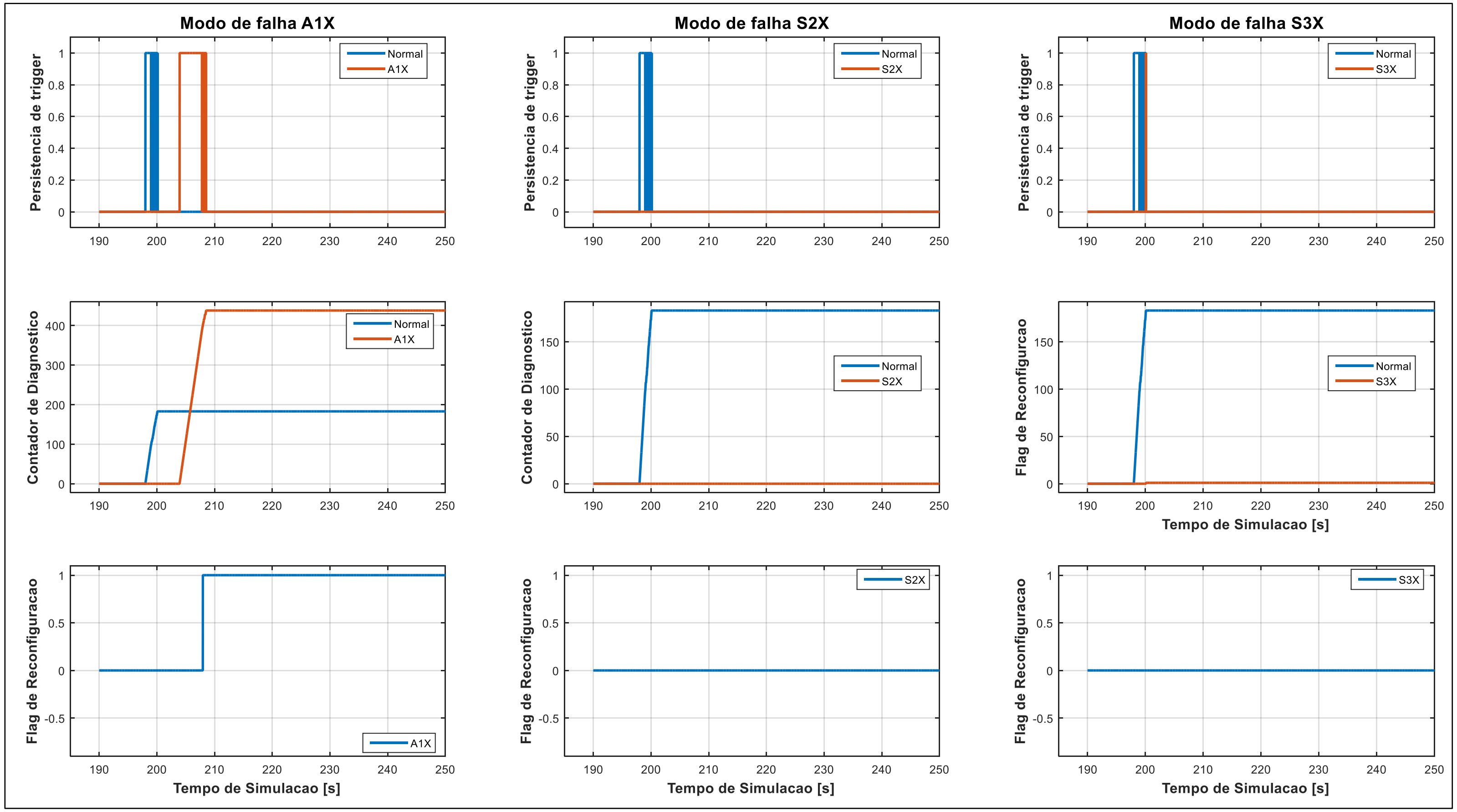
A indicação de modo **Normal** ocorre como esperado, segundo as condições da simulação. Mediante a injeção da falha em *t=200 s*, a evolução do sistema falhado leva ao nível “0” e o coloca em estado de detecção (Figura 171).

Diferentemente das falhas de sensores, ocorre um tempo de latência substancialmente maior na detecção, até que ocorra o primeiro diagnóstico.

Outra notável diferença é que o horizonte de persistência é muito mais limitado do que nas falhas de sensores e, houve acusações de **S3X** que não recaíram em **CR**.

A lógica proposta funcionou adequadamente ao seu propósito e apenas houve comando de **CR** para **A1X.**

Figura 171 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **A1X**.



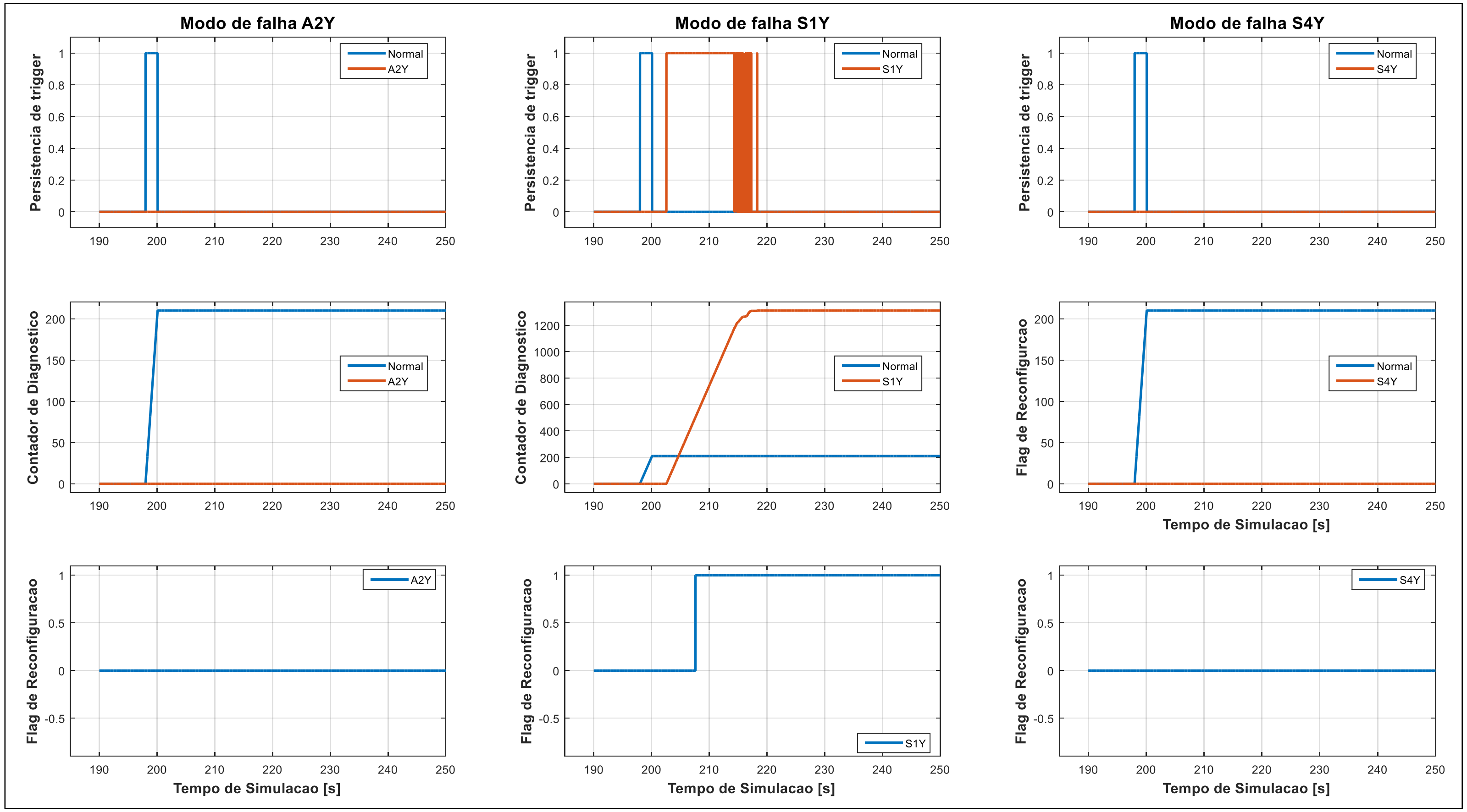
6.3.5. FDD para Modo de Falha S1Y: Congelamento em Fundo de Escala, Giroscópio no Eixo Y

A indicação de modo **Normal** ocorre como esperado, segundo as condições da simulação. Mediante a injeção da falha em *t=200 s*, a evolução do sistema falhado leva ao nível “0” e o coloca em estado de detecção (Figura 172).

Não ocorre nenhuma manifestação para outras falhas do repertório e a latência entre a detecção e o diagnóstico é menor do que aquela observada para **A1X**.

A lógica proposta funcionou adequadamente ao seu propósito para gerar o comando de **CR** frente à ocorrência de **S1Y**.

Figura 172 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **S1Y**.

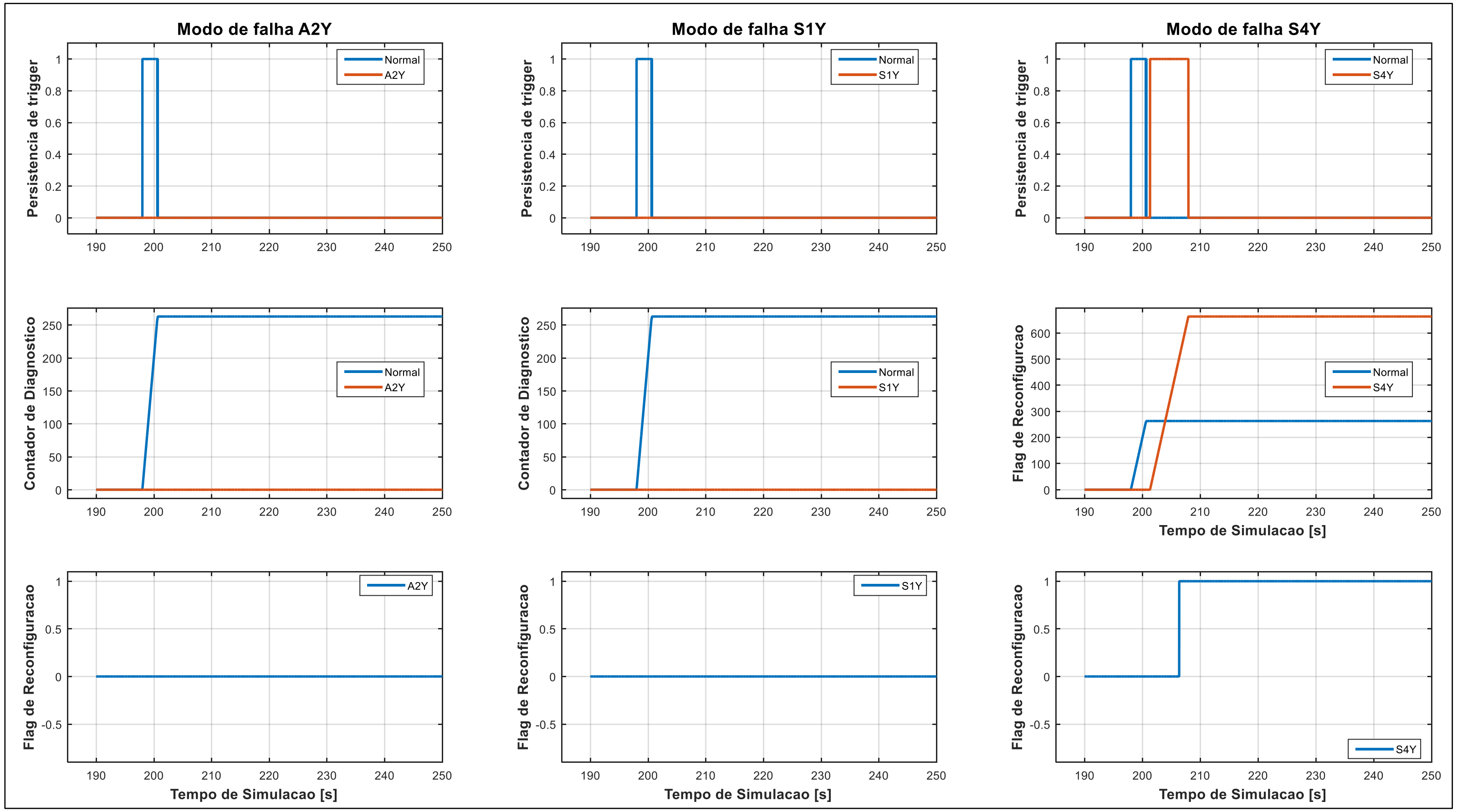


6.3.6. FDD para Modo de Falha S4Y: Deriva de Fator de Escala, Giroscópio no Eixo Y

Os comentários feitos para desempenho de **FDD** do modo de falha **S1Y** são validamente aplicáveis a **S4Y** (Figura 173).

Excepcionalmente note-se que este modo de falha apresentou a menor persistência dentre as falhas de sensor analisadas até este ponto.

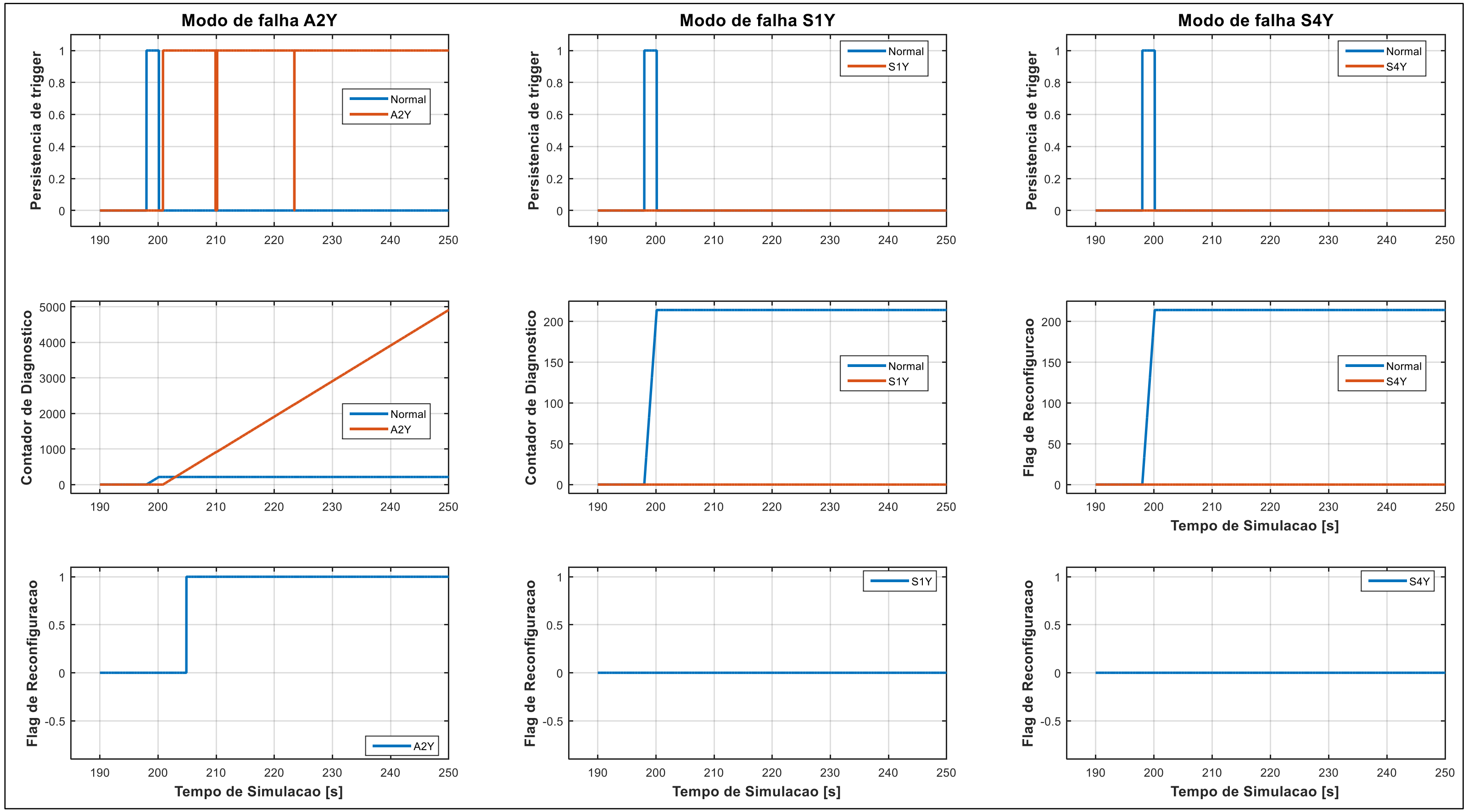
Figura 173 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **S4Y**.



6.3.7. FDD para Modo de Falha A2Y: Falência, Roda de Reação no Eixo Y

Os comentários feitos para desempenho de **FDD** do modo de falha **S1Y** e **S4Y** são validamente aplicáveis a **A2Y** (Figura 174). Uma pequena diferença é que a latência da detecção ao diagnóstico foi de ordem de grandeza semelhante àquelas observadas para as falhas de sensores no eixo **X**.

Figura 174 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo A**2Y**.



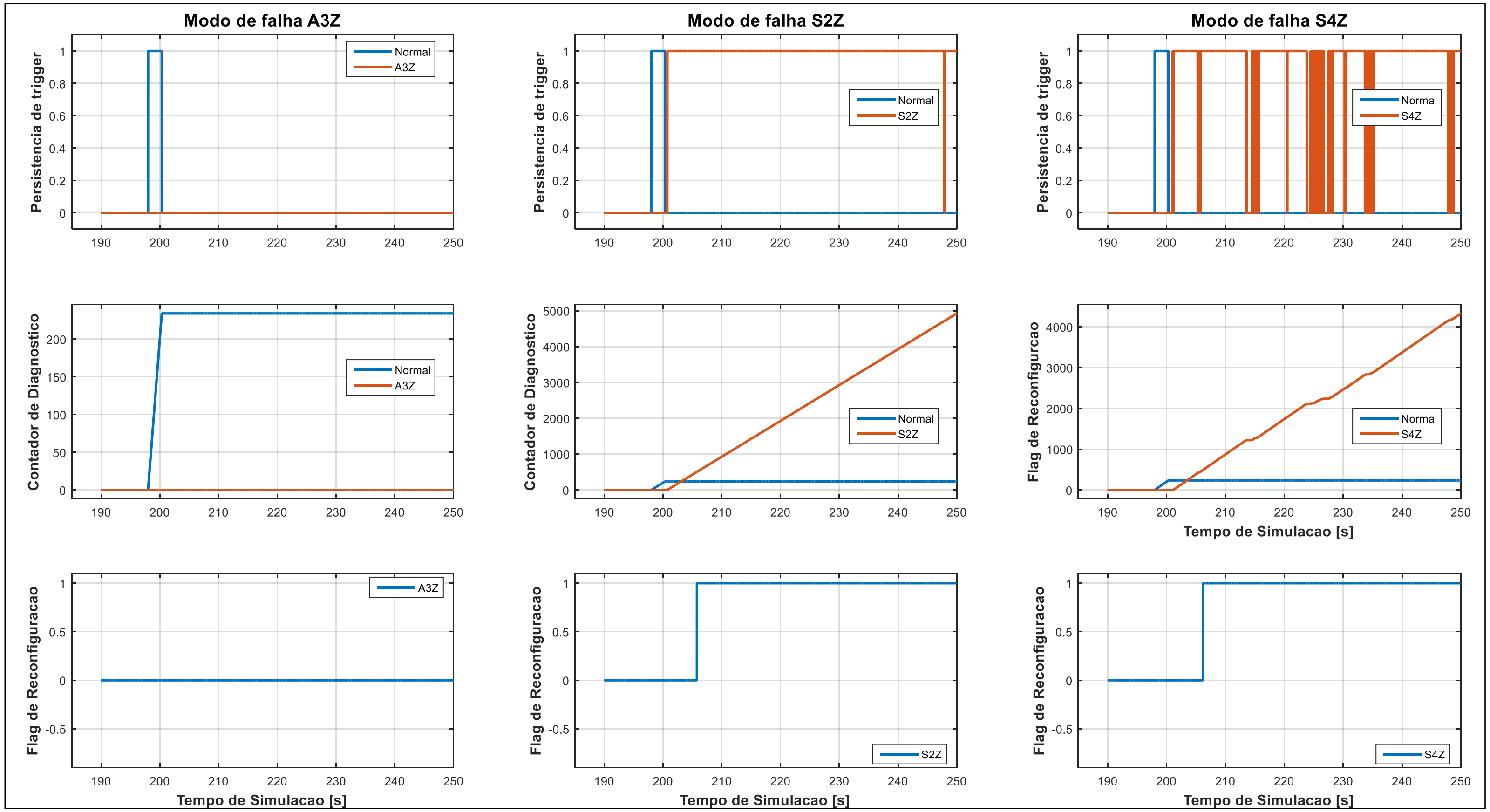
6.3.8. FDD para Modo de Falha S2Z: Congelamento em Última Aquisição Válida, Giroscópio no Eixo Z

Os comentários feitos para os modos de falha **S2X** e **S3X** são válidos para este modo de falha, pois é análogo o comportamento entre **S2Z** e **S4Z**. Entretanto, é notável que a persistência de **S2Z** é muito mais pronunciada, senão exclusiva (Figura 175).

É interessante pontuar que, se o critério de **CR** fosse mais elaborado e utilizasse melhor as informações da persistência, talvez fosse possível realizar o diagnóstico completo e não somente a isolação.

Ainda assim, a lógica proposta funcionou adequadamente ao seu propósito para gerar o comando de **CR** frente à ocorrência de **S2Z**.

Figura 175 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **S2Z**.



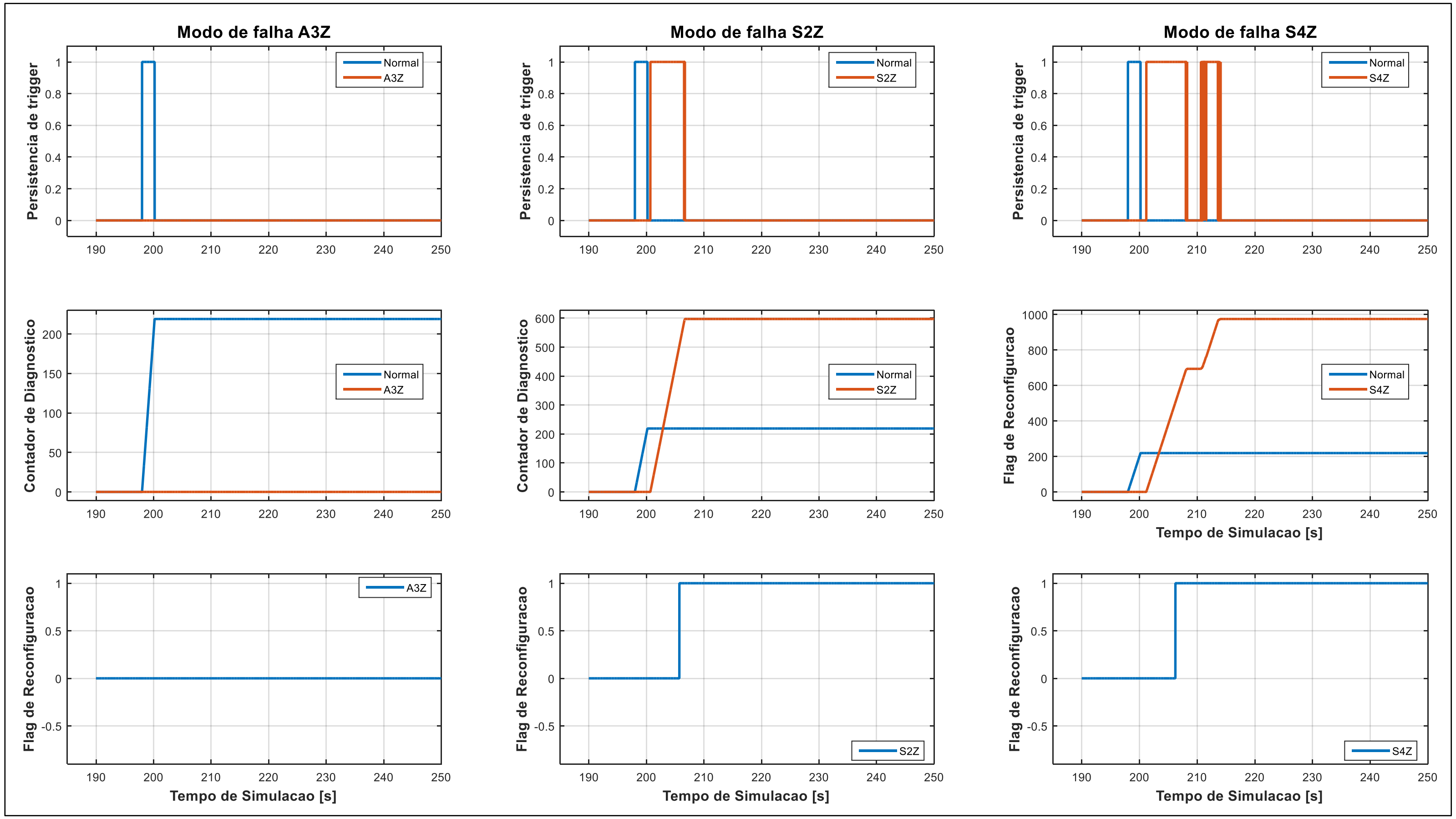
6.3.9. FDD para Modo de Falha S4Z: Deriva de Fator de Escala, Giroscópio no Eixo Z

Os comentários feitos para **S2Z** são válidos para **S4Z**, inclusive o fato de que **S4Z** exibe melhor persistência (Figura 176).

Novamente, ainda que este caso tenha recaído em isolação, mediante uso de uma lógica de CR mais sofisticada poderia ter havido uma identificação completa.

Ainda assim, a mesma funcionou adequadamente ao seu propósito para gerar o comando de **CR** frente à ocorrência de **S4Z**.

Figura 176 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **S4Z**.

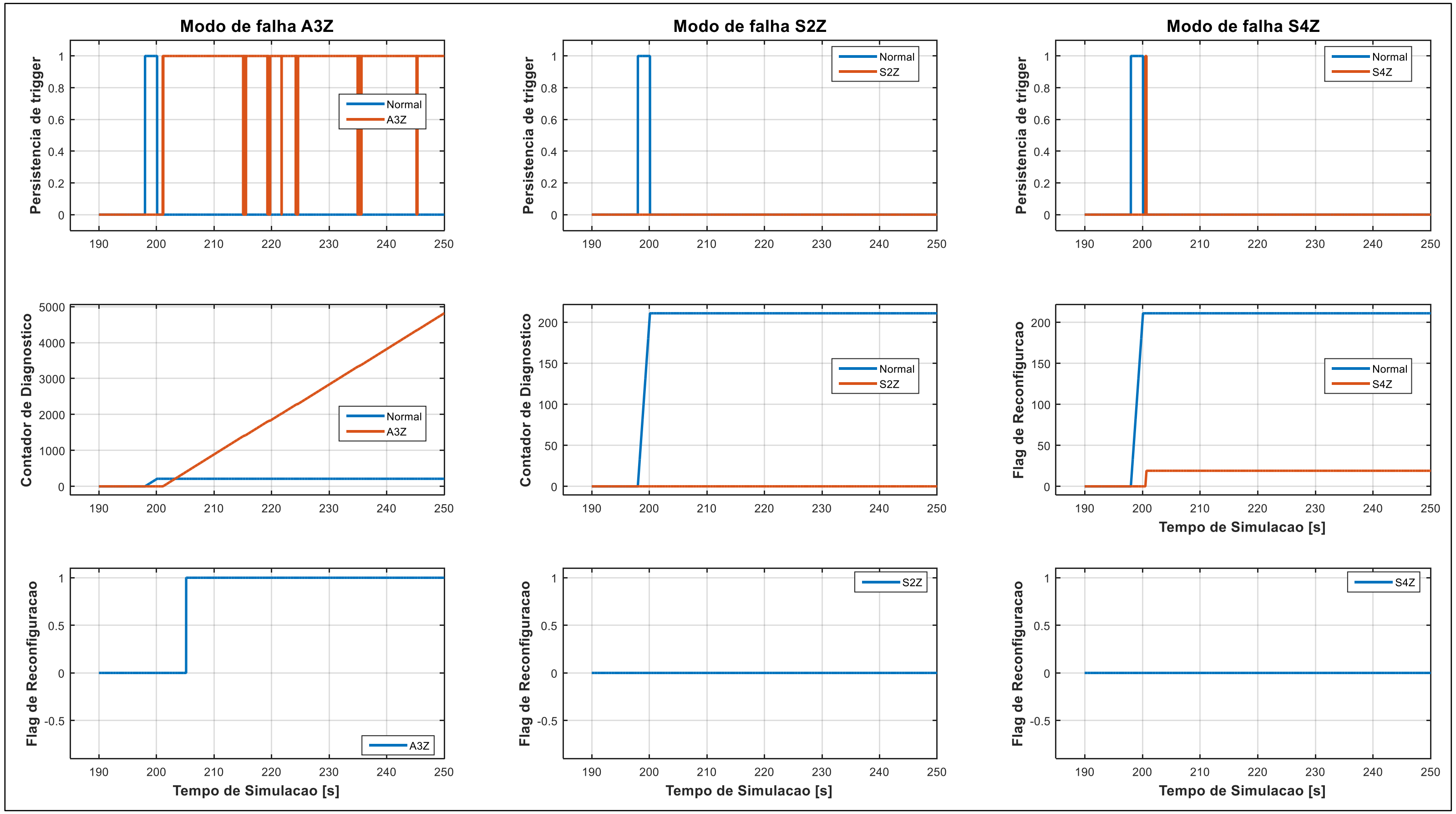


6.3.10. FDD para Modo de Falha A3Z: Sobrecorrente/Atrito Excessivo, Roda de Reação no Eixo Z

Os comentários feitos para **A1X**, apesar de se tratarem para modo e eixo diferentes, são válidos para **A3Z**, inclusive no que diz respeito ao breve intervalo no qual há acusação de diagnóstico confuso de **S4Z**.

Outra diferença notável é que **A3Z** teve uma persistência semelhante àquela das falhas **S2X** e **S3X**, ao contrário das outras falhas de atuador (Figura 177).

Figura 177 – Detecção e Diagnóstico de Falha para Modo **A3Z**.



6.3.11. Síntese sobre o Desempenho de FDD com o Modelo 3-DOF

A partir dos resultados obtidos no Capítulo 5, quando o método proposto para **FDD** foi verificado e validado segundo um modelo reduzido de **1-DOF**, foi feita a extensão para um modelo **3-DOF** não-linear.

Foram realizadas as assinaturas para um repertório de falhas completo, com incidência não-exaustiva e minimamente dissimilar entre os eixos de controle. Os resultados obtidos com a verificação *off-line* apresentaram aderência com os casos anteriores do modelo reduzido.

As assinaturas foram introduzidas no modelo de simulação completo, assim como o método de cálculo das potências espectrais e as lógicas de detecção e diagnóstico. Os resultados *on-line* então obtidos ratificaram todos os resultados até então, ocorrendo apenas confusão de diagnóstico (o que degrada a identificação à isolação) e nenhum caso de falso alarme.

O falso alarme cruzado (entre eixos de controle) é evitado pela confrontação exclusiva das assinaturas de falha para os resíduos de cada eixo e, pelas características de projeto dos resíduos.

Os resultados obtidos até este ponto encorajaram o teste de uso, mediante um processo prévio de **FDD**, das redundâncias cujo desempenho foi demonstrado precocemente na seção 3.6.2, o que é feito a seguir.

6.4. Teste de Viabilidade de CR (*Control Reconfiguration*)

Na seção anterior, as *flags* de reconfiguração já eram resultado da lógica que visa comutar o componente falhado pela redundância disponível para tal.

Nesta etapa as redundâncias são habilitadas para que “entrem” na malha de controle mediante a comutação específica para “1” das flags dedicadas.

Um aspecto importante deste teste é avaliar como se comporta a recuperação. As redundâncias que equipam o modelo de simulação são genéricas e “cumprem função”, por isso não há compromisso com otimalidade no resultado reconfigurado, exceto com aqueles requisitos de apontamento.

O que é feito é a repetição de uso, porém concatenado em eventos, do método frequência-estrutura, das lógicas de comutação e das redundâncias preparadas.

Em cada modo de falha é mostrado o resultado final da recuperação, segundo estatística sobre as amostragens para $240 \leq t \leq 250\ s$.

6.4.1. Modo de Falha S2X: Congelamento em Última Aquisição Válida, Giroscópio no Eixo X

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em $t = 200\ s$) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.2.

Quando $t = 205.45\ s$ é diagnosticada **S3X** e, em $t = 205.46\ s$ é a vez de **S2X** (Figura 178). Esta precedência temporal consiste de um diagnóstico confuso, seguido de diagnóstico “tardio” da falha de fato.

Isso não impede uma correta ação de **CR**, já que a isolação ficou garantida. Mas, indica que mediante uma estratégia de tomada de decisão mais elaborada do que a proposta na seção 6.3, pode eliminar esta confusão.

A inspeção da Tabela 34 abaixo indica que o processo de **FDD** e de **CR** cumpriram as respectivas funções atribuídas. No histórico temporal (especialmente de aceleração angular e tensão de saída do controlador) ficam explícitas as 3 fases que ocorrem: funcionamento em modo **Normal**, modo falhado e modo reconfigurado (Figura 179 e Figura 180). É também notável que a roda de reação em **X** inicialmente desenvolve a característica oscilatória de funcionamento, a qual lentamente decai após a reconfiguração (Figura 179).

Tabela 34 – Comparação de Desempenho pós-**CR S2X.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
S2X	9.586E-06	1.206E-03	OK	4.647E-01	1.298E-03	OK	-3.847E-05	1.352E-03	OK

Figura 178 - **FDD** e **CR** do Modo **S2X**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

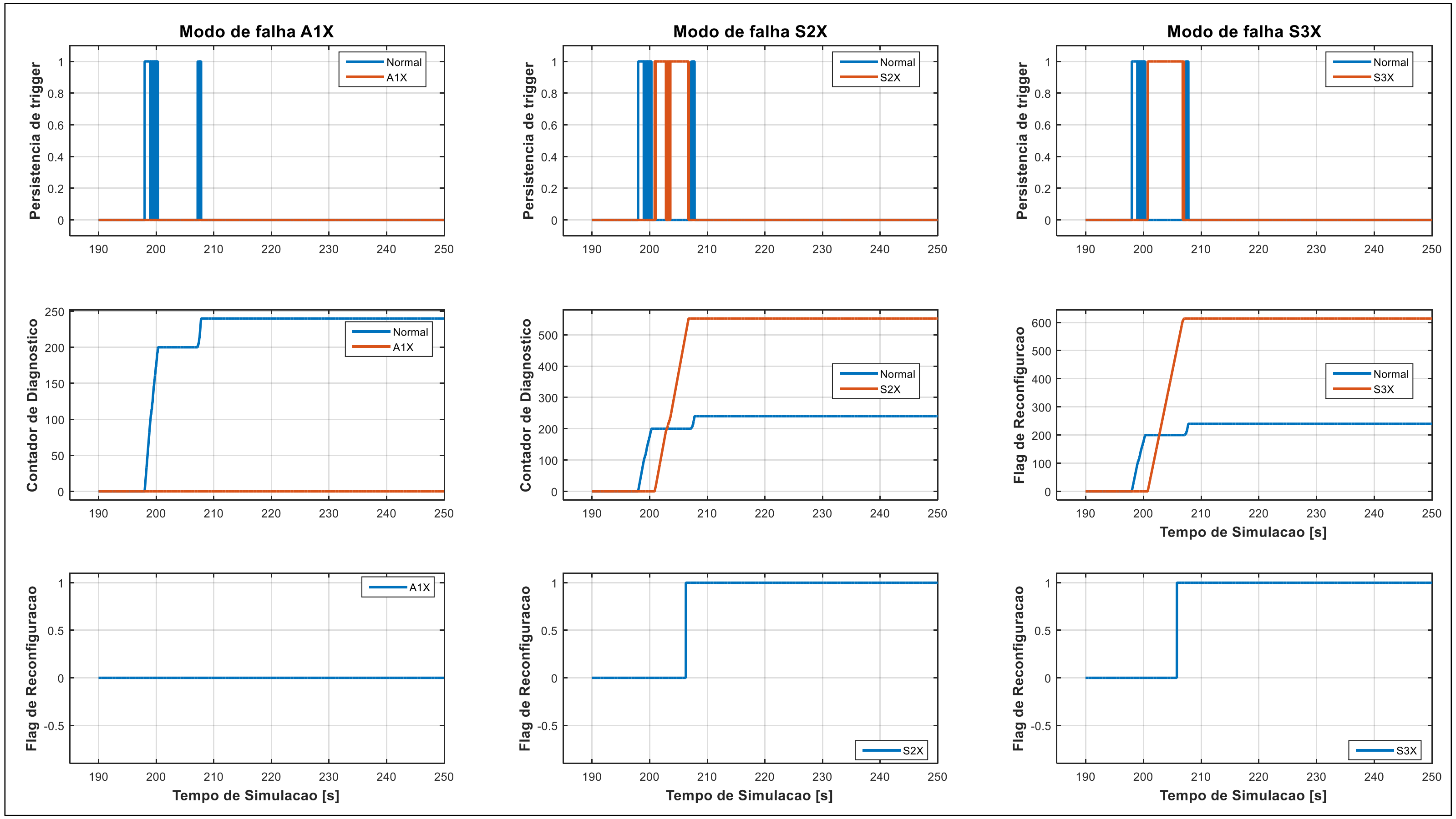


Figura 179 - **FDD** e **CR** do Modo **S2X:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

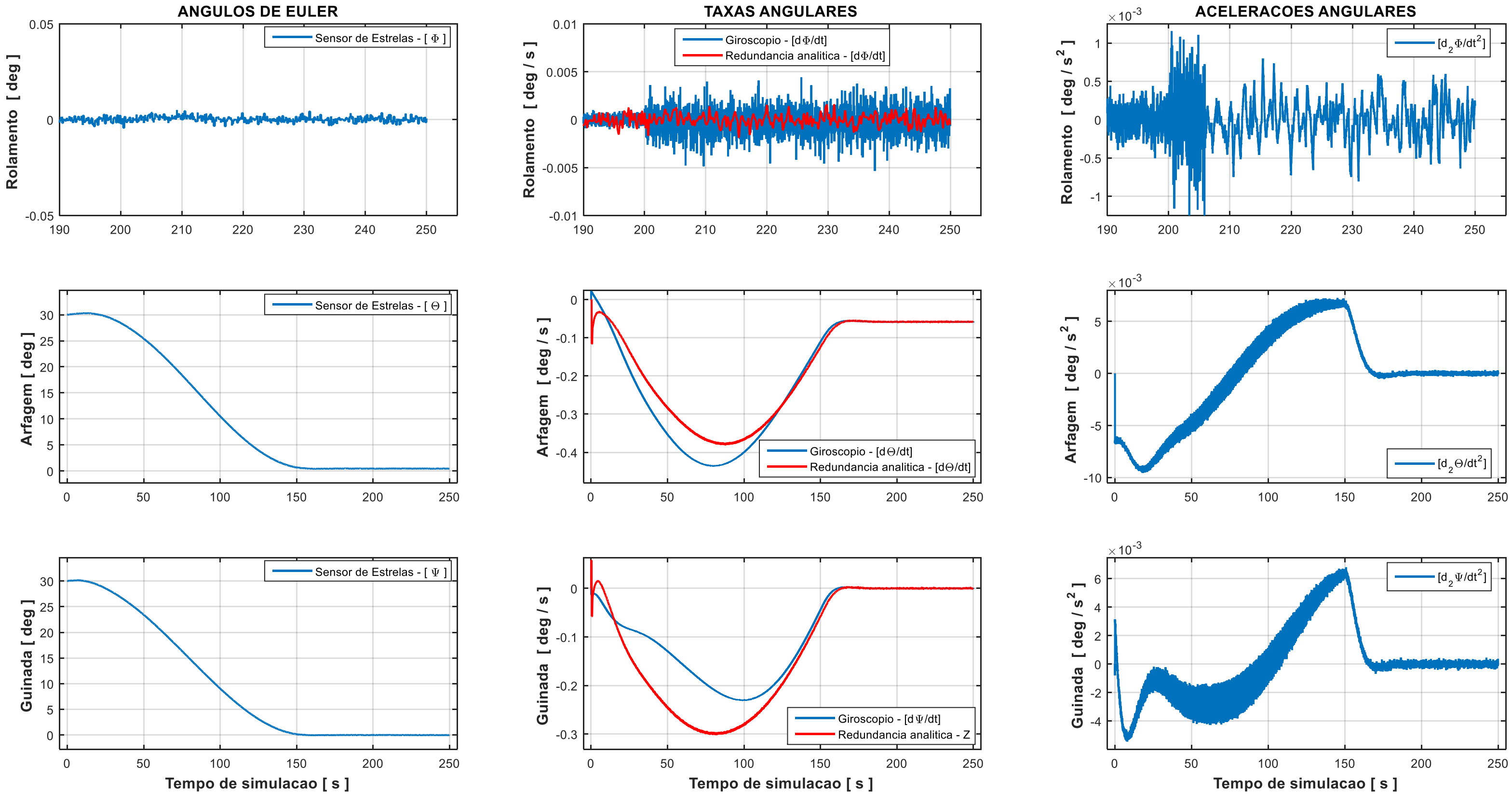
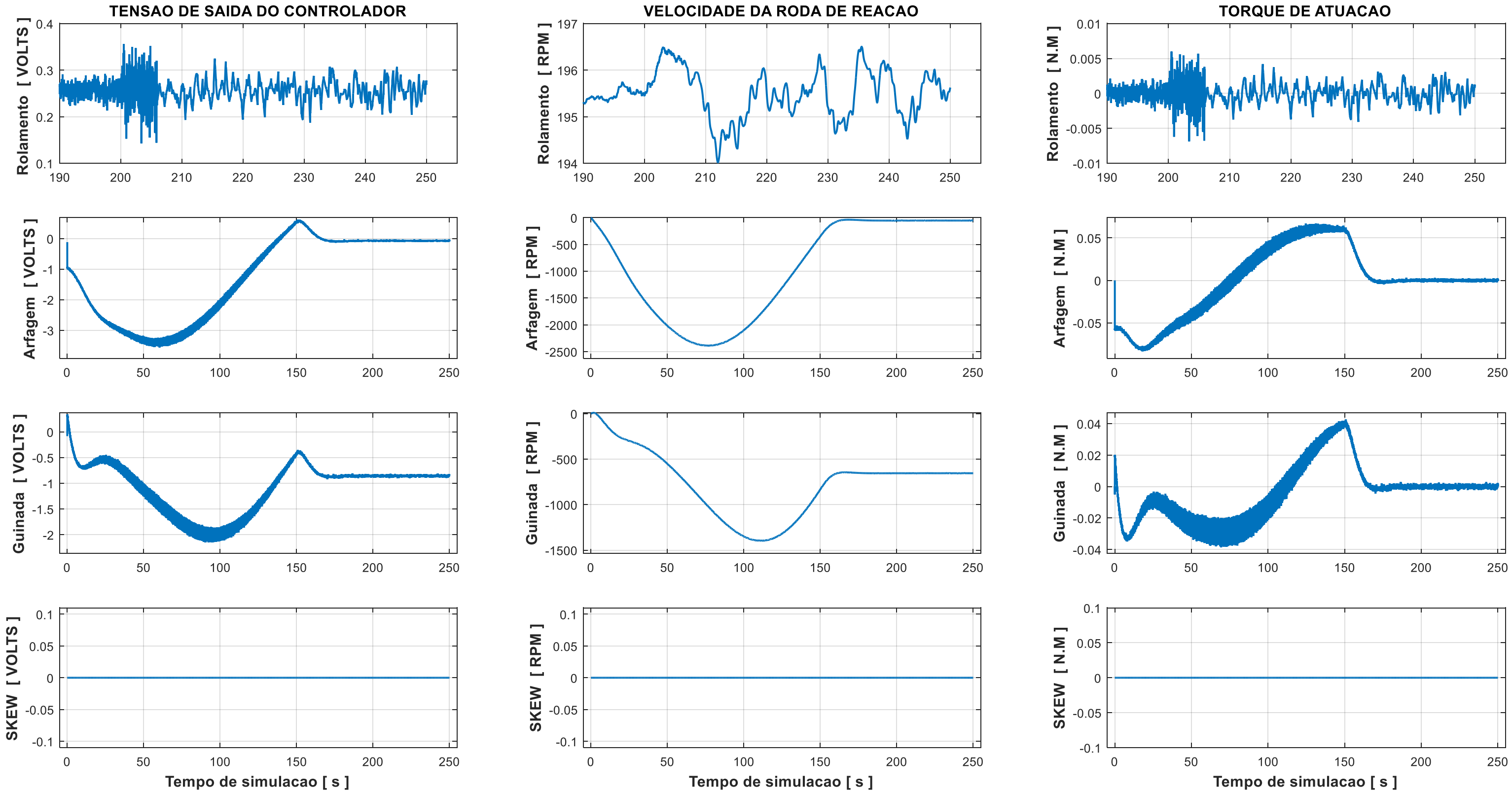


Figura 180 - **FDD** e **CR** do Modo **S2X:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.2. Modo de Falha S3X: Deriva de Viés, Giroscópio no Eixo X

Os comportamentos **Normal** (até a inserção da falha, em *t = 200 s*) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.3.

Quando *t = 206.37 s* é corretamente diagnosticada **S3X** e, em t = 207.10 s ocorre um diagnóstico confuso para **S2X** (Figura 181). Neste caso particular, o uso de uma lógica que interrompesse o processo de diagnóstico mediante um comando de **CR** evitaria a indicação de **S2X** (o que não foi implementado no modelo, propositadamente).

Este resultado, apesar de positivo, não pode ser considerado geral e, por isso, reforça o dito no modo de falha anterior sobre a lógica de **CR** ser dotada de maior “inteligência”.

A inspeção da Tabela 35 abaixo indica que o processo de **FDD** e de **CR** cumpriram as respectivas funções atribuídas (Figura 182 e Figura 183). No histórico temporal (especialmente de aceleração angular e tensão de saída do controlador) ficam explícitas as 3 fases que ocorrem: funcionamento em modo **Normal**, modo falhado e modo reconfigurado.

Tabela 35 – Comparação de Desempenho pós-**CR S3X.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
S3X	-4.682E-05	1.190E-03	OK	4.651E-01	1.210E-03	OK	1.238E-05	1.304E-03	OK

Figura 181 - **FDD** e **CR** do Modo **S3X**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

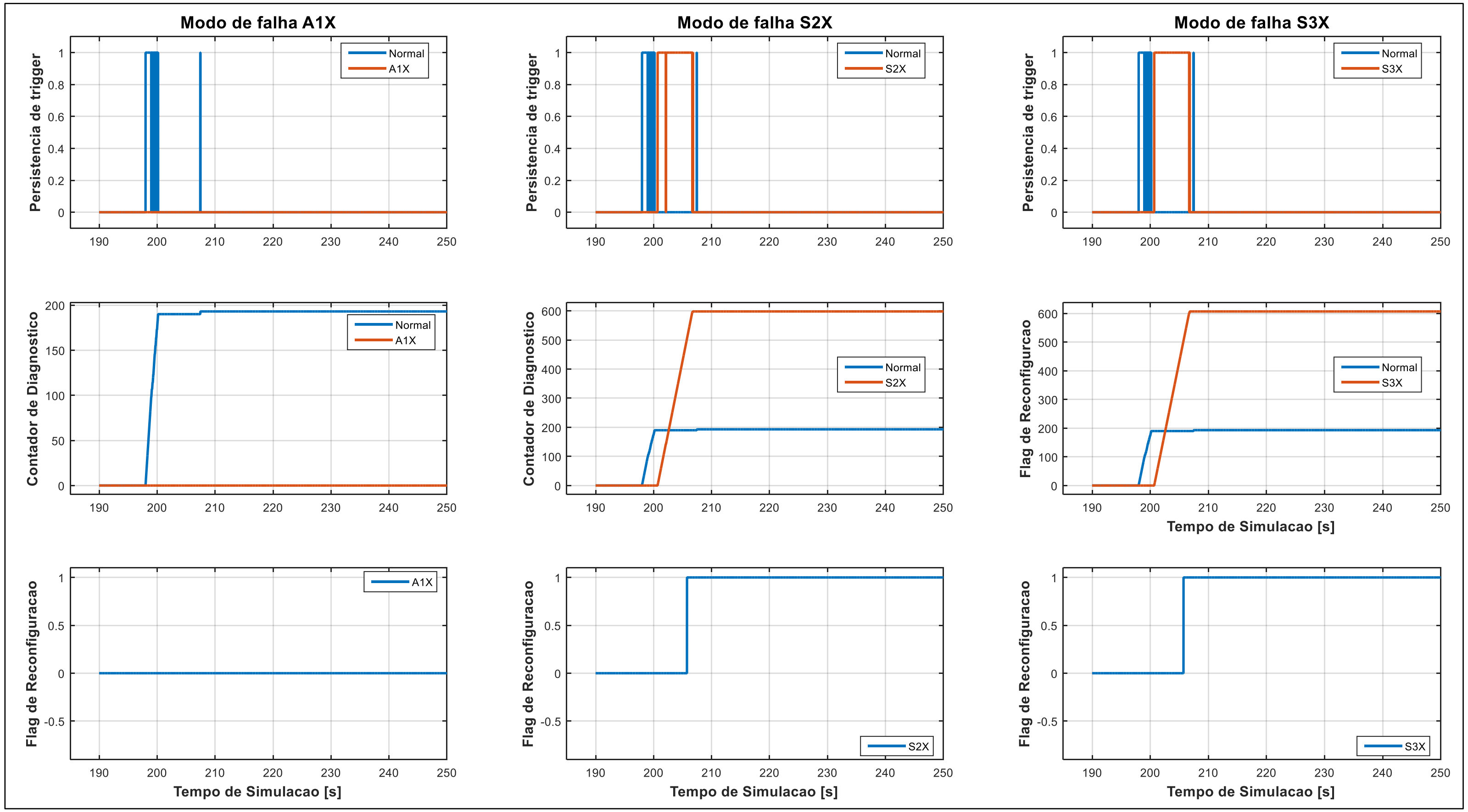


Figura 182 - **FDD** e **CR** do Modo **S3X:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

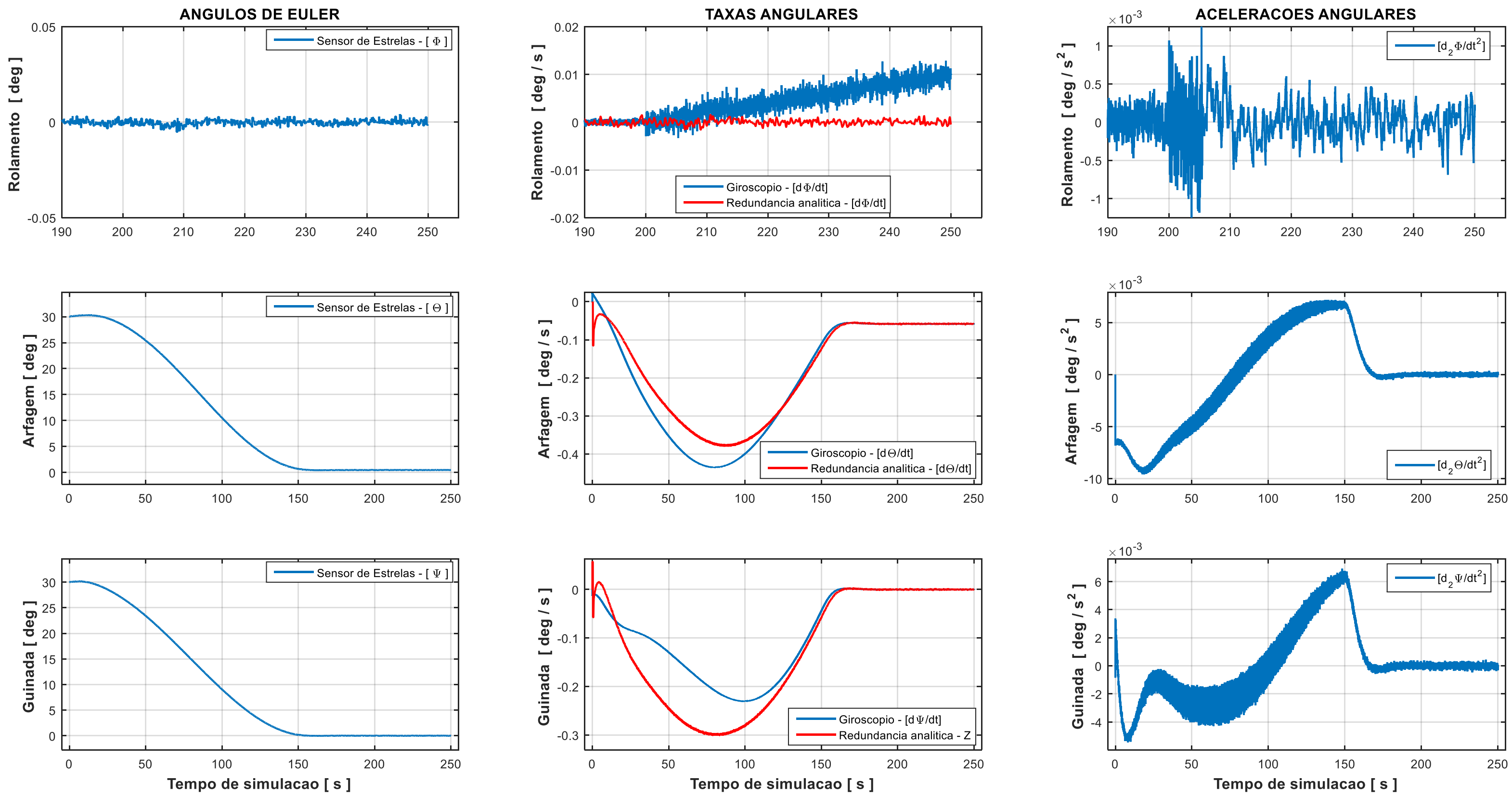
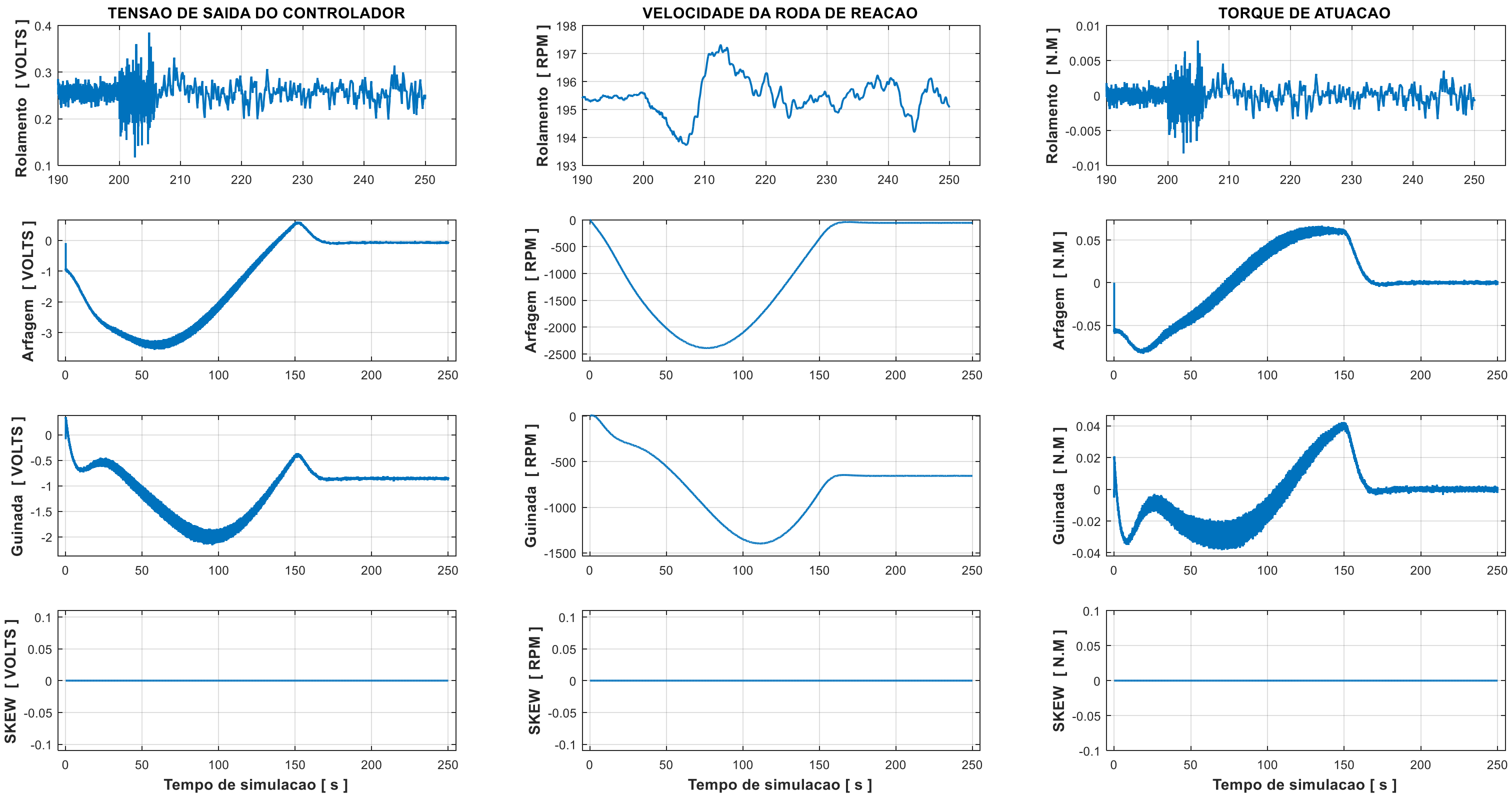


Figura 183 - **FDD** e **CR** do Modo **S3X:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.3. Modo de Falha A1X: Saturação de Comando do Controlador, Roda de Reação no Eixo X

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em *t = 200 s*) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.4.

O comando de **CR** é disparado em *t = 208.12 s*, sem que haja falso alarme ou confusão de alarme (vide Figura 184).

O efeito pós-reconfiguração é abrupto como a própria falha, vide a característica oscilatória que o eixo **X** assume enquanto se estabiliza (Figura 185). Positivamente, a roda de reação *skew* (anti-simétrica) demonstra capacidade de recobrar a estabilidade do satélite (Figura 186).

Entretando, o eixo cujo atuador falhou não volta para a vizinhança da origem, como estava antes da falha. Pode ser claramente observada a saturação das saídas dos controladores nos eixos **X** (*skew*), **Y** e **Z** (Figura 186).

Este problema pode ser resolvido pela existência um conjunto de atuadores distintos, como bobinas magnéticas ou jatos de hidrazina (que permitissem a dessaturação das rodas de reação) e pelo uso de **R-LQR** (com referência de horizonte finito para gerada a partir da estabilização obtida após a reconfiguração). Relembrando que a manobra de *de-tumble* é feita por um **R-LQR**, a manutenção é feita por um **LQR**.

Tabela 36 – Comparação de Desempenho pós-**CR A1X.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
A1X	4.009+00	1.326E-03	NOK	5.614E-01	1.594-03	NOK	3.891-02	1.107-03	NOK

Figura 184 - **FDD** e **CR** do Modo **A1X**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

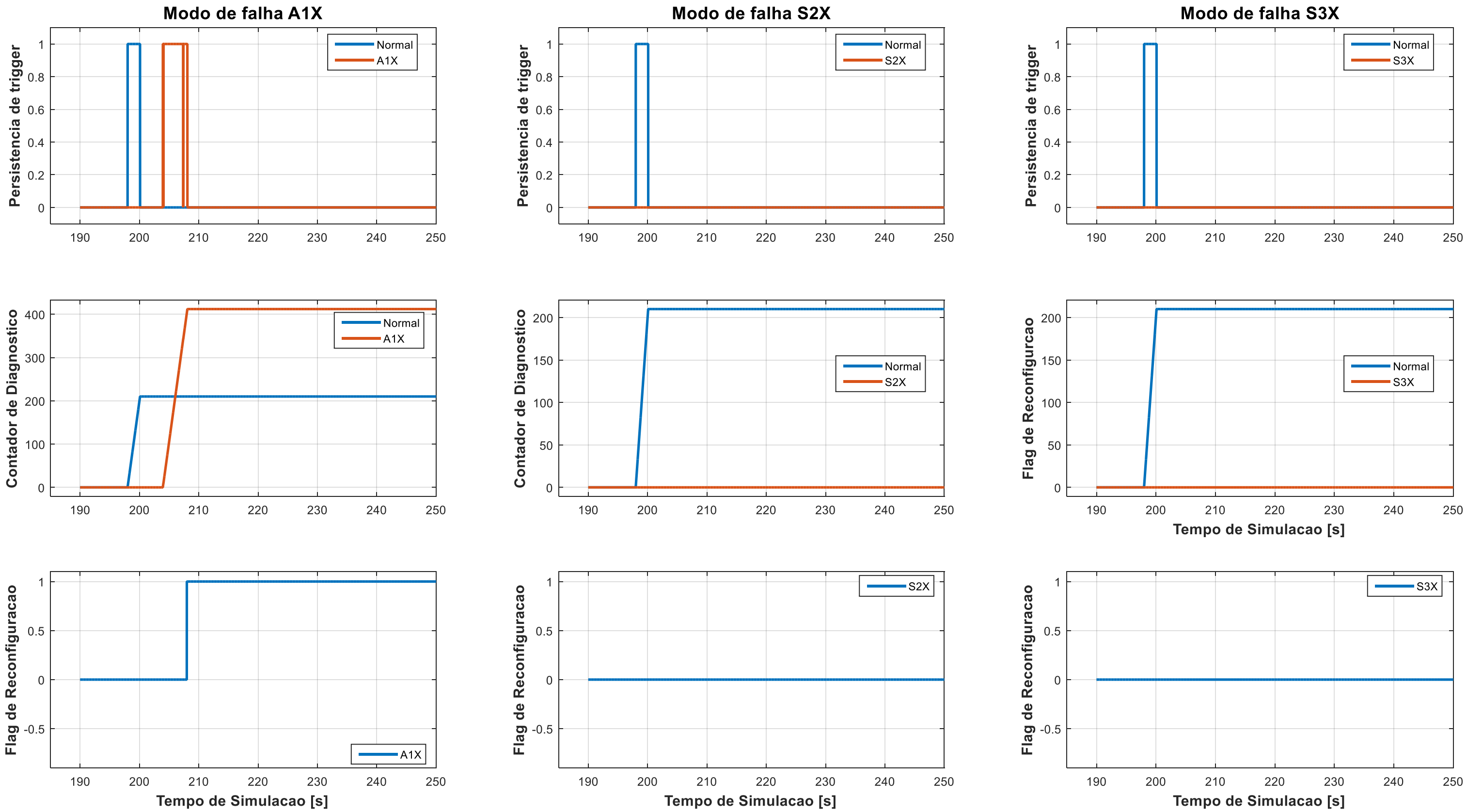


Figura 185 - **FDD** e **CR** do Modo **A1X:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

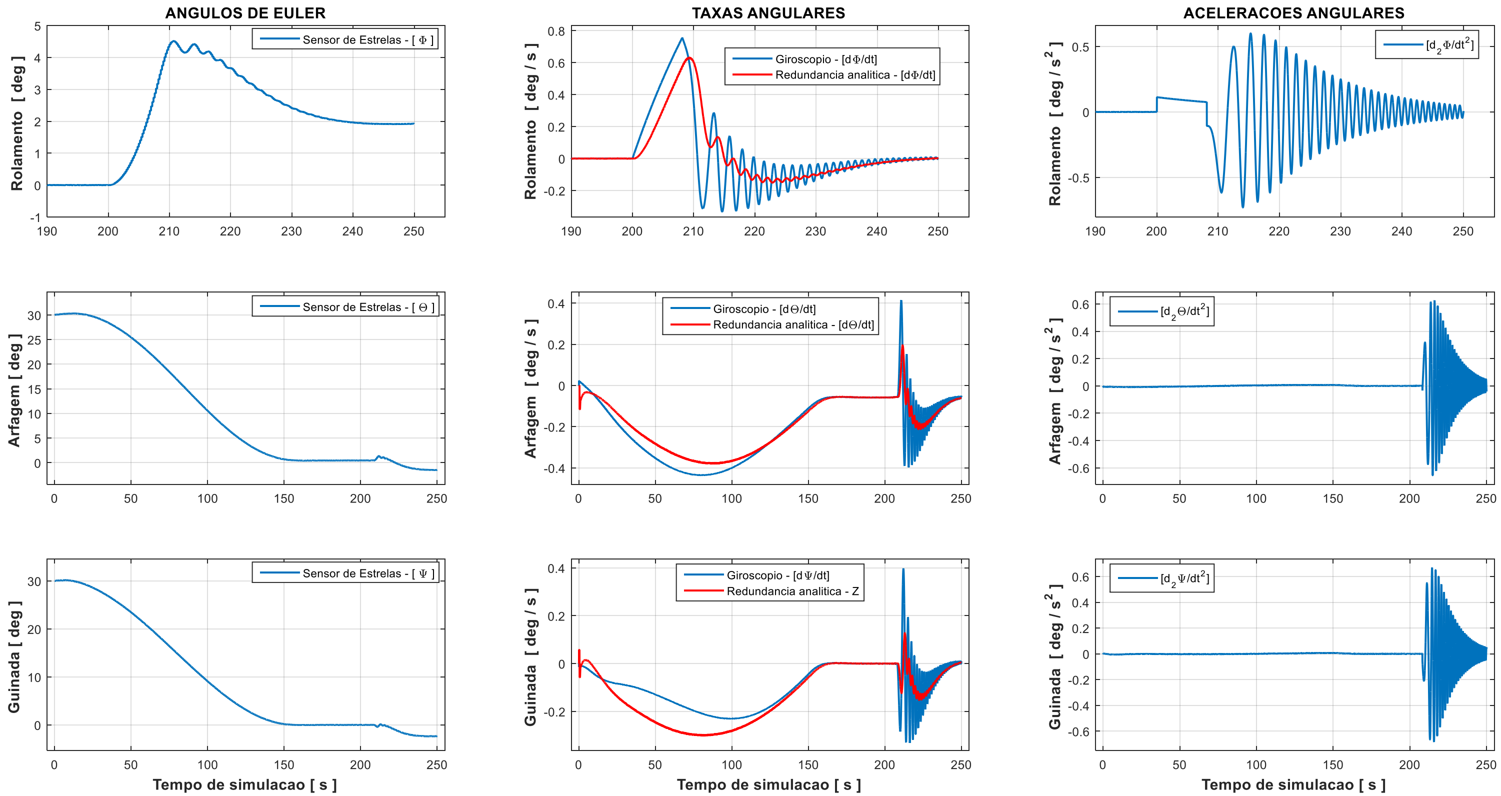
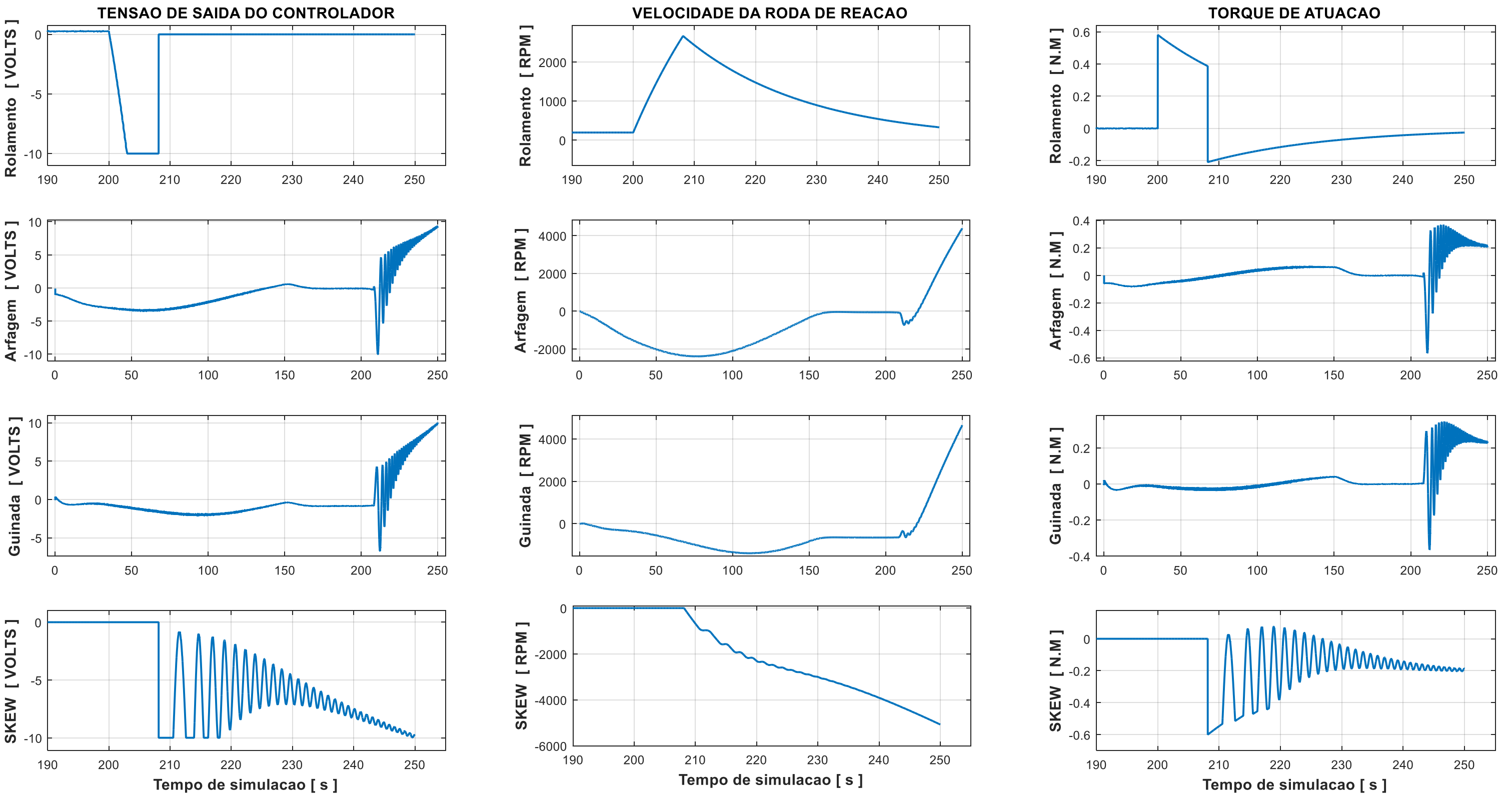


Figura 186 - **FDD** e **CR** do Modo **A1X:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.4. Modo de Falha S1Y: Congelamento em Fundo de Escala, Giroscópio no Eixo Y

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em *t = 200 s*) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.5.

O comando de **CR** é disparado em *t = 207.68 s*, sem que haja falso alarme ou confusão de alarme (Figura 187).

O efeito pós-reconfiguração é suave se compardo com o caso de **A1X** (Figura 188 e Figura 189). A tendência apresentada é de que o eixo convirja para a posição de regime permanente, como se encontrava anteriormente à falha (Figura 188).

Tabela 37 – Comparação de Desempenho pós-**CR S1Y.**

	X [°]			**Y [°]**			**Z [°]**		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
S1Y	-2.569E-04	1.120E-03	OK	4.266E-01	2.037E-02	OK	-4.475E-04	1.024E-03	OK

Figura 187 - **FDD** e **CR** do Modo **S1Y**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

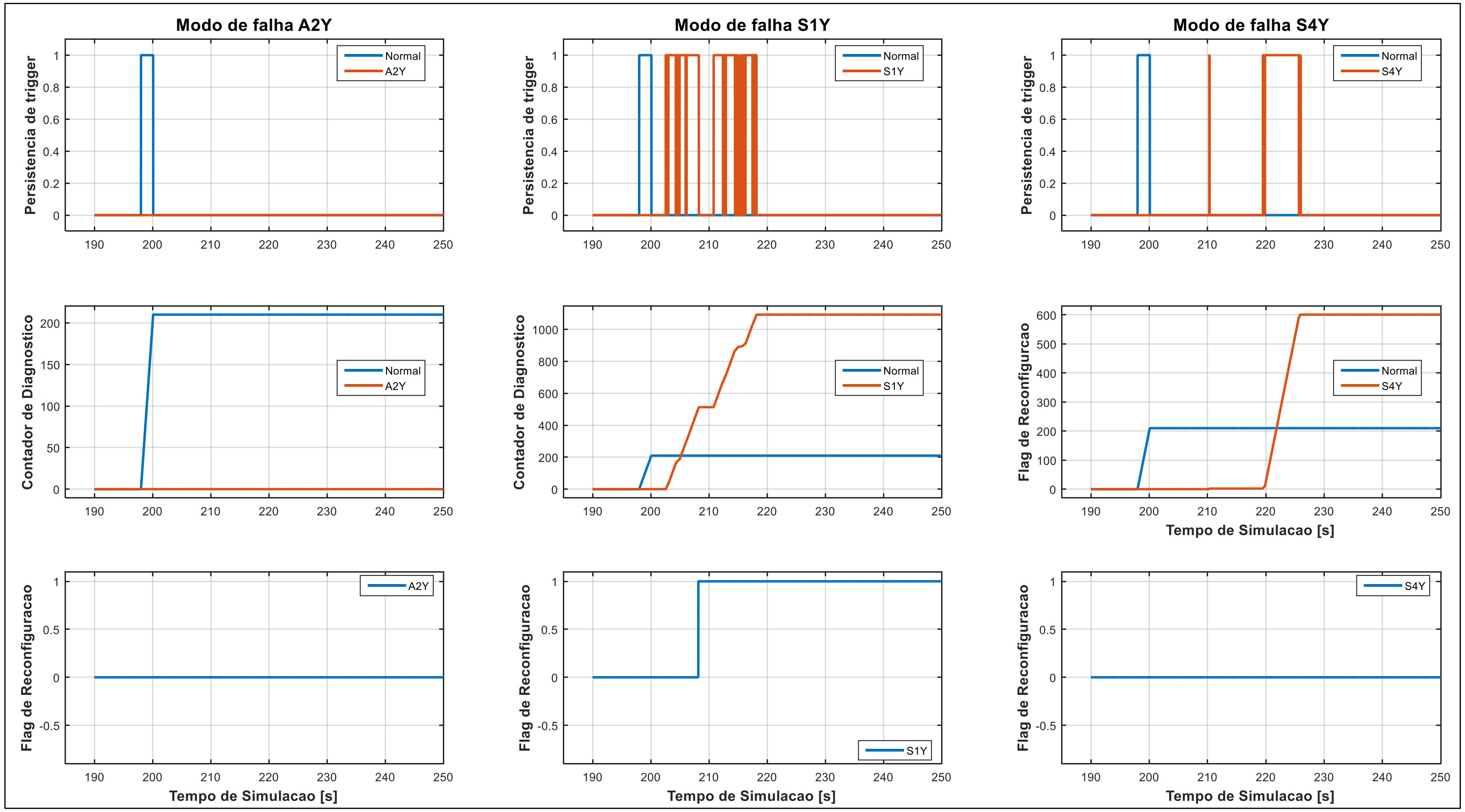


Figura 188 - **FDD** e **CR** do Modo **S1Y:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

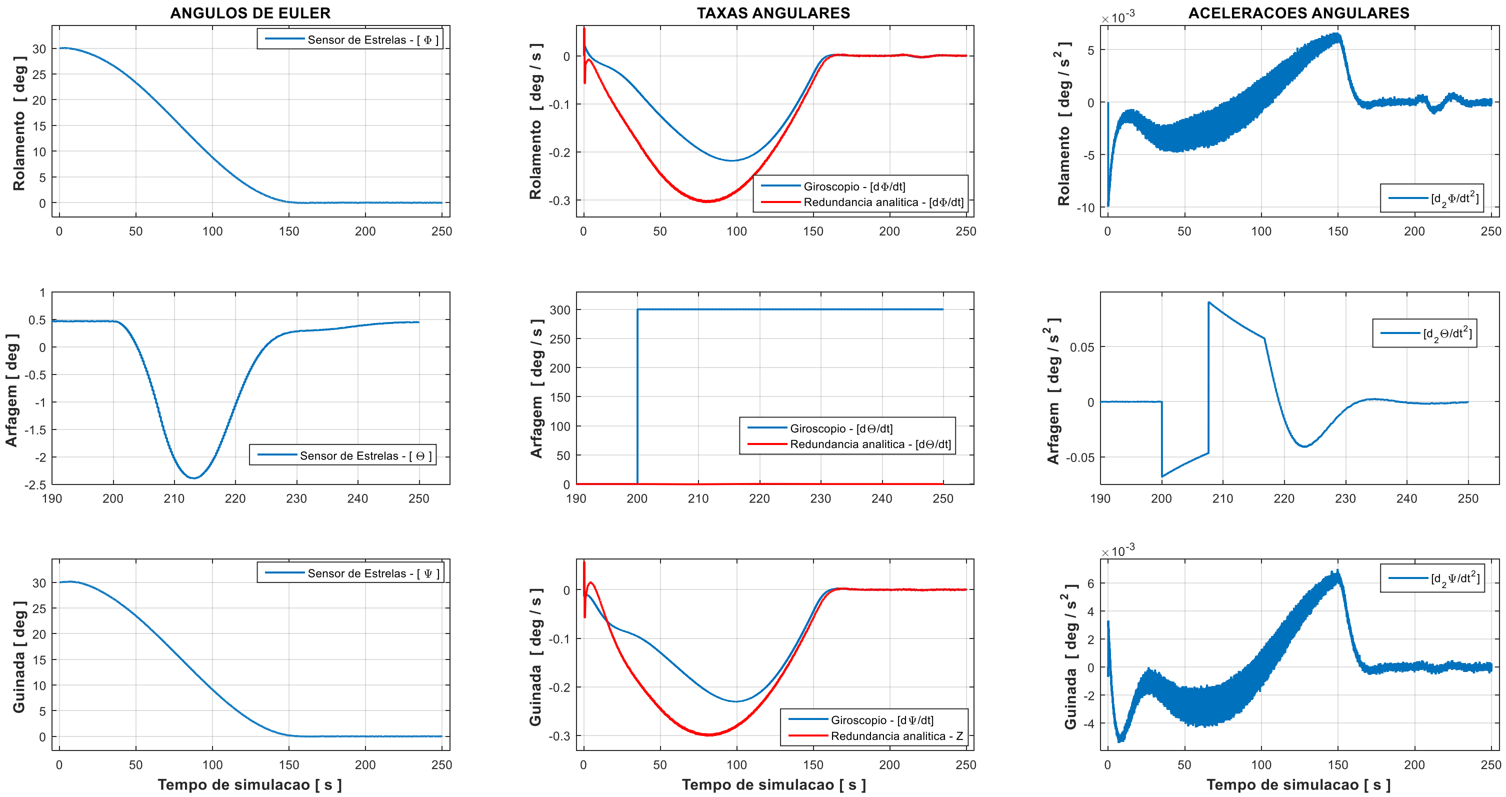
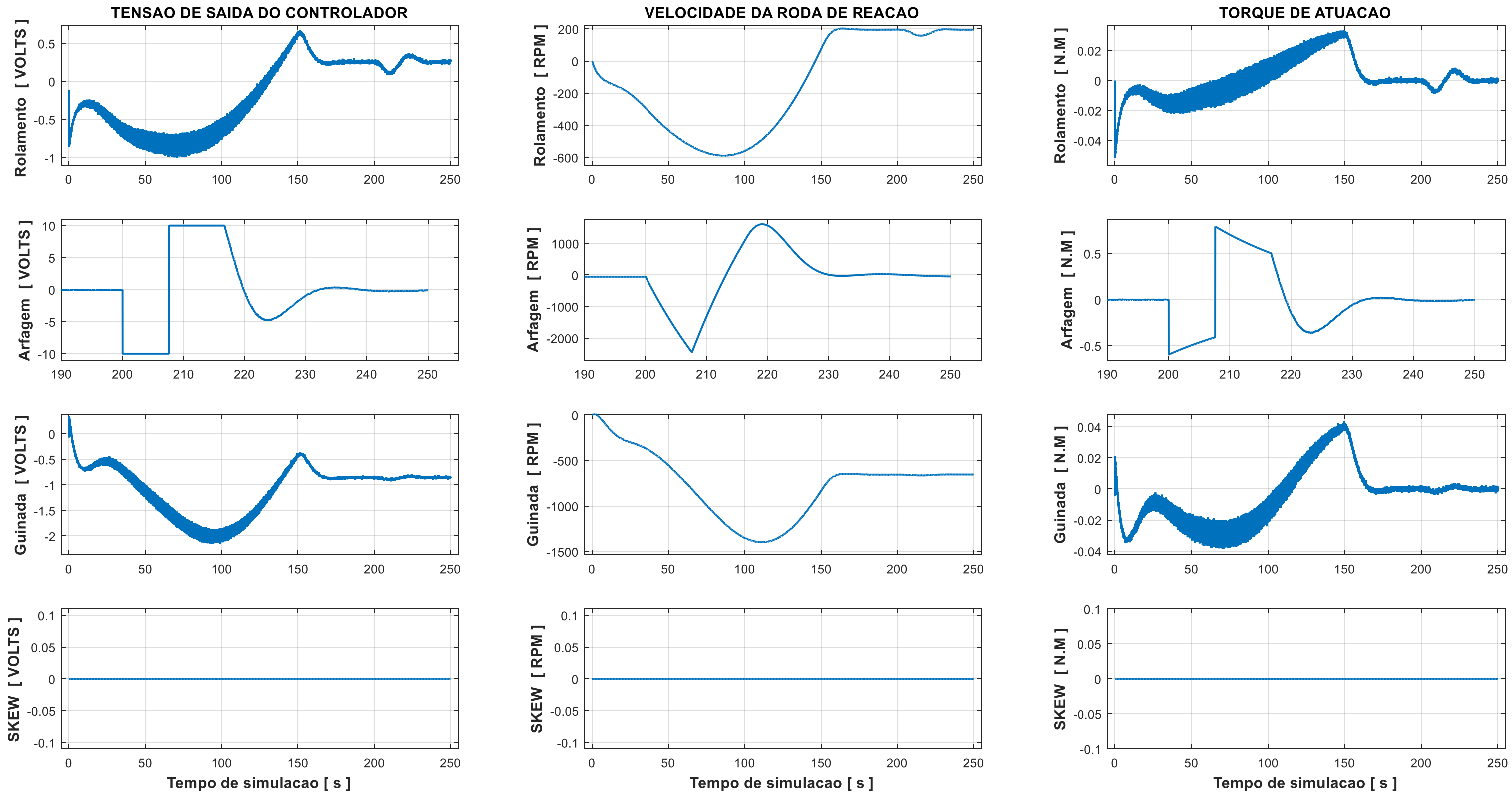


Figura 189 - **FDD** e **CR** do Modo **S1Y:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.5. Modo de Falha S4Y: Deriva de Fator de Escala, Giroscópio no Eixo Y

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em *t = 200 s*) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.6.

Quando *t = 205.68 s* é diagnosticada **S4Y**, sem que ocorra confusão ou falso diagnóstico associados (Figura 190).

A exemplo do que foi observado para a **CR** dos modos de falha **S2X** e **S3X**, podem ser nitidamente observados os eventos (saída de modo **Normal**, propagação de falha e entrada em modo reconfigurado) nos sinais de aceleração angular e nos comandos de atuação do atuador no eixo **Y** (Figura 191 e Figura 192).

A inspeção da Tabela 38 abaixo indica que o processo de **FDD** e de **CR** cumpriram as respectivas funções atribuídas.

Tabela 38 – Comparação de Desempenho pós-**CR S4Y.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
S4Y	-5.501E-05	1.363E-03	OK	4.625E-01	1.170E-03	OK	5.840E-05	1.206E-03	OK

Figura 190 - **FDD** e **CR** do Modo **S4Y**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

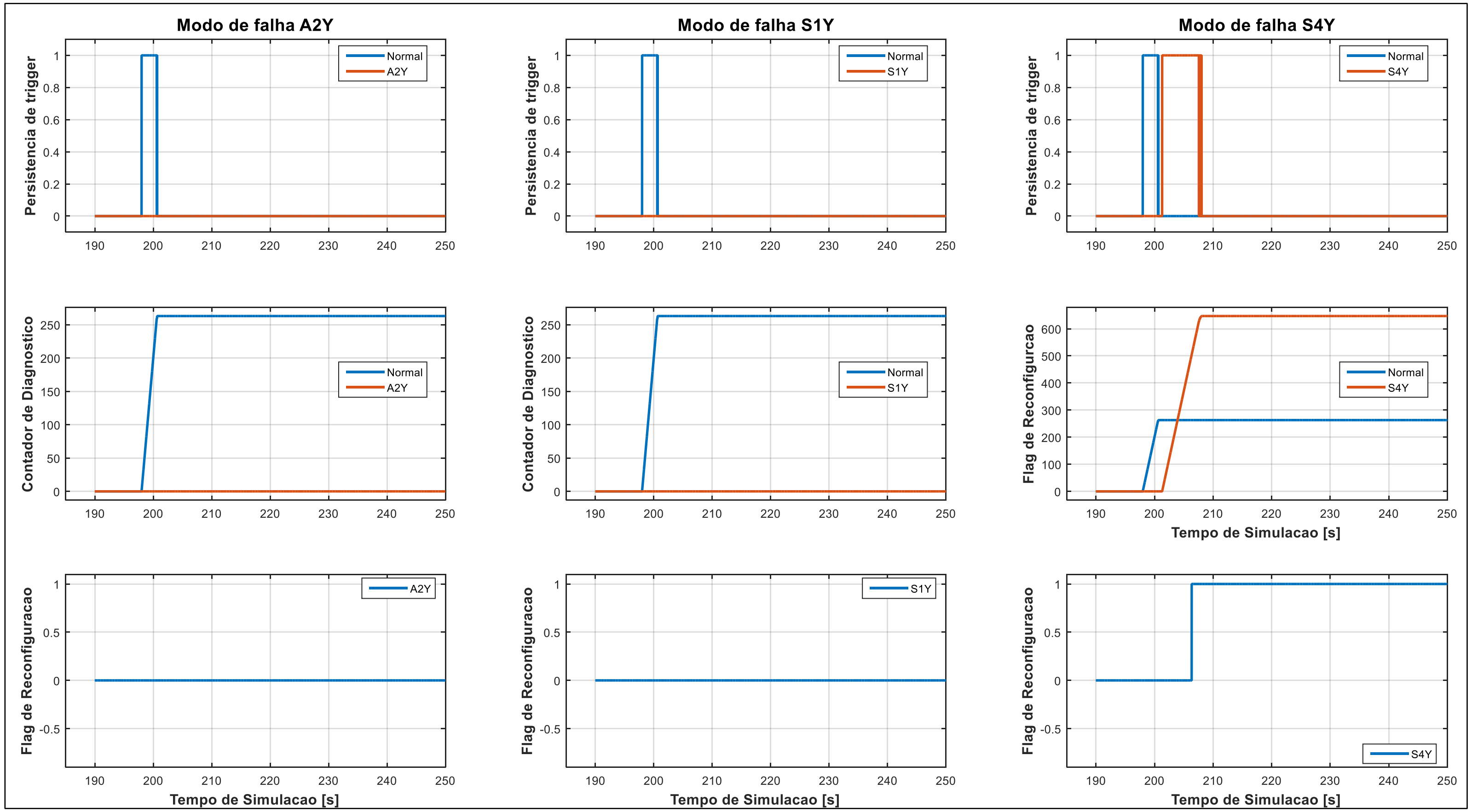


Figura 191 - **FDD** e **CR** do Modo **S4Y:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

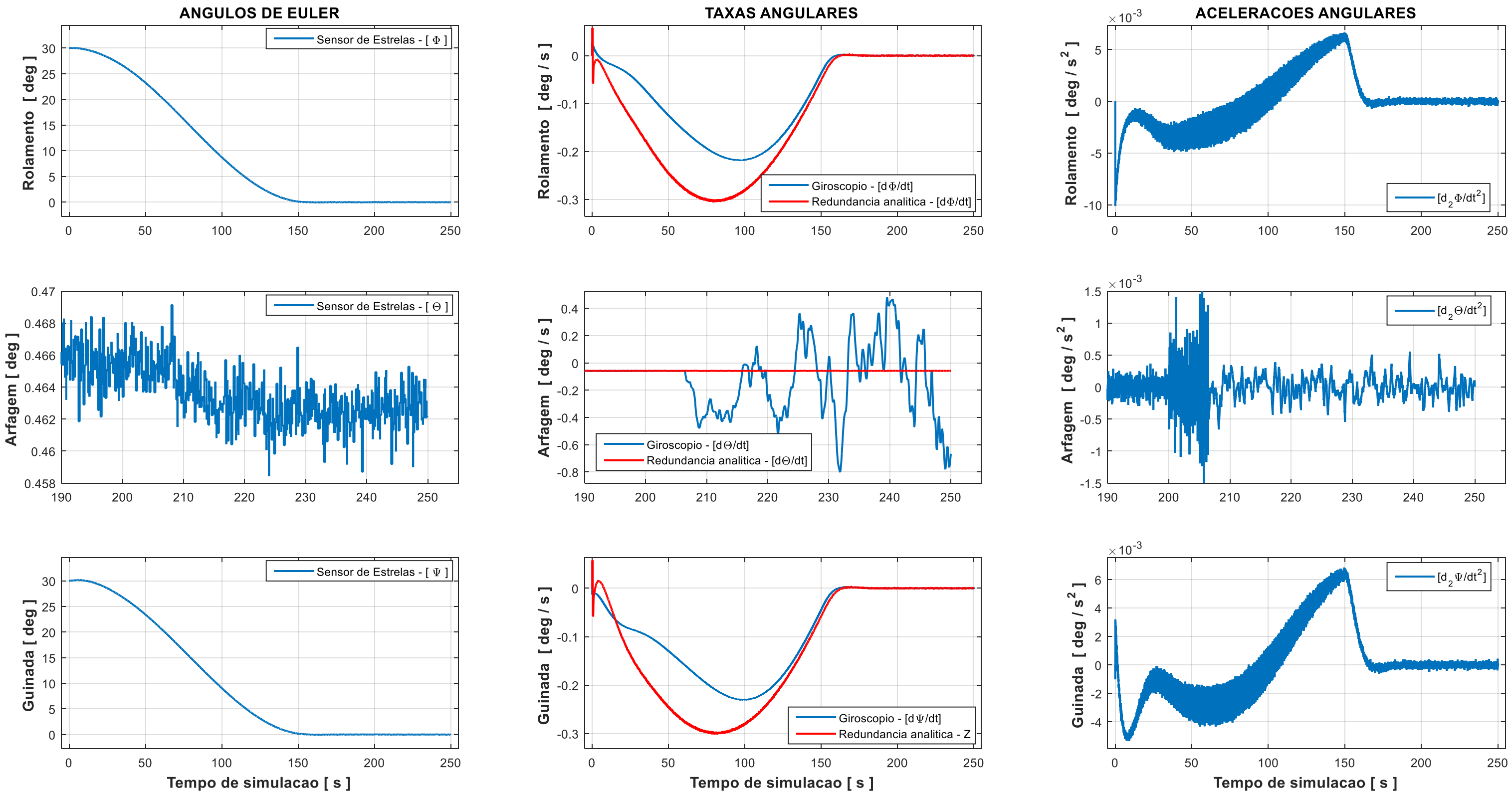
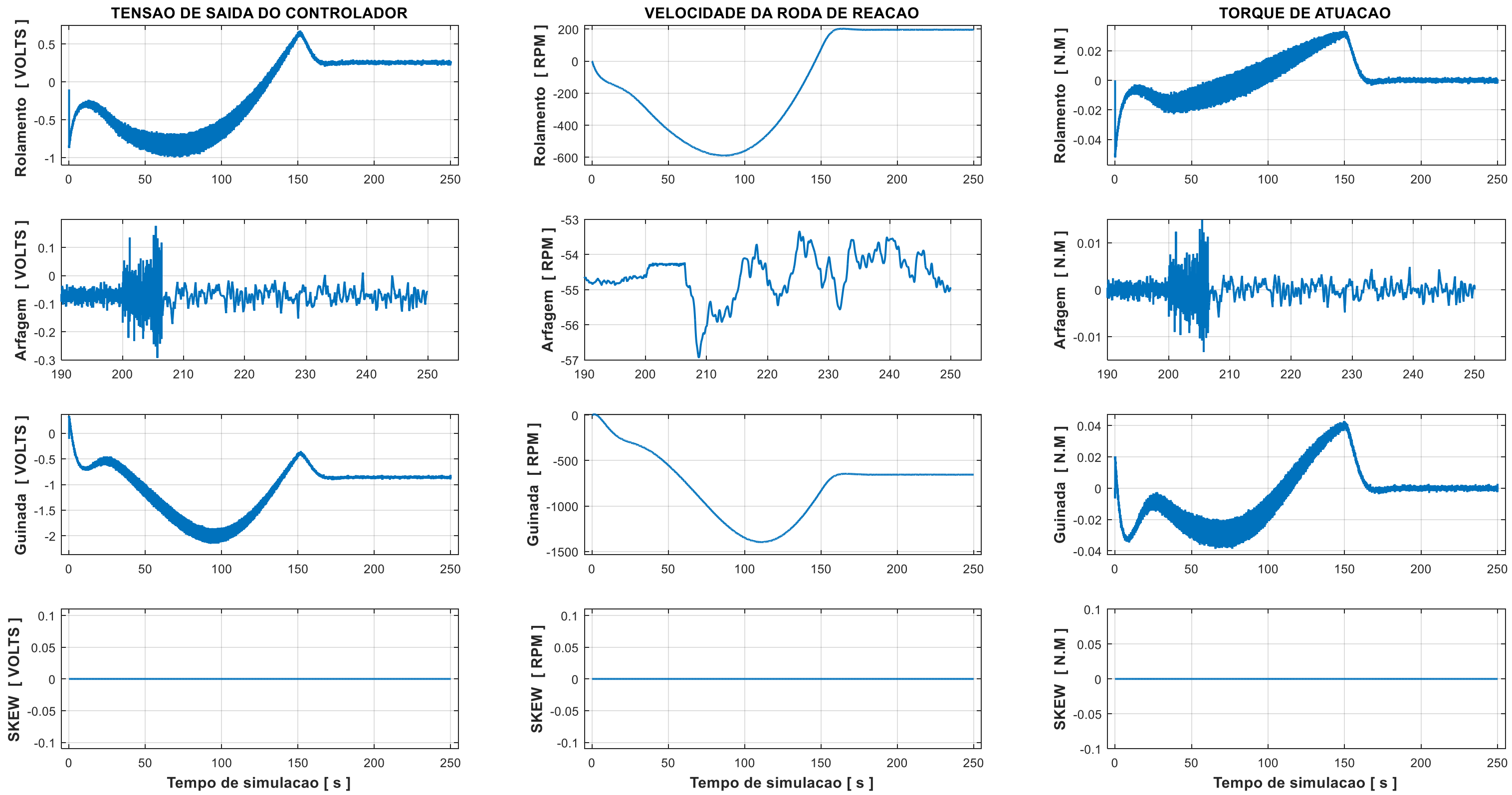


Figura 192 - **FDD** e **CR** do Modo **S4Y:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.6. Modo de Falha A2Y: Falência, Roda de Reação no Eixo Y

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em $t = 200\ s$) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.7

Quando $t = 204.96\ s$ é diagnosticada **A2Y**, sem que ocorra confusão ou falso diagnóstico associados (Figura 193).

A exemplo do que foi observado para a **CR** dos modos de falha **S2X**, **S3X** e **S4Y** podem ser nitidamente observados os eventos (saída de modo **Normal**, propagação de falha e entrada em modo reconfigurado) nos sinais de aceleração angular e nos comandos de atuação do atuador no eixo **Y** (Figura 194 e Figura 195).

No tempo de simulação utilizado foi possível constatar apenas a estabilização da falha mediante **CR** (vide as taxas angulares, Figura 194). Os controladores e as rodas de reação ainda não estão saturados, mas em saturação (Figura 195), indicando que a estabilidade é preservada à custa desta mesma saturação das rodas de reação.

Como no caso do modo de falha **A1X**, uma rápida recondução para o apontamento original seria possível por meio de um conjunto de atuadores distintos (que permitissem a dessaturação das rodas de reação) e pelo uso de **R-LQR** (com referência de horizonte finito para gerada a partir da estabilização obtida após a reconfiguração).

A inspeção da Tabela 39 abaixo indica que o processo de **FDD** e de **CR** cumpriram as respectivas funções atribuídas e houve recuperação da estabilidade do satélite.

Tabela 39 – Comparação de Desempenho pós-**CR A2Y.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
A2Y	3.766E-01	4.140E-03	NOK	1.117E-01	9.868E-03	NOK	1.286E-01	5.751E-03	NOK

Figura 193 - **FDD** e **CR** do Modo **A2Y**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

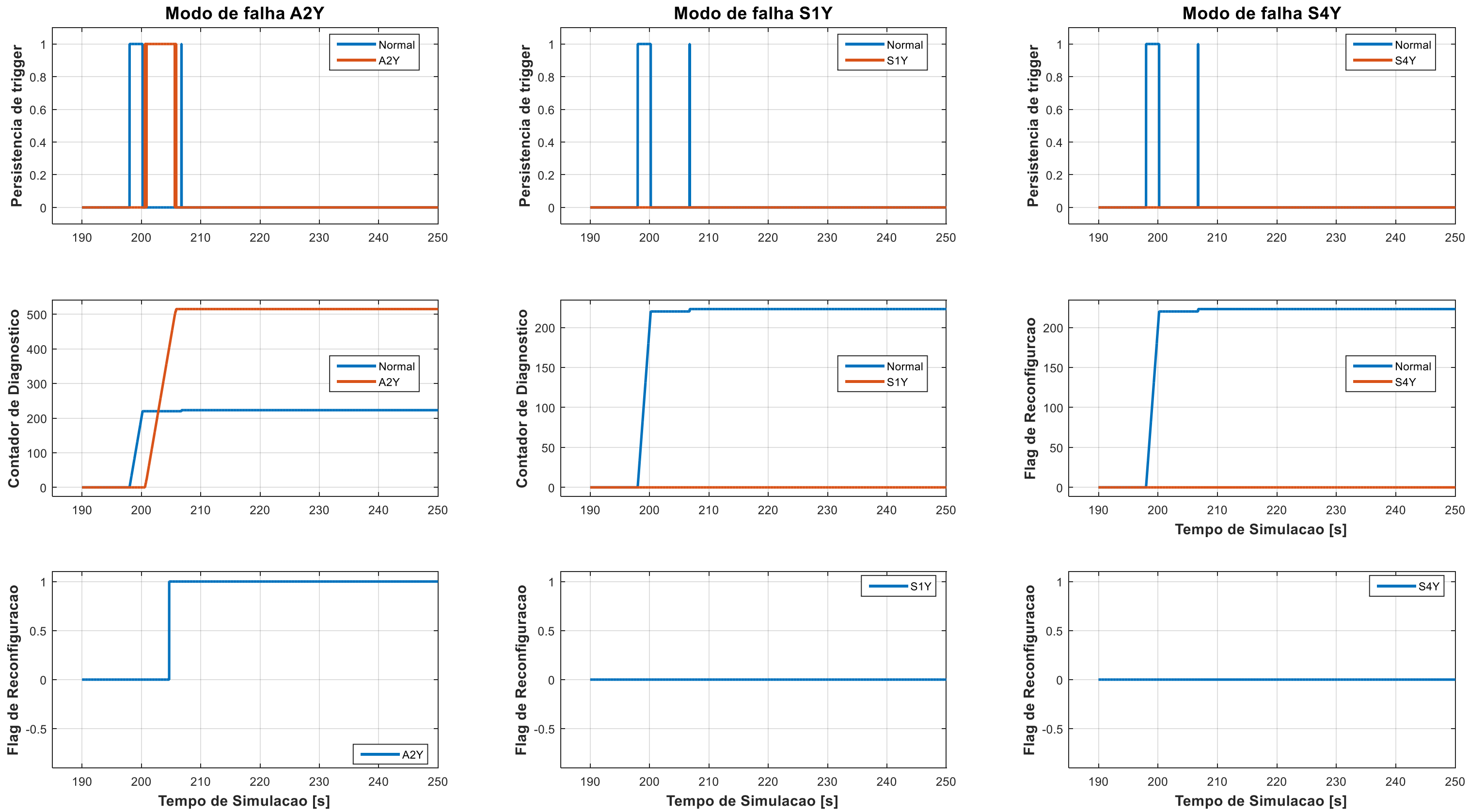


Figura 194 - **FDD** e **CR** do Modo **A2Y:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

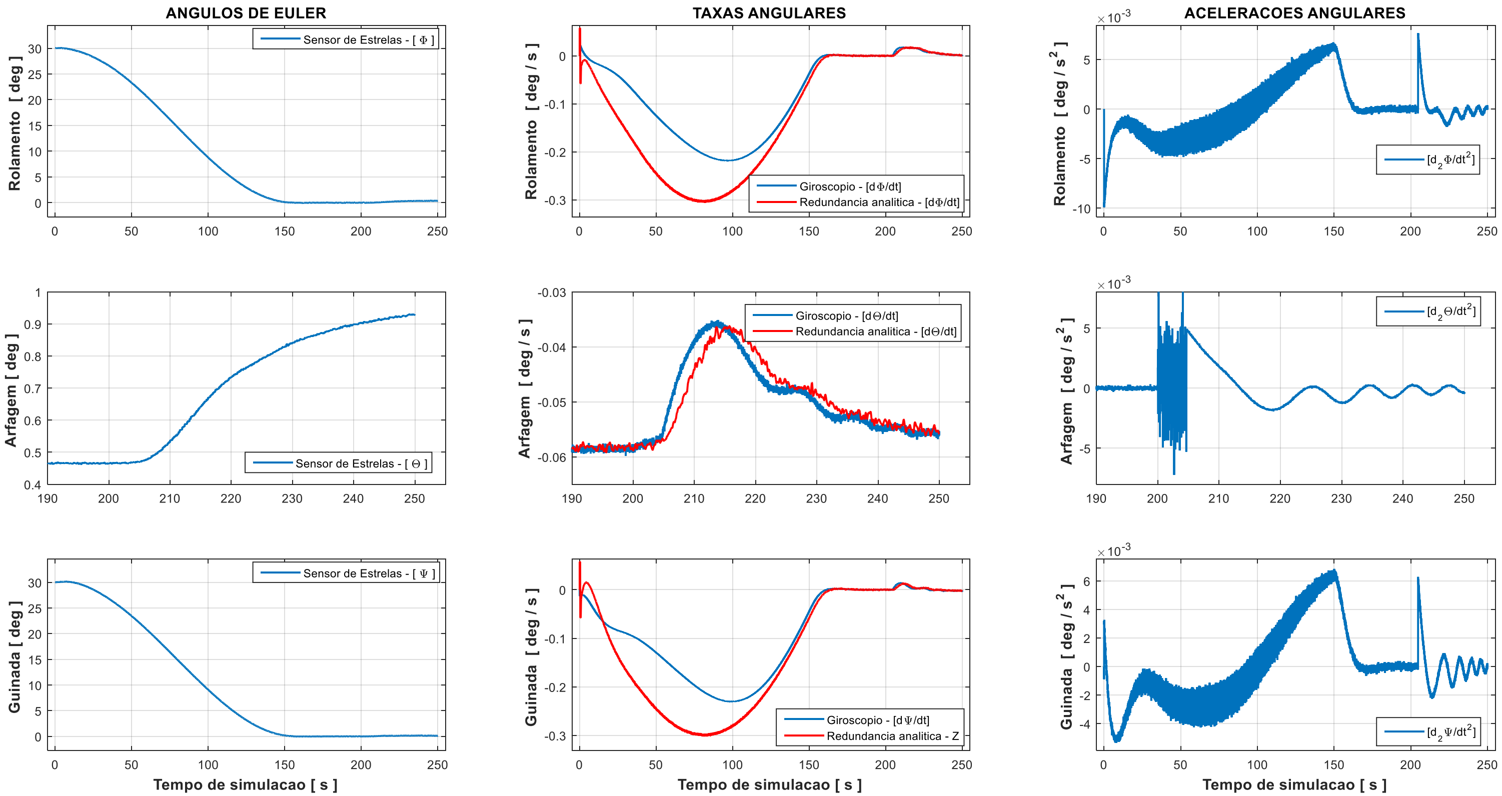
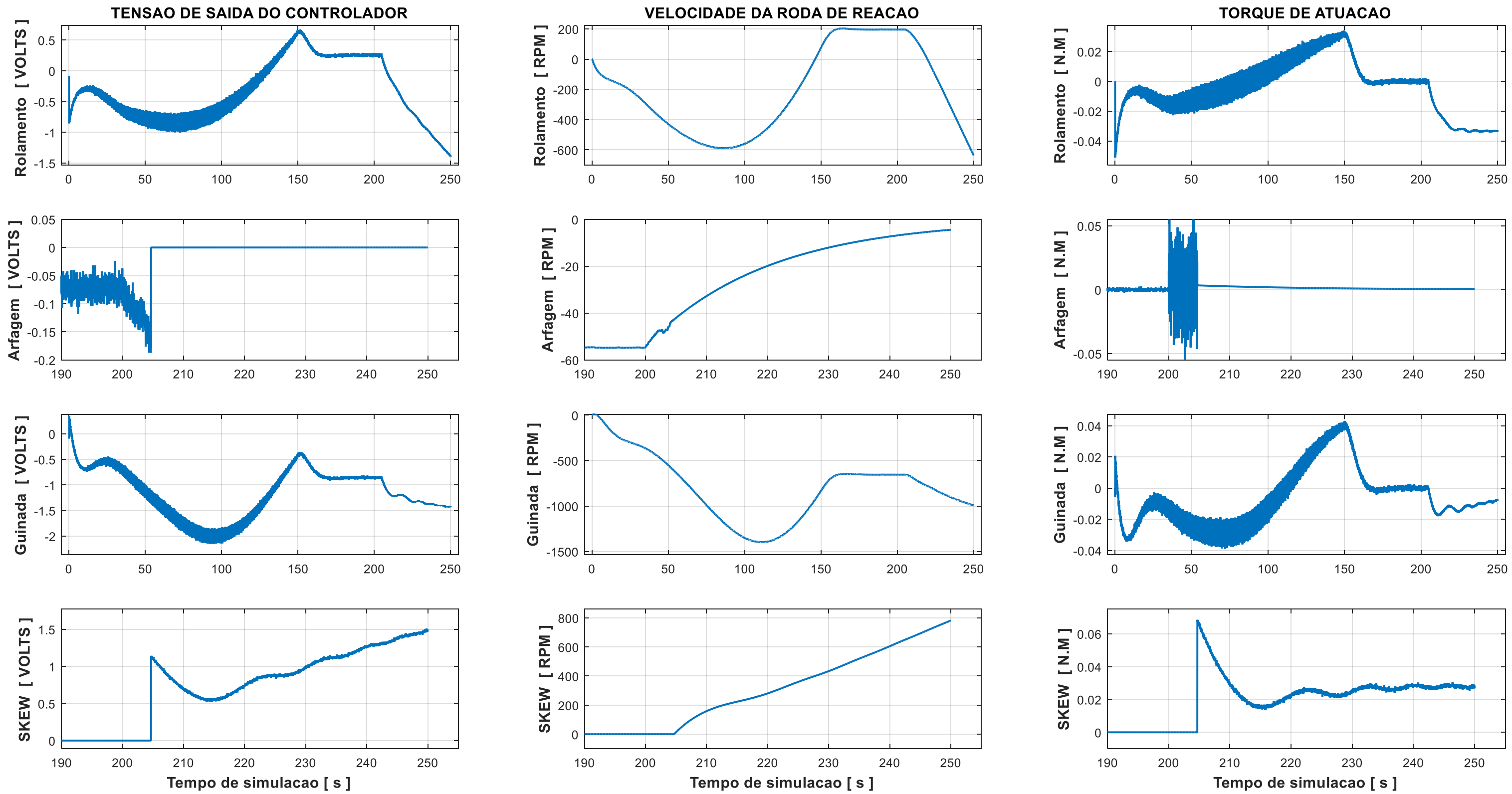


Figura 195 - **FDD** e **CR** do Modo **A2Y:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.7. Modo de Falha S2Z: Congelamento em Última Aquisição Válida, Giroscópio no Eixo Z

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em *t = 200 s*) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.8.

As observações feitas para o modo **S2X** são válidas para **S2Z**, ajustando-se a referência aos eixos.

Em *t = 205.91 s* ocorre diagnóstico correto de **S2Z** e, em *t = 206.40 s* um diagnóstio confuso de **S4Z** (Figura 196). A vantagem neste caso é que, caso houvesse uma lógica como mencionado em 6.4.3, o diagnóstico para **S2Z** seria evitado.

Os eventos de saída de modo **Normal**, propagação de falha e entrada em modo reconfigurado são claramente distintos, vide os sinais de aceleração angular e nos comandos de atuação do atuador no eixo **Z** (Figura 197 e Figura 198)**.**

A inspeção da cumpriram as respectivas funções atribuídas, de estabilização e de recuperação da trajetória (Figura 197).

Tabela 40 abaixo indica que o processo de **FDD** e de **CR** cumpriram as respectivas funções atribuídas, de estabilização e de recuperação da trajetória (Figura 197).

Tabela 40 – Comparação de Desempenho pós-**CR S2Z.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
S2Z	6.426E-05	1.189E-03	OK	4.647E-01	1.108E-03	OK	-1.417E-04	1.056E-03	OK

Figura 196 - **FDD** e **CR** do Modo **S2Z**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

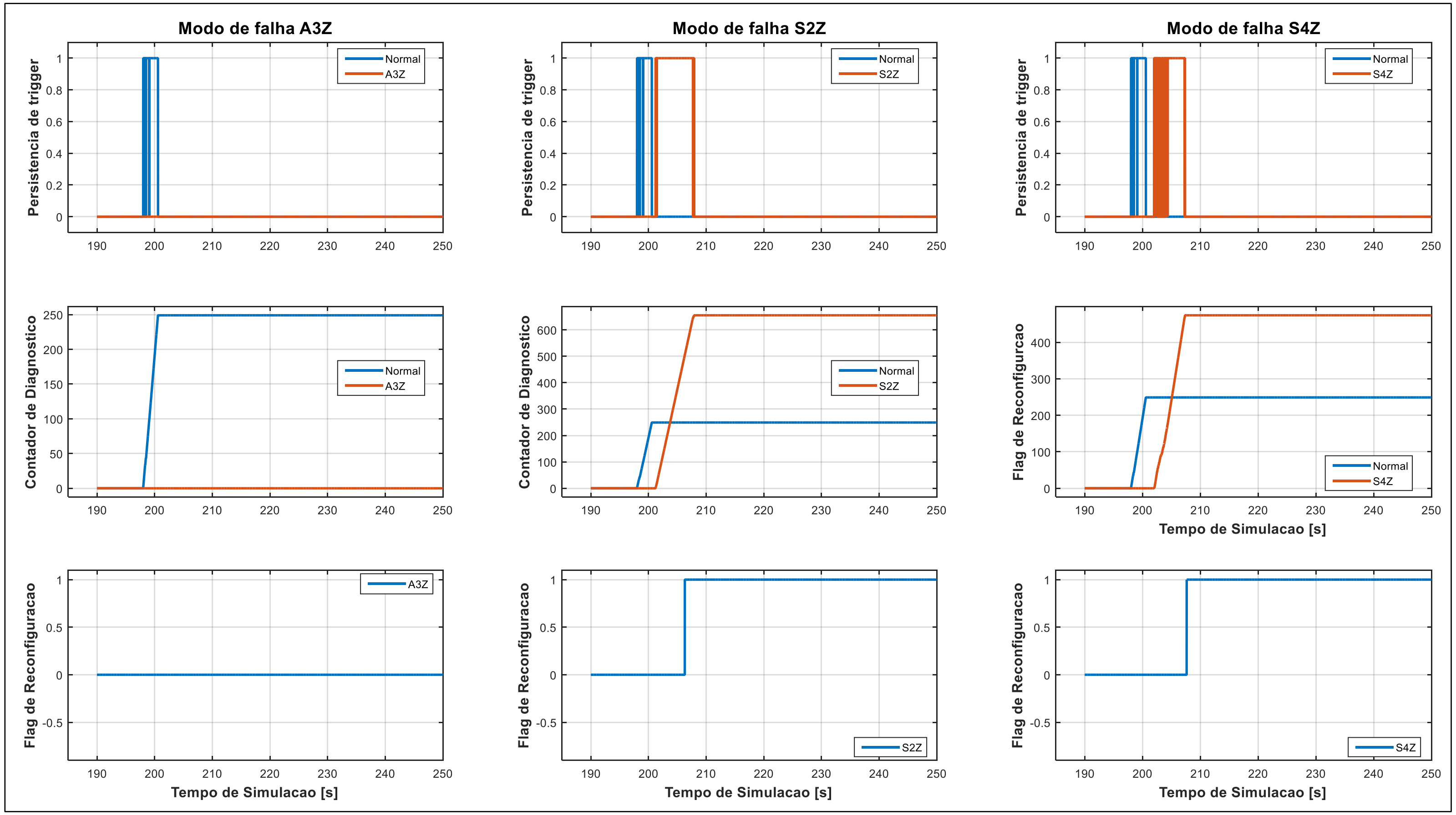


Figura 197 - **FDD** e **CR** do Modo **S2Z:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

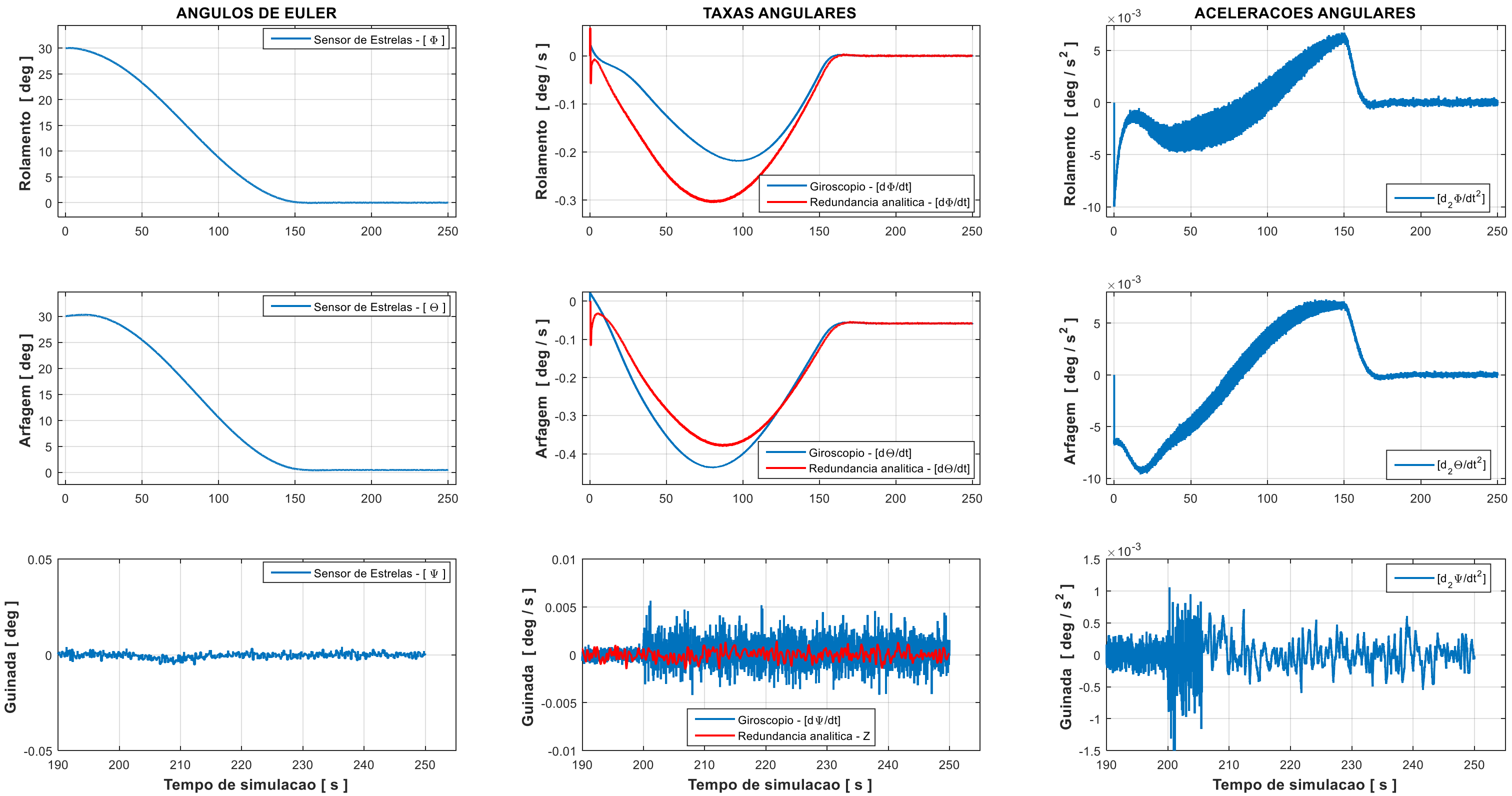
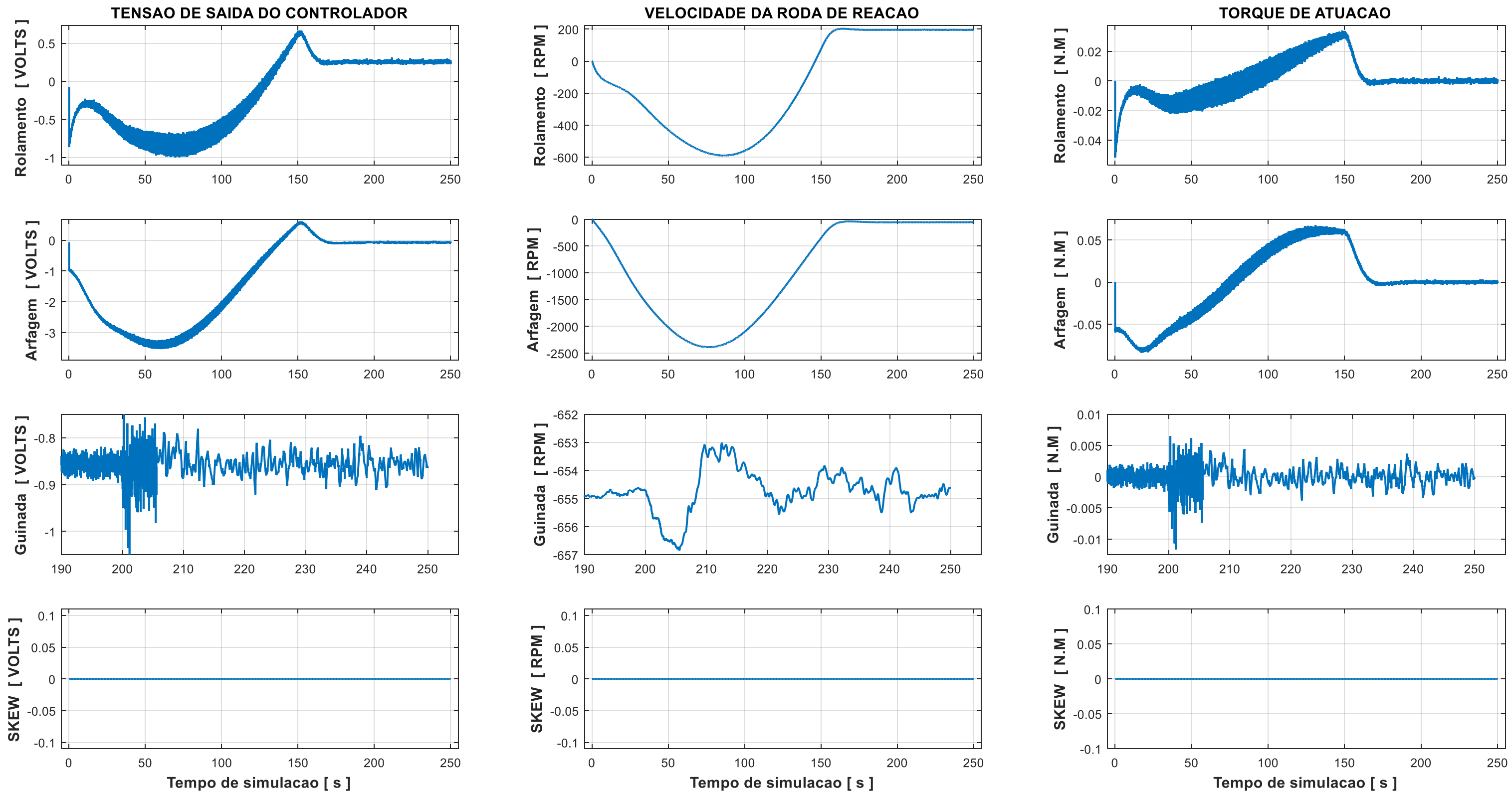


Figura 198 - **FDD** e **CR** do Modo **S2Z:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.8. Modo de Falha S4Z: Deriva de Fator de Escala, Giroscópio no Eixo Z

Os comportamentos normal (até a inserção da falha, em *t = 200 s*) e falhado (até a reconfiguração) equivalem aqueles observados já em 6.1.9.

As observações feitas para o modo **S2X** são válidas para **S4Z**, ajustando-se o modo de falha e os eixos.

Em *t* = *206.53 s* ocorre diagnóstico correto de **S4Z** e, em *t* = *206.90 s* um diagnóstio confuso de **S2Z** (Figura 199). A vantagem neste caso é que, caso houvesse uma lógica como mencionado em 6.4.3, o diagnóstico para **S2Z** seria evitado.

Os eventos de saída de modo **Normal**, propagação de falha e entrada em modo reconfigurado são claramente distintos, vide os sinais de aceleração angular e nos comandos de atuação do atuador no eixo **Z** (Figura 200 e Figura 201).

A inspeção da Tabela 41 abaixo indica que o processo de **FDD** e de **CR** cumpriram as respectivas funções atribuídas, de estabilização e de recuperação da trajetória (Figura 200).

Tabela 41 – Comparação de Desempenho pós-**CR S4Z.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
S4Z	-5.616E-05	1.363E-03	OK	4.648E-01	1.163E-03	OK	9.706E-05	1.224E-03	OK

Figura 199 - **FDD** e **CR** do Modo **S4Z**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

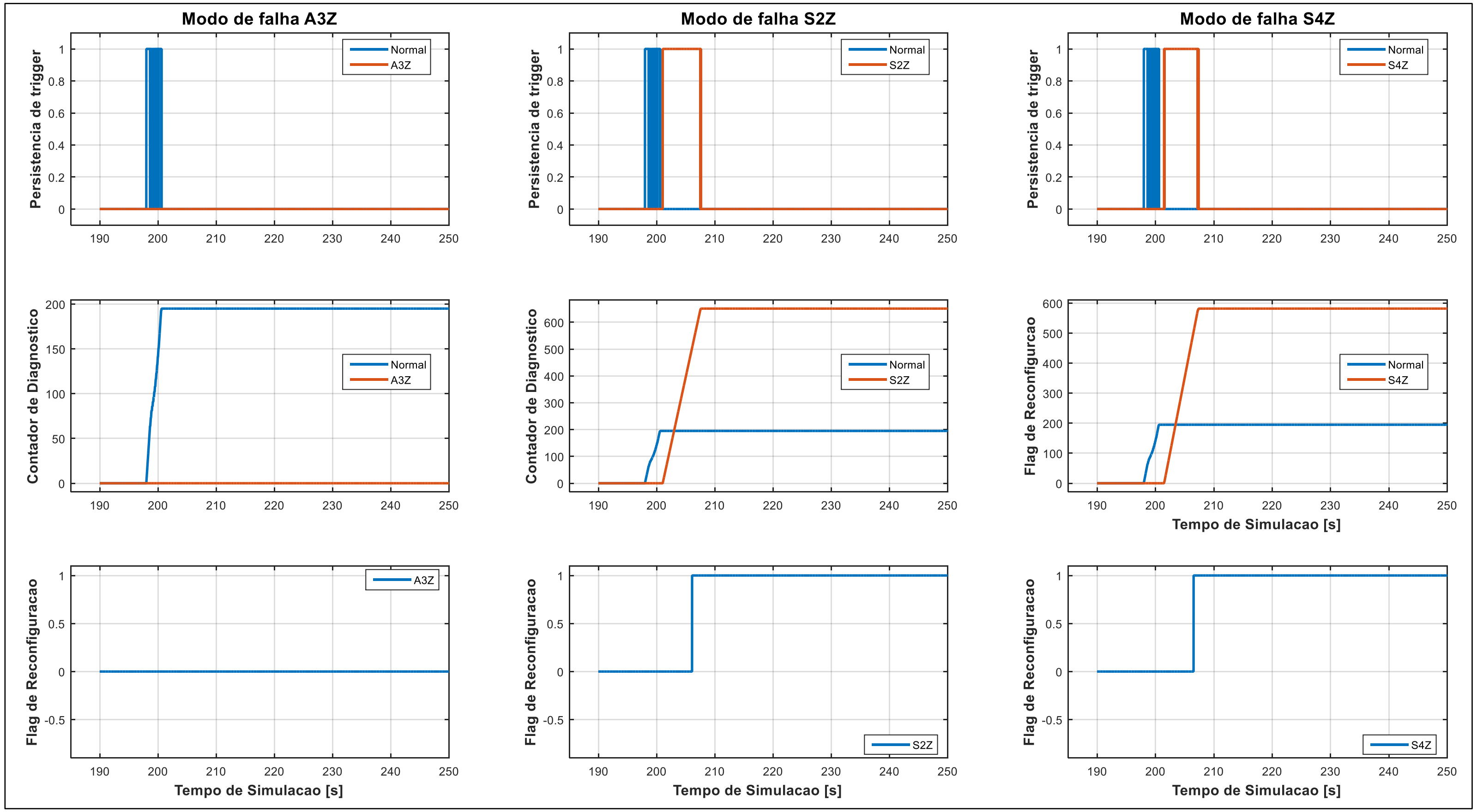


Figura 200 - **FDD** e **CR** do Modo **S4Z:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

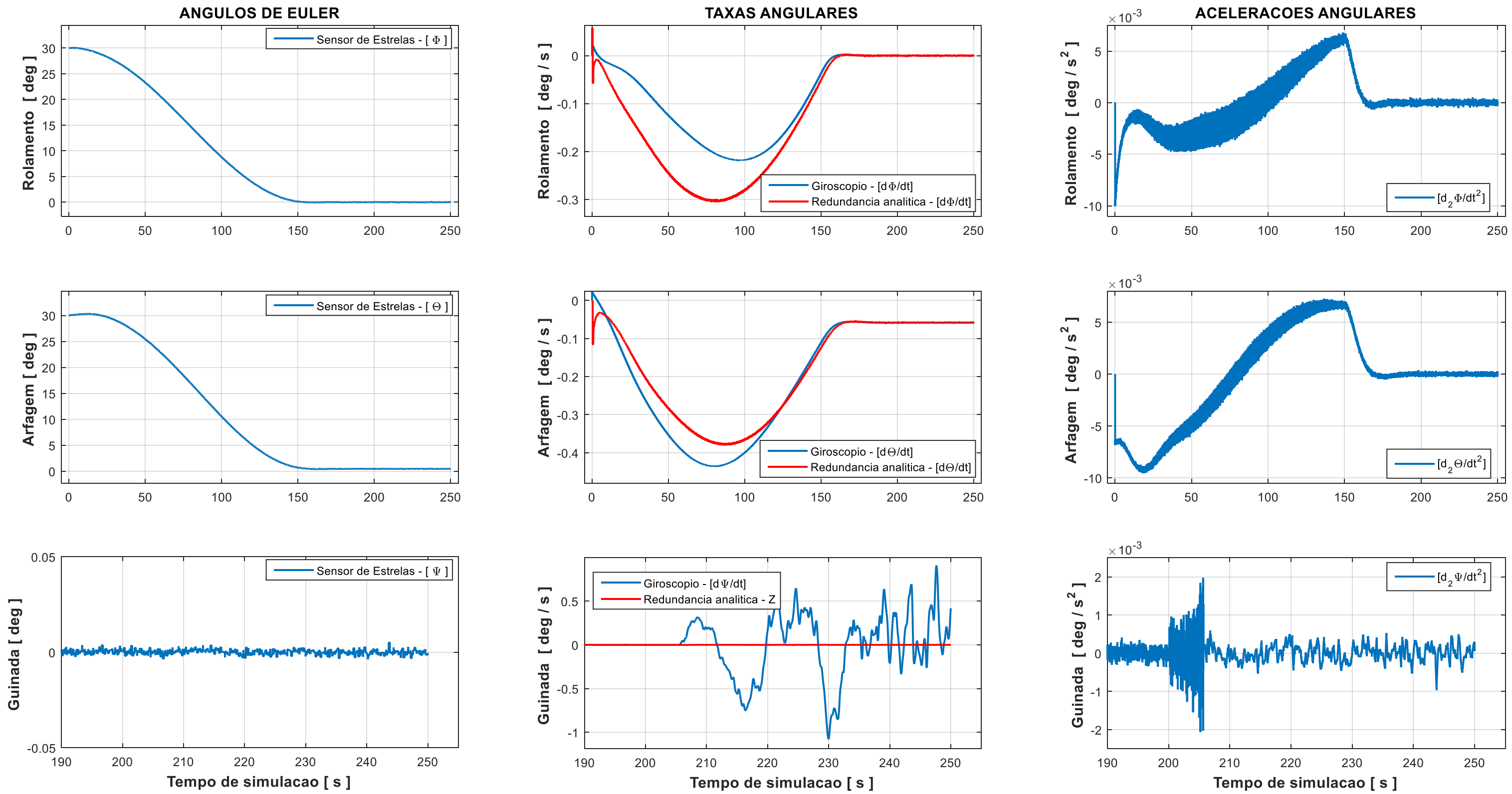
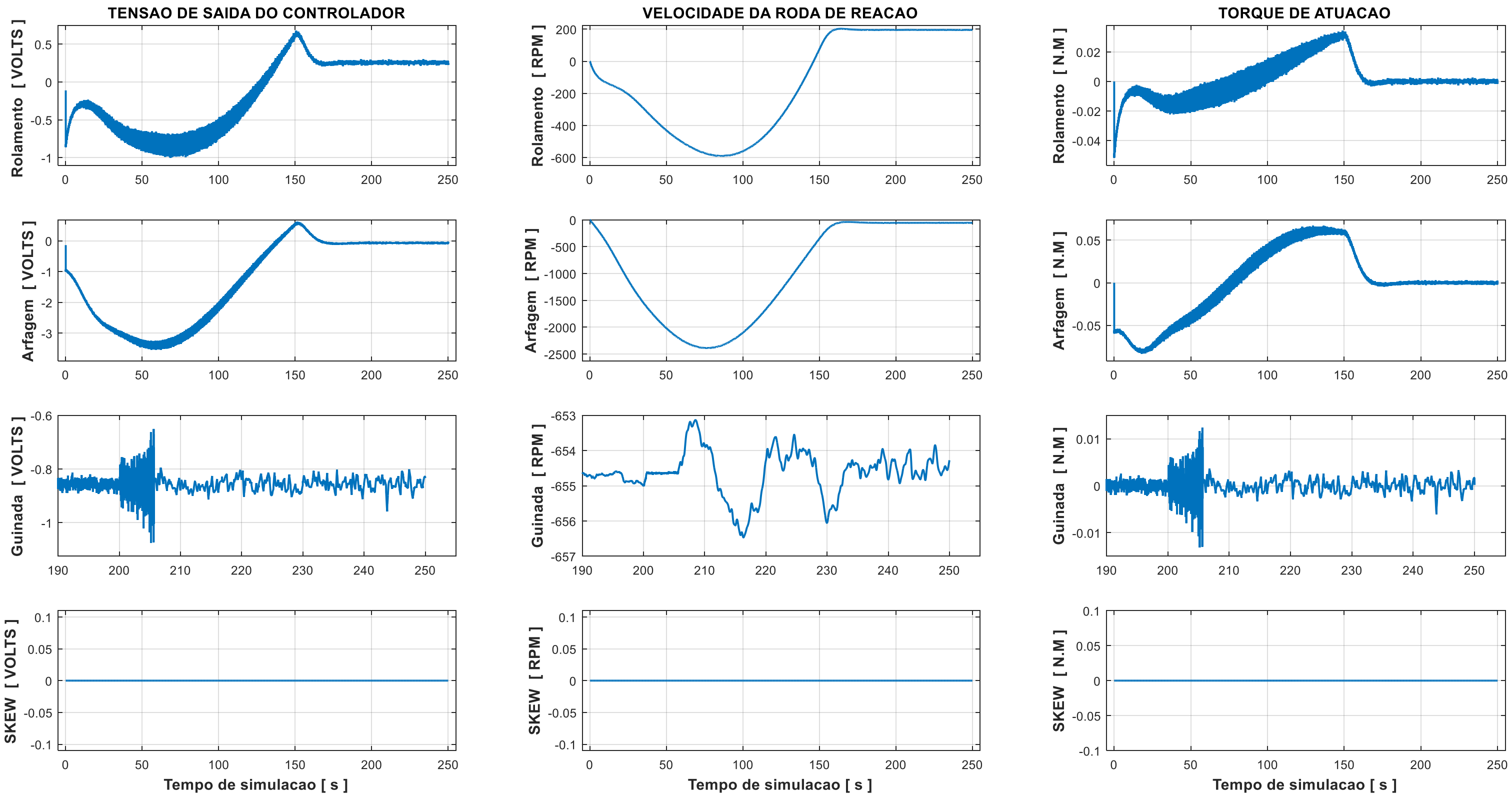


Figura 201 - **FDD** e **CR** do Modo **S4Z:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.9. Modo de Falha A3Z: Sobrecorrente/Atrito Excessivo, Roda de Reação no Eixo Z

Como para **A1X** e **A2Y**, estende-se o tempo total de simulação para *500 s*, a fim de explorar – se houver – a saturação dos controladores e atuadores.

O comportamento observado é o mesmo daquele observado em 6.1.10, até o momento no qual ocorre comando de **CR** pela comutação de estado da flag para “1”, em *t = 205.76 s* (Figura 202).

Interessantemente, para este modo de falha ocorre falso alarme para **S4Z**, sem no entanto haver comando de **CR** para o sensor. A lógica proposta funcionou adequadamente e evitou que houvesse uma ação espúria.

Foi possível constatar apenas a estabilização da falha mediante **CR** (Figura 203). Visivelmente as tendências das tensões de saída dos controladores (**X**, **Y** e **Z**-*skew*) é de saturação, ainda que não tenham entrado em batente (Figura 204).

Novamente, como colocado para os modos de falha **A1X** e **A2Y**, a recondução para o apontamento original seria possível por meio de um conjunto de atuadores distintos (que permitissem a dessaturação das rodas de reação) e pelo uso de **R-LQR** (com referência de horizonte finito para gerada a partir da estabilização obtida após a reconfiguração). A exemplo de **A2Y**, a estabilidade é preservada à custa desta mesma saturação das rodas de reação.

A inspeção da Tabela 42 abaixo indica que os processos de **FDD** e de **CR** cumpriram a função de estabilizar a **PMM**, sem no entanto recoloca-la no apontamento correto (Figura 203 e Figura 204).

Tabela 42 – Comparação de Desempenho pós-**CR A3Z.**

	X [°]			Y [°]			Z [°]		
	Média	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*	*Média*	*Desvio*	*Status pós-CR*
N	1.165E-04	1.202E-03	N/A	4.648E-01	1.313E-03	N/A	7.844E-05	1.179E-03	N/A
A3Z	-1.302E-01	7.921E-03	NOK	2.545E-01	1.436E-03	NOK	2.741E-01	1.346E-03	NOK

Figura 202 - **FDD** e **CR** do Modo **A3Z**: Indicadores de Diagnóstico e de Reconfiguração.

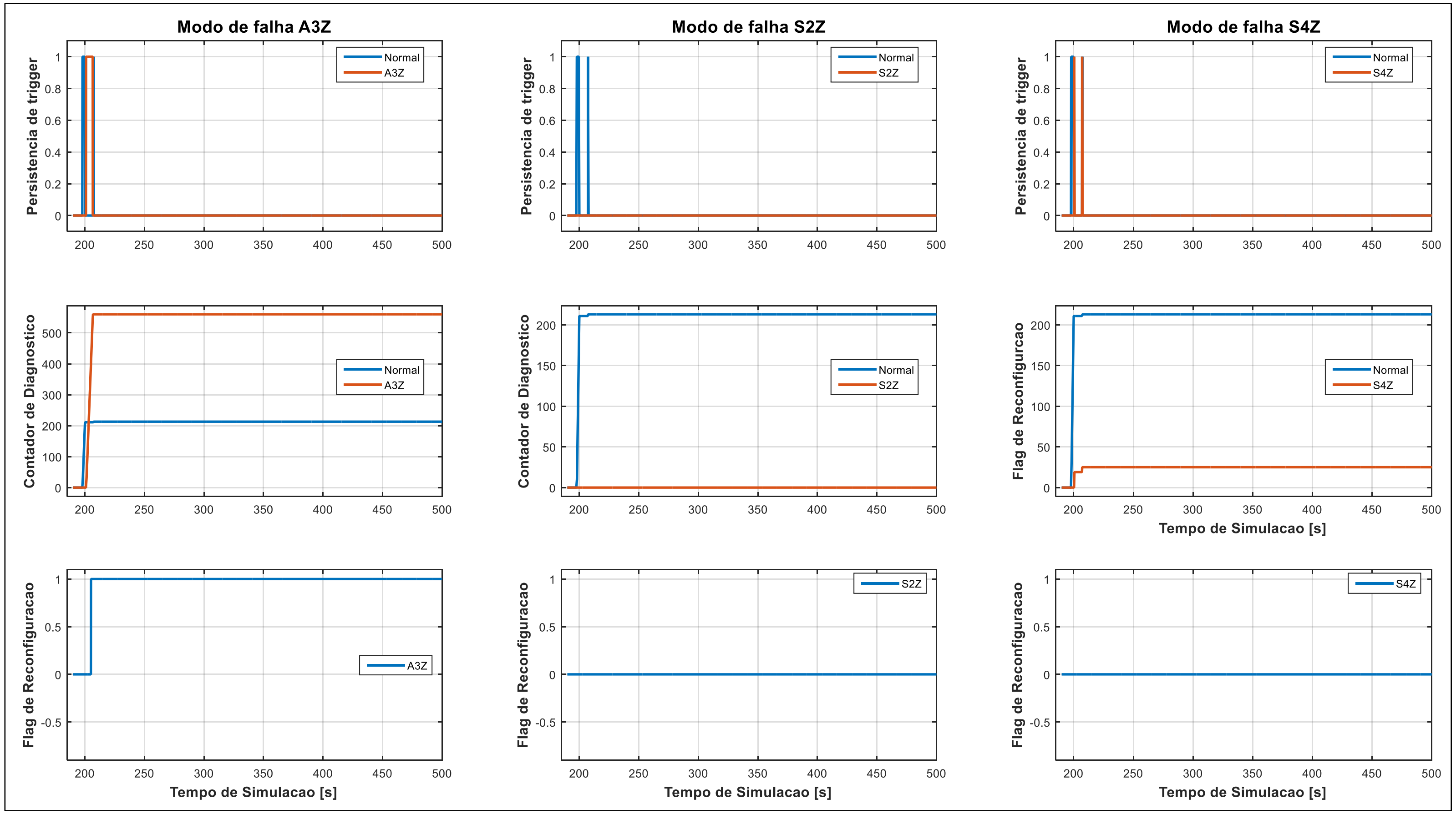


Figura 203 - **FDD** e **CR** do Modo **A3Z:** Parâmetros de Atitude, Taxa e Aceleração Angular.

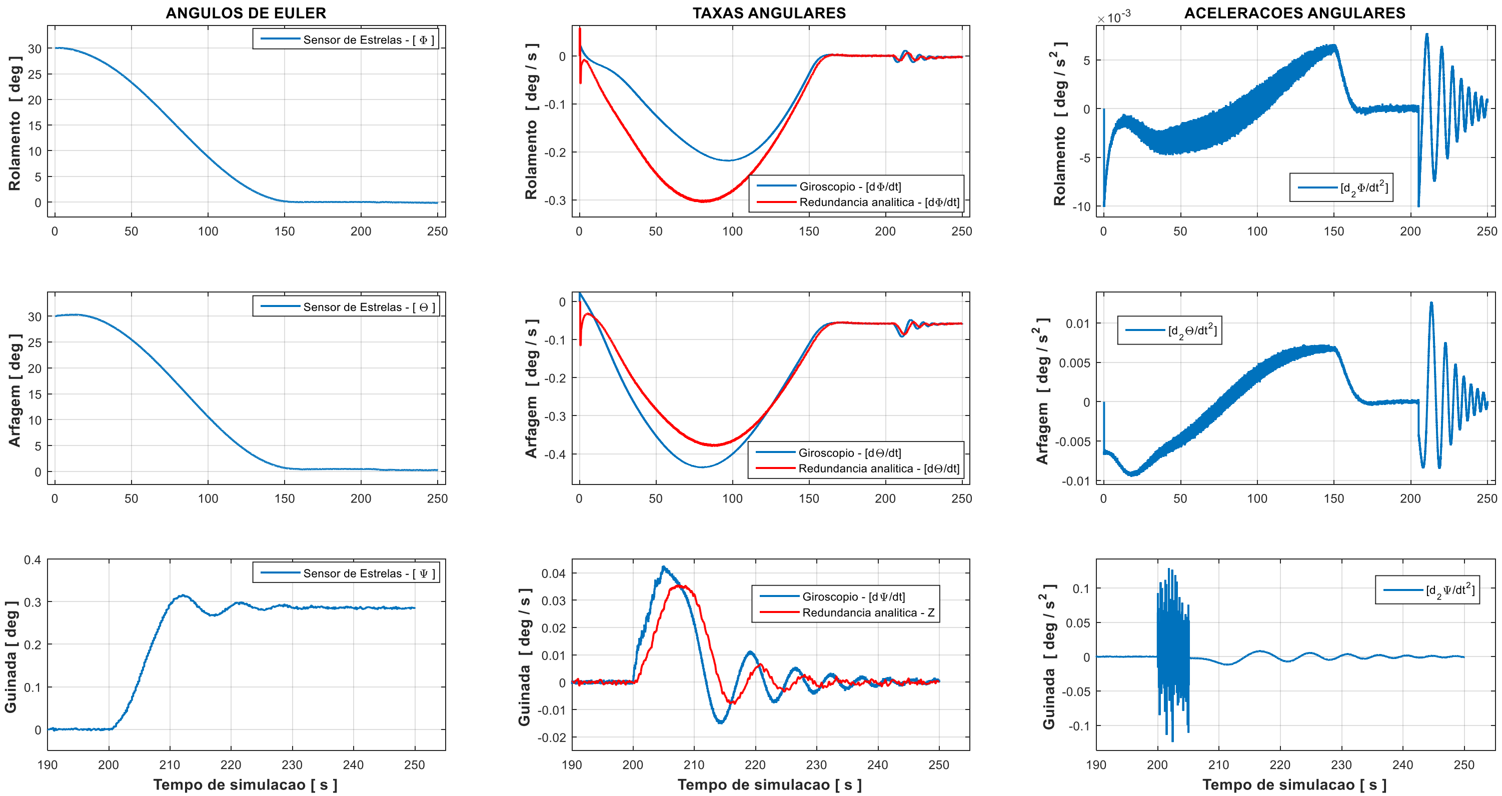
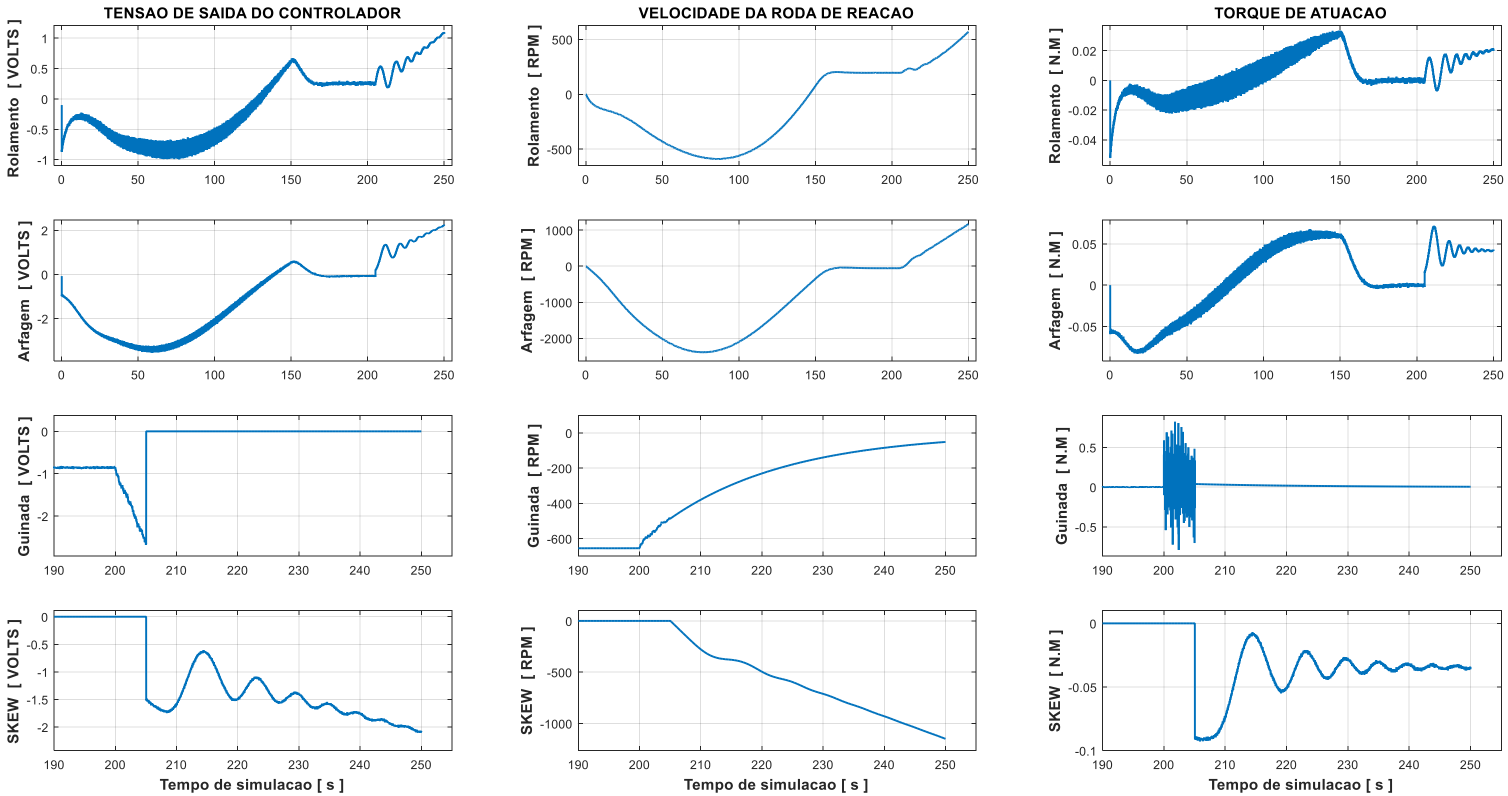


Figura 204 - **FDD** e **CR** do Modo **A3Z:** Parâmetros de Tensão de Comando, Velocidade da Roda de Reação e Torque de Atuação.



6.4.10. Síntese para o Desempenho do Teste de Viabilidade de CR

A partir das assinaturas de modos e das verificações *off-line* realizadas, o método foi validado mediante incorporação das mesmas assinaturas e do mesmo método de cálculo – agora recursivo – para obtenção das potências espectrais dos resíduos filtrados.

Esta validação tem o mesmo caráter daquela realizada para o modelo linear de **1-DOF**, desta vez em um modelo **3-DOF** não-linear e com o repertório completo (distribuído entre os eixos).

Como esperado, o método funcionou consistentemente. Em todos os casos analisados foi observada a retomada da estabilidade do sistema de controle e, parcialmente foi obtida a recuperação de trajetória. No segundo, a restrição não se deve ao método, mas à deficiência do conjunto de atuadores disponibilizado.

O pior caso consistiu de uma confusão de diagnóstico, quando ocorreu reconfiguração de canal de sensor por falha distinta daquela injetada ocorridoa (**S3X** diagnosticada, **S2X** ocorrida). Nos demais casos nos quais houve diagnóstico para mais de uma falha num componente, ocorreram primeiramente aqueles devidos às falhas injetadas. Não houve ainda falso diagnóstico (troca entre atuador e sensor). Atente-se novamente ao fato de que, os comandos de **CR** são devidos à lógica proposta. Assim, os mesmos têm razoável margem de melhora, caso seja utilizado para tal um método mais sofisticado.

6.5. **FDD com Ruído Exacerbado**

Como afirmado anteriormente, os modos de falhas podem numa aplicação real conter dinâmicas difíceis de serem modeladas e de caráter altamente não-linear.

Todo o projeto acerca do sistema de controle das etapas ligadas ao esquema de **FDD**+**CR** – controladores, filtros, estimadores, redundâncias – foi realizado utilizando-se modelos lineares, que apesar de terem ruído presente, não apresentam tais dinâmicas acima e nem sofrem variação de parâmetros (planta, sensores e atuadores).

No sentido de prover uma perspectiva inicial acerca da robustez da abordagem e dos limiares obtidos, são mostrados resultados com um modo de falha de sensor e outro de atuador, ambos sujeitos a níveis de ruído ainda mais exacerbados, para que grosseiramente se avalie o efeito no desempenho das assinaturas obtidas originalmente, frente a uma condição mais adversa.

6.5.1. Modo de Falha S2X com Ruído Exacerbado (FDD)

O nível de ruído foi exacerbado para 125%, 150% e 200% dos níveis originais nos modos de falha. Apenas no primeiro caso (125%) ocorre diagnóstico, apesar de nos demais haver informação disponibilizada (ainda que com persistência degradada).

A equação (6.3) abaixo, obtida a partir da equação (4.4), mostra qual o termo correspondente à exacerbação:

$$y\left(kT\right)=Span(y)\cdot sign((k_{Falha}-1)\cdot T)+v_{Falha}\left(kT\right)\cdot \Delta Noise \tag{6.3}$$

Por um lado, este resultado demonstra a robustez do método, mas, simultaneamente mostra que é necessário um mecanismo de decisão mais sofisticado o qual tire proveito das indicações de diagnóstico obtidas. Claramente, apesar do padrão alterado de persistência, em todos os casos houve informação válida para isolação do componente falhado (pois a confusão de diagnóstico persiste).

Figura 205 - **FDD** com Nível de Ruído no Sensor Aumentado em 25%, Modo de Falha **S2X** ($\Delta Noise = 1.25$).

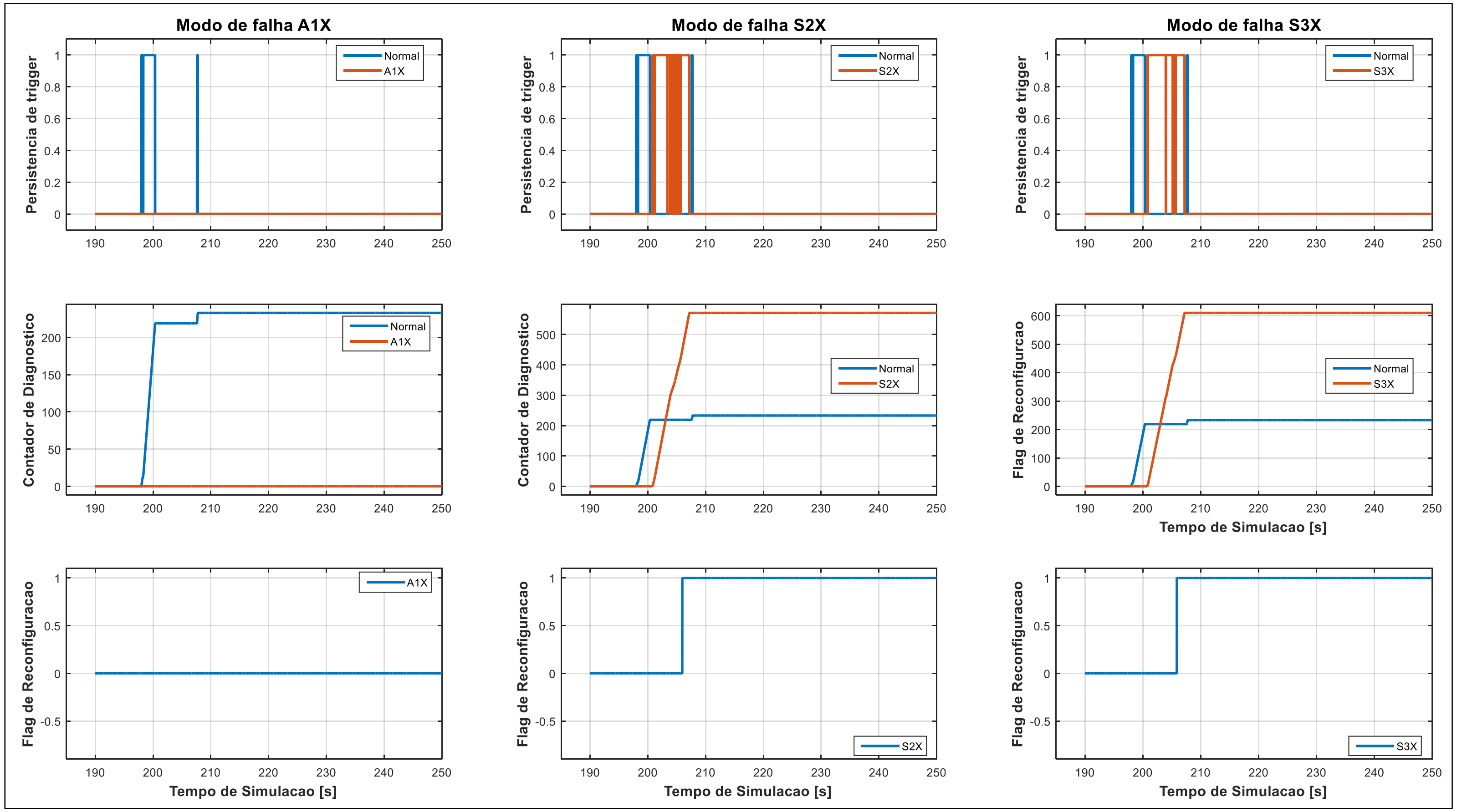


Figura 206 - **FDD** com Nível de Ruído no Sensor Aumentado em 50%, Modo de Falha **S2X** ($\Delta Noise = 1.50$).

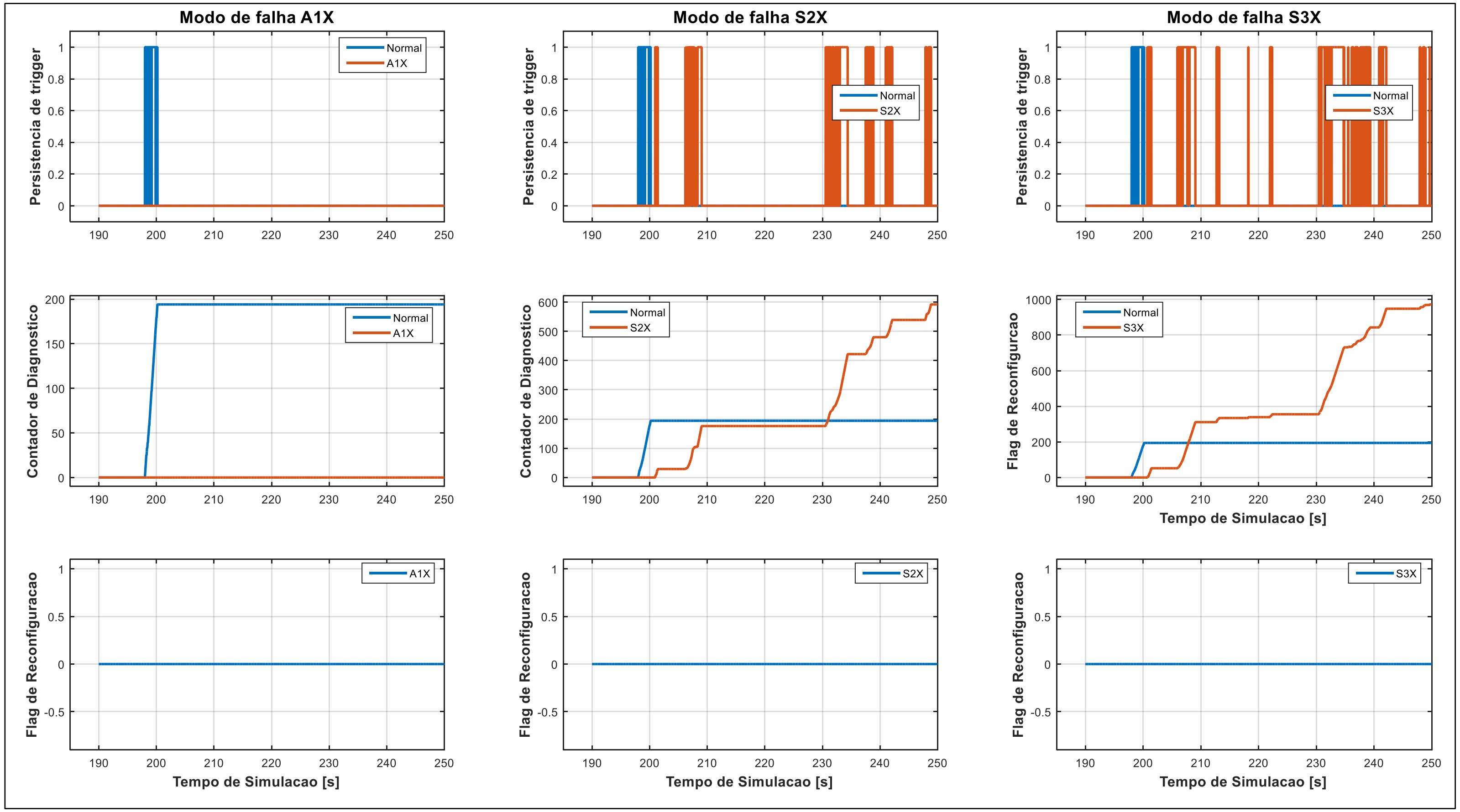
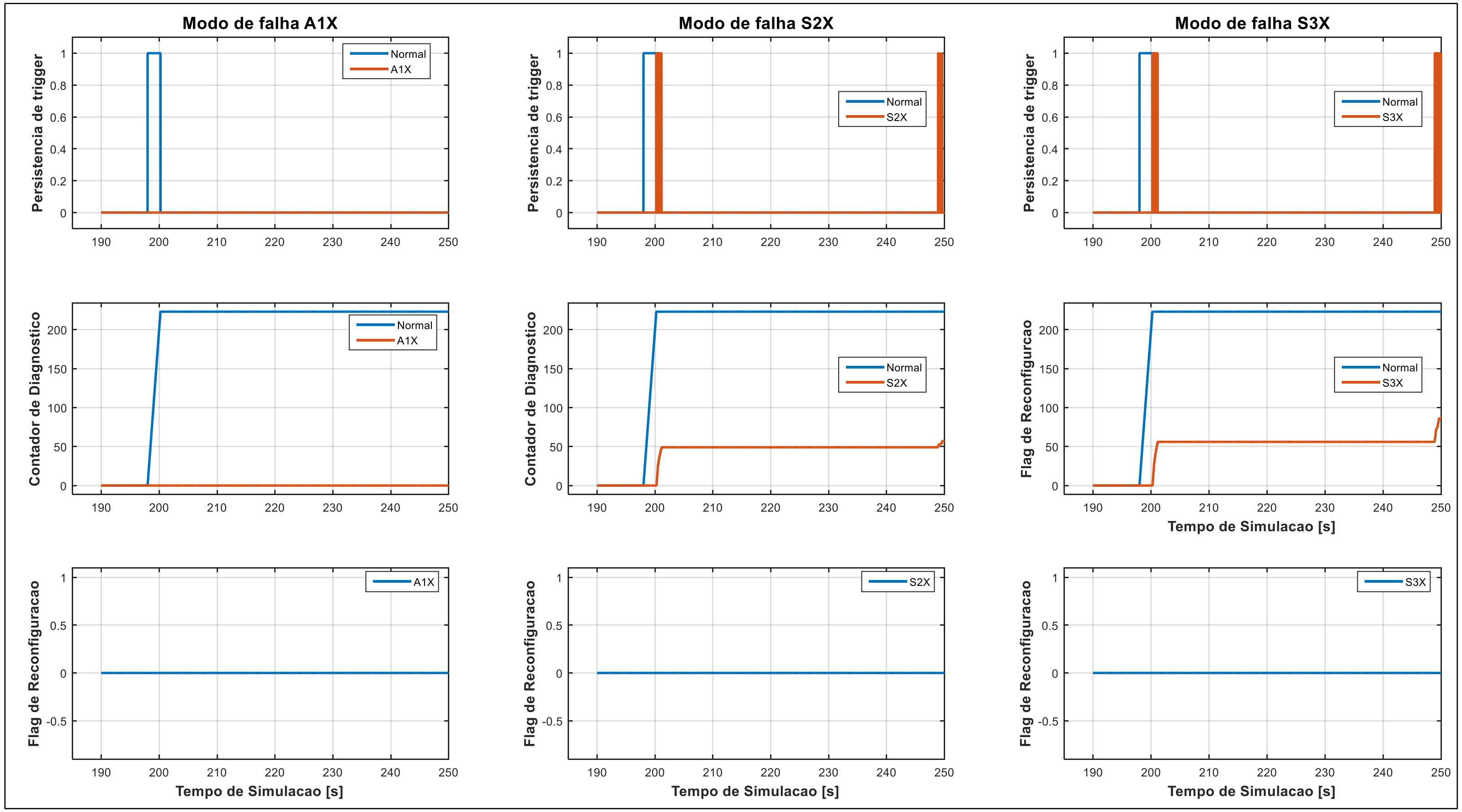


Figura 207 - **FDD** com Nível de Ruído no Sensor Aumentado em 100%, Modo de Falha **S2X** ($\Delta Noise = 2.00$).



6.5.2. Modo de Falha A3Z com Ruído Exacerbado (FDD)

O nível de ruído foi exacerbado para 200%, 250% e 300% dos níveis originais nos modos de falha. Em todos os casos, salvo pequensa variações, as assinaturas se mostraram pouco sensíveis à variação de ruído, pois padrões de persistência se alteraram pouco.

A equação (6.4) abaixo, obtida a partir da equação (4.11) mostra qual o termo correspondente à exacerbação:

$$w(kT) = ALTF \cdot \left\{ \left[u(kT) \cdot FricFactor + \nu_{Stiction}(kT) \right] + \nu_{Falha}(kT) \cdot \Delta noise \right\} \tag{6.4}$$

Figura 208 - **FDD** com Nível de Ruído no Atuador Aumentado em 100%, Modo de Falha **A3Z** ($\Delta Noise = 2.00$).

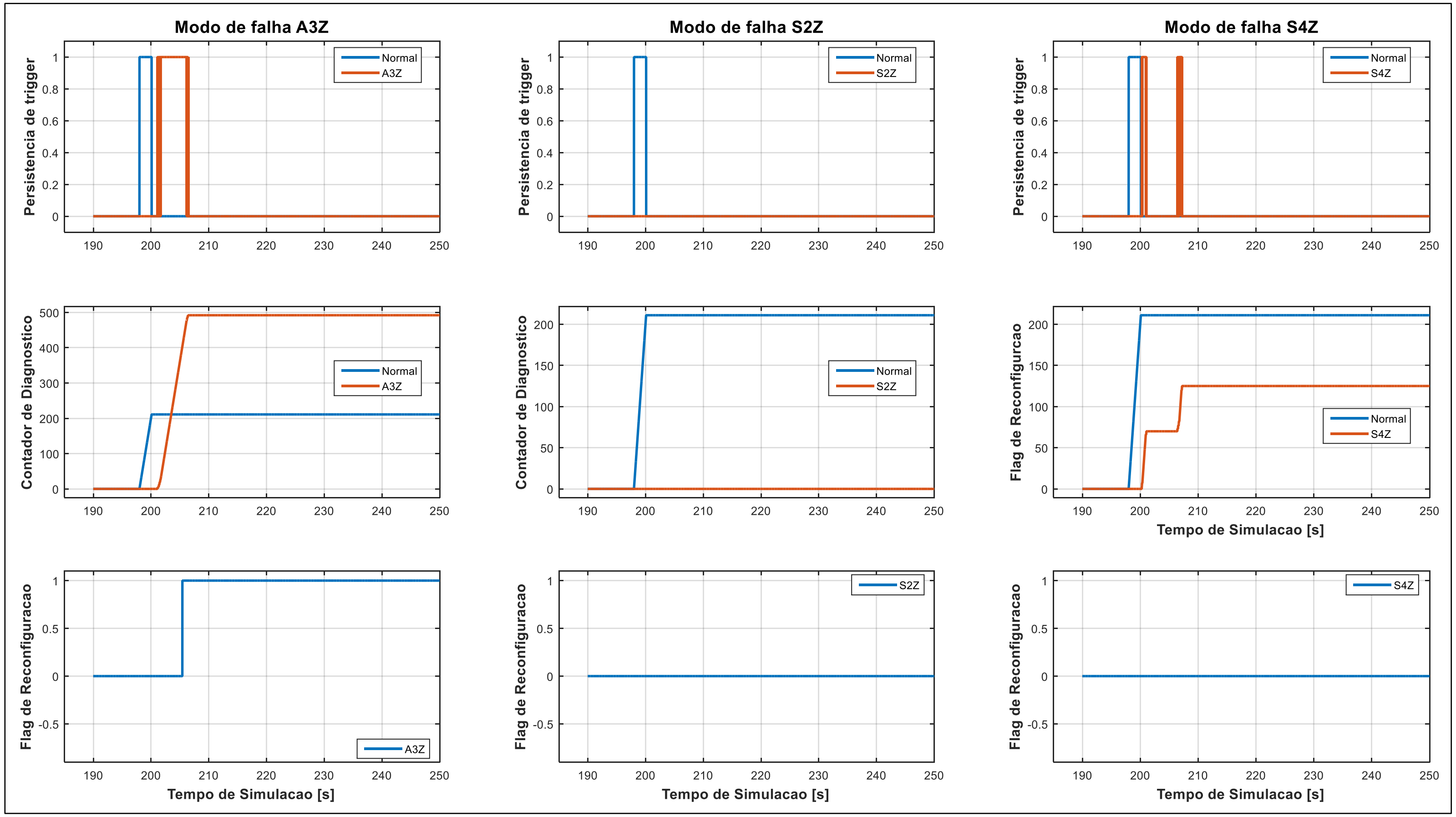


Figura 209 - **FDD** com Nível de Ruído no Atuador Aumentado em 150%, Modo de Falha **A3Z** ($\Delta Noise = 2.50$).

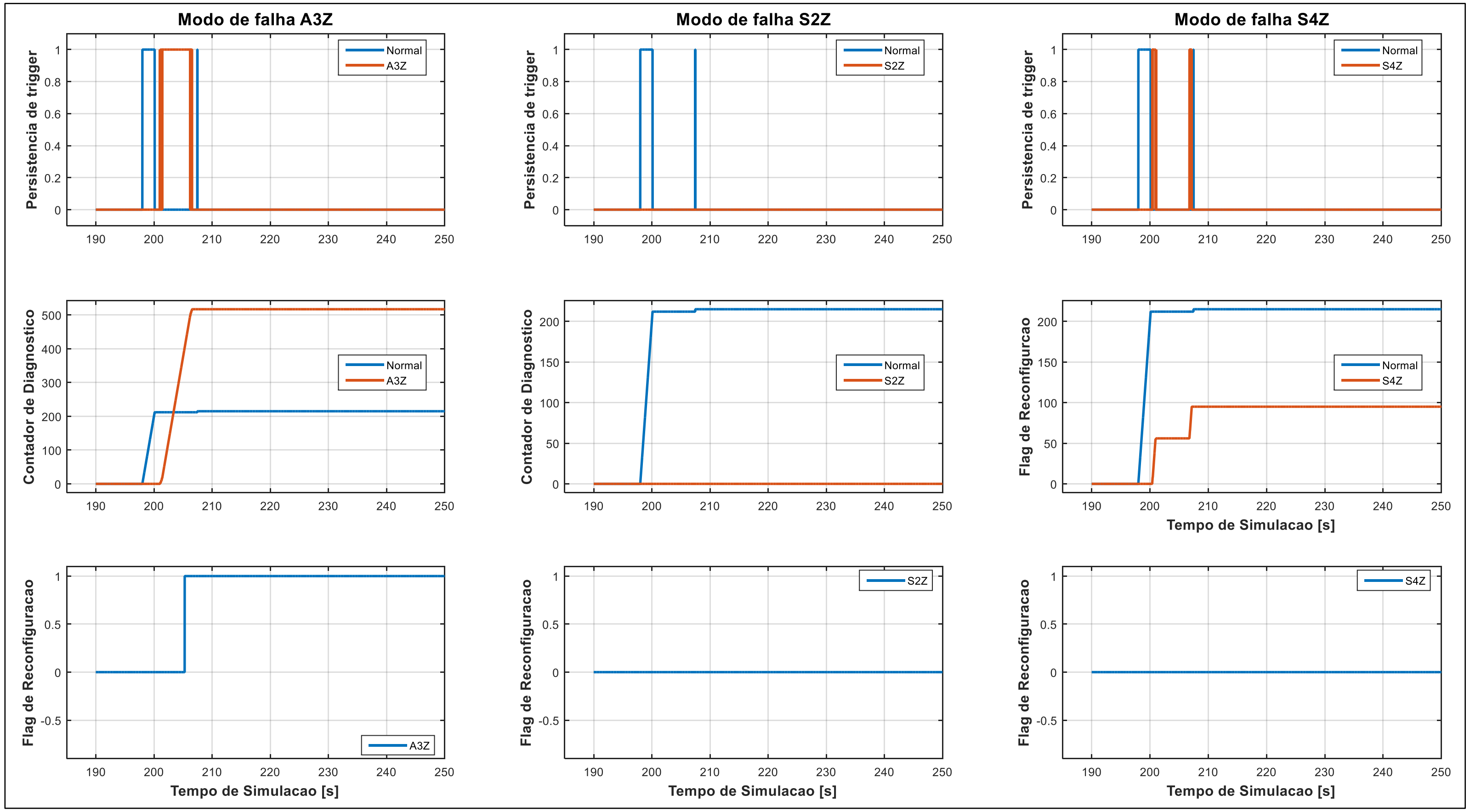
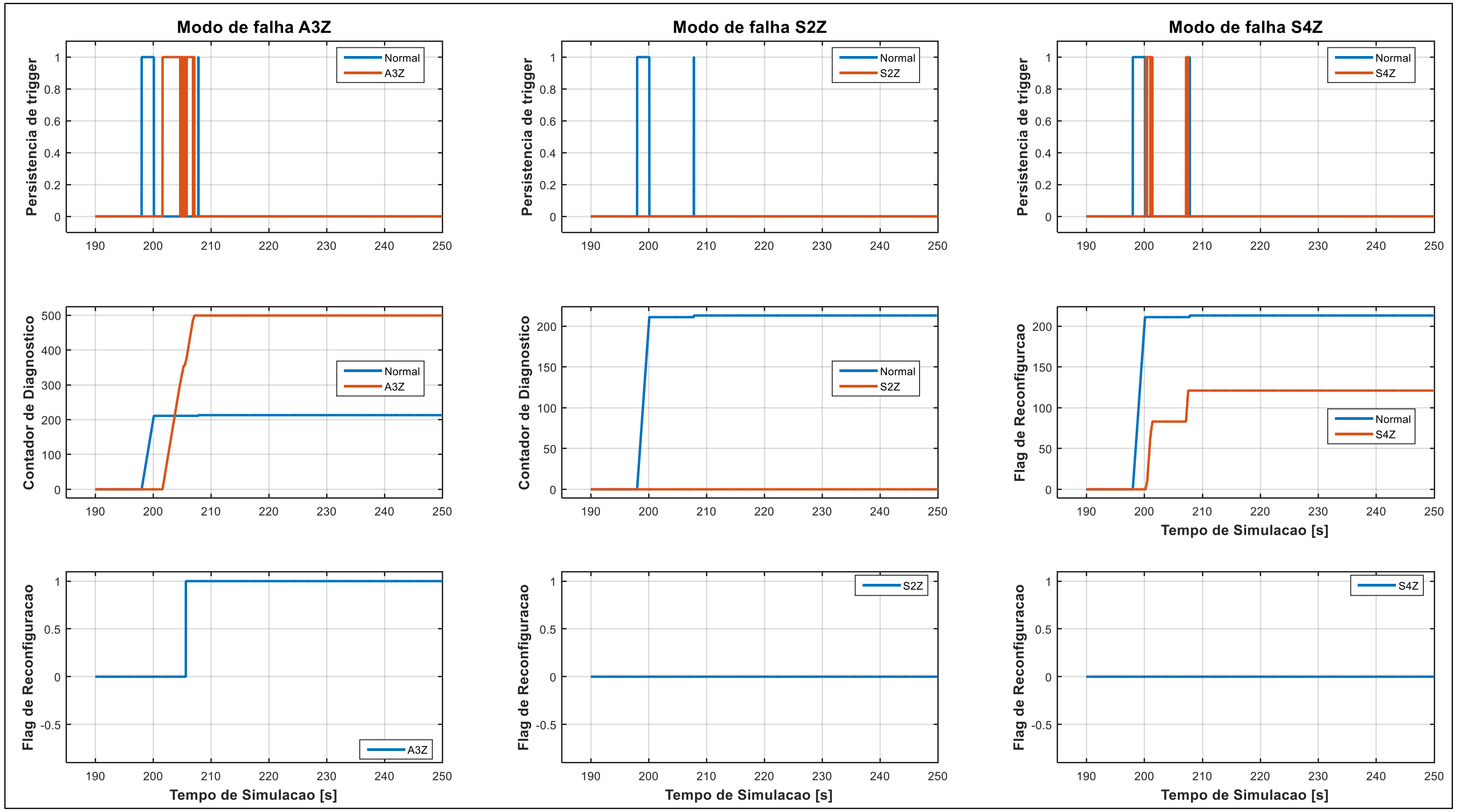


Figura 210 - **FDD** com Nível de Ruído Aumentado no Atuador em 200%, Modo de Falha **A3Z** ($\Delta Noise = 3.00$).



7 CONCLUSÕES, LIMITAÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

Por meio deste trabalho foi apresentada uma abordagem, denominada "frequência-estrutura", que permite definir as assinaturas de um conjunto de modos de operação de um sistema de controle (normal e falhados), segundo um repertório pré-definido de falhas de sensores e de atuadores.

7.1. **Conclusões**

Foi apresentada uma revisão bibliográfica que elenca os conceitos básicos envolvidos, circunscrevendo as terminologias mais comuns encontradas na literatura e aquelas utilizadas por este trabalho. Conjuntamente, foram inclusos à revisão bibliográfica, uma coletânea dos métodos e resultados mais citados na literatura, sobre as fases de **FDD** e de **CR**. Esta revisão viabilizou a proposição de método que combinasse conceitos e ferramentas de métodos baseados em modelos com aqueles de métodos baseados em sinais.

A abordagem deste trabalho faz extenso uso de resíduos, obtidos a partir de estimação ótima (filtros de *Kalman*) e equações no espaço de paridade. Concomitantemente, faz uso de identificação de sistemas e análise de conteúdo no domínio da frequência, filtragem digital, estimação de **PSD** e classificação não-paramétrica para gerar um conjunto de assinaturas dotadas de caráter de generalidade quanto à robustez de aplicação, baseado nas potências espectrais dos resíduos obtidos. O uso misto de diferentes abordagens foi conduzido no sentido de potencializar as virtudes de mitigar as limitações presentes em cada disciplina.

Enquanto o método procura ser genérico o suficiente para sistemas de qualquer natureza (lineares ou não-lineares), de modo que as características das dinâmicas (normal e falhadas) sejam explicitamente critério de projeto, preserva margens de ação para o engenheiro (e logo, graus de liberdade para a particularidade de requisitos de contexto, missão e desempenho).

Conforme pode ser observado na literatura, a "preocupação fim" da disciplina de tolerância a falhas é que, a partir dos requisitos de desempenho e segurança do sistema de controle, a reconfiguração tenha características de projeto (*design*) que permitam rapidamente a retomada da trajetória original no espaço de estados. Este aspecto é o “extremo posterior” de toda a cadeia de tolerância a falhas. Entretanto, no “extremo anterior” da problemática de tolerância a falhas ativa estão as falhas *per si.* Notadamente, a literatura consultada para este trabalho se mostrou carente de *frameworks* que permitissem realizar a caracterização – qualitativa e quantitativa – de falhas em sensores e atuadores. Ora, é notável que a partir do conhecimento da dinâmica das falhas nos componentes (e não apenas da dinâmica dos modos falhados, no contexto malha de controle) é que se pode estabelecer entendimento sobre quais outros requisitos devem ser estabelecidos para o esquema de detecção e diagnóstico e, por consequência, para a reconfiguração do controle.

Uma das contribuições que este trabalho visa propiciar é justamente permitir melhor *insight* sobre como/quão rápido uma falha de determinada natureza degrada o desempenho de um sistema de controle e assim abrir caminho para que margens de ação sejam definidas, segundo o paradoxo apresentado: equilibrar entre a brevidade do diagnóstico e reação e o nível de certeza sobre o verdadeiro estado.

Para tanto, foi assumida a hipótese de que cada falha tem uma natureza distinta e em consequência, provoca uma propagação distinta. Por isso foram feitas as demonstrações das soluções no espaço de estados, para um modelo **LTI** genérico, de todos os modelos de falha considerados no repertório. Da mesma forma, dado que cada falha de natureza distinta afeta diferentemente a estrutura da malha de controle, a reposta em frequência do sinal que a percorre adquire uma característica inerente à topologia resultante da falha.

Estas características (1) do modelo de falha, com conteúdos temporais e frequenciais próprios, (2) do elemento causal na origem da falha e sua propagação temporal no sistema de controle e (3) da resposta em frequência distinta pela estrutura alterada da malha de controle, somadas às virtudes dos resíduos projetados para permitirem isolabilidade de falhas distintas, permitem que a abordagem seja adequada tanto para sensores quanto para atuadores. Já que considera explicitamente a alteração nos aportes de energia e informação ao sistema de controle, os limiares (ou, assinaturas) foram estabelecidos para serem justamente um reflexo destas energia e informação aportadas.

Um aspecto interessante, fruto da abordagem proposta e utilizada por este trabalho, é o de que a presença de ruído foi transformada em fator de vantagem para a obtenção das assinaturas de falhas e consequente identificação das mesmas. Dado que por natureza o ruído porta diversas frequências, o mesmo é adequado para excitar um sistema dinâmico, a fim de que seja possível a identificação das respostas em condições **Normal** e falhadas.

Foi possível a obtenção de assinaturas, dotadas de características genéricas o suficiente, graças ao método de *clusterização*. O método é robusto a ponto de não requerer conhecimento prévio sobre o comportamento da dinâmica e nem apresenta restrições sobre características de distribuição estatística dos parâmetros dos casos gerados para estudo. Estes atributos o fazem adequado para capturar os contornos das assinaturas sem que haja maiores cuidados na escolha dos casos e amostras, exceto que os mesmos tenham verossimilhança no comportamento dinâmico.

As etapas de verificação e validação das assinaturas obtidas demonstraram esta esperada (senão presumida) robustez das assinaturas (logo, do método proposto), tanto na detecção quanto no diagnóstico dos modos utilizados, tanto para falhas de sensores quanto para falhas de atuadores. Dentre os modelos de falha utilizados e modos de falha avaliados, o resultado menos favorável foi um único evento de isolação de falha (ao invés de diagnóstico), devido a uma identificação confusa (ocorrência de **S2X** e reconfiguração por diagnóstico de **S3X**). Especula-se que esta confusão de diagnóstico esteja relacionada com o uso de um filtro único para todos os resíduos e para todas as falhas apresentadas. Possivelmente, o uso de um filtro sintonizado em uma banda de frequências mais baixas propicie a identificação correta. Isso, porém, consiste de uma verificação voltada à implementação para uso e também recai na questão da melhor caracterização particular da falha em si.

As reconfigurações exercitadas visaram propiciar uma noção preliminar sobre quão suficientes seriam os tempos de reação para reconfiguração. Em todos os casos houve estabilização do satélite e na maioria deles houve retorno à condição próxima da normalidade (a “recuperação de trajetória” no espaço de estados). Entretanto, exceto acerca da estabilização, a recuperação do controle de apontamento (segundo os requisitos de missão) constitui um exercício para um trabalho dedicado à reconfiguração.

Uma breve e preliminar avaliação sobre os efeitos de ruído exacerbado foi feita, mostrando que as assinaturas apresentam uma desejável margem de tolerância a este aumento. Entretanto, conclusões mais aprofundadas são resguardadas para investigação de trabalhos específicos, os quais levem em consideração outras não-linearidades (como *stiction*, histereses e folgas explicitamente modeladas; presença de estruturas flexíveis e variações de momento de inércia ou da capacidade de prover potência elétrica aos atuadores), variação de parâmetros (planta, sensores e atuadores) e perturbações de malha fechada por barramentos de comunicação, as exponham o sistema de controle e o esquema de **FDD**+**CR** a fenômenos como *jitter* e *package drop-out*.

7.2. **Limitações**

Há que se considerarem alguns pontos sobre as limitações deste trabalho, fortemente ligadas às hipóteses assumidas para o mesmo.

Como estabelecido no corpo do mesmo, o mesmo foi desenvolvido para condições de regime permanente, não sendo abordada a condição de regime transiente.

Os modelos de falhas foram dotados de “acurácia conveniente” para os fins do trabalho. As magnitudes dos parâmetros utilizados são todas hipotéticas e não têm, segundo o conhecimento do autor, uma correlação com históricos de operação.

Como já mencionado, a estratégia de **CR** proposta (a qual tem como parâmetro principal as características da malha de controle) pode ser mais elaborada, para que as informações providas sejam melhor aproveitadas.

O modelo de simulação provê somente o apontamento e controle de atitude do satélite e não contempla mais que uma redundância de atuador (e este, apenas uma classe para tal), o que não permite uma melhor avaliação de sensibilidade acerca das qualidades e vícios do esquema proposto. Isso, tanto na recuperação da atitude e apontamento, como na perturbação de órbita que pode ocorrer com o satélite.

Ainda sobre o modelo de simulação, o mesmo trata de um satélite artificial, o qual tem dinâmica significativamente lenta. Apesar de haver falhas/modos de falha "rápidos" (abruptos) no repertório e de as tomadas de decisão serem baseadas na resposta dinâmica da planta, seria muito interessante – sob a ótica de velocidade de propagação das falhas e seu impacto sobre a recuperabilidade do sistema de controle – que plantas mais rápidas fossem utilizadas como *test bench* complementar ao método, a exemplo de aeronaves, **UAVs** e lançadores (exo) atmosféricos.

Por fim, todos os sinais utilizados no trabalho são assumidos como de pronta disponibilidade na malha de controle e também não sujeitos a efeitos comuns em redes de comunicação.

A seguir, a partir das deficiências mostradas procura-se identificar as deficiências deste trabalho, são sugeridas oportunidades de investigação sobre as quais se pode futuramente debruçar.

7.3. **Trabalhos Futuros**

1. Estender a metodologia para qualquer fase de operação do sistema de controle em questão (regimes transiente e permanente), investigação de métodos no tempo-frequência (**STFT** e transformada de *Wavelets*) a exemplo de *Paiva* (2003) e, propor uma estrutura eficiente de obtenção prévia e de uso embarcado das assinaturas;

2. Avaliar e adaptar a metodologia obtida para sistemas com dinâmicas mais rápidas e, desejavelmente, associar este trabalho ao #1 imediatamente acima e ao uso de estruturas de decisão mais sofisticadas para **CR**;

3. Investigar a proposição de critérios gerais, baseados em análise de estabilidade, para definição de requisitos de desempenho temporal do esquema de **FDD**+**CR**, a partir de uma planta linearizada qualquer e de falhas previamente modeladas e, validação segundo os casos não-lineares da mesma planta;

4. Generalizar o método de análise no domínio da frequência e propor critérios de projeto mais robustos dos filtros passa-banda, se possível baseados em otimização. Avaliar também a viabilidade prática da implementação de uma base de assinaturas a partir de um banco de filtros com aplicações distintas dentre os elementos da malha de controle;

5. Investigar e propor a melhoria dos modelos de falhas utilizados neste trabalho, estendendo o refinamento da caracterização teórica e incorporando a caracterização experimental dos parâmetros destes modelos. Se possível, estender para diferentes classes de sensores e contemplar atuadores que comandem posicionamento, tanto rotativos quanto lineares;

6. Investigar a obtenção de modelos de erro para os ruídos exacerbados presentes nos modelos de falhas, o que permitiria separar nas potências espectrais os efeitos da dinâmica falhada, dos efeitos daqueles ruídos ou de dinâmicas não modeladas, favorecendo a isolabilidade/diagnosabilidade de falhas. Neste trabalho, seria interessante o uso de *hardware-in-the-loop* para implementação física das falhas de sensores e atuadores;

7. Analisar o efeito (a) da variação de parâmetros da planta e (b) de não-linearidades – como atrito e histerese - sobre a robustez das assinaturas geradas pelo método apresentado neste trabalho em um sistema com malha fechada por rede de comunicação;

8. Analisar e investigar a extensão do método para falhas combinadas (sensor + atuador, eixos distintos e mesmo eixo) e para falhas múltiplas (somente sensores ou atuadores, simultaneamente em 2 ou 3 eixos de controle). Este trabalho não se concentra somente em estabelecer limiares ou combiná-los, mas também na investigação/adaptação/modificação/extensão de métodos estatísticos mais sofisticados (*DAIGLE* et al., 2008) e/ou modelos estruturais/comportamentais (*LIGIEZA; KOŚCIELNY*, 2008)

9. Analisar e formalizar o tratamento da admissibilidade do sistema de controle falhado para a síntese de novos controladores (de mesma estrutura ou distinta), com e sem restrições impostas por malhas fechadas por barramento de comunicação (além daquelas já impostas pelas redundâncias). Se possível, estabelecer um *benchmark* entre abordagens adaptativas e preditivas por modelo, ponderando a realizabilidade computacional. Gerar casos de estudo e analisar o resultado, se possível, com e sem métodos de transição *bumpless*;

10. Estudar o *Problema de Lour'e* e, a partir do mesmo, formalizar critérios que permitam estabelecer limites de estabilidade residual em sistemas falhados, ou ferramentas matemáticas que permitam o estabelecimento destes limites.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABAUZIT, A.; MARZAT, J. A. Multiple-observer scheme for fault detection, isolation and recovery of satellite thrusters. In: Chu, Q et al. (eds.).**Advances in aerospace guidance, navigation and control**. Heidelberg: Springer-Verlag Berlin, 2013 p 199-214. ISBN: 978-3-642-38252-9.

ALWI, H.; EDWARDS, C. Fault tolerant control using sliding modes with on-line control allocation. **Automatica**, v. 44, p. 1859-1866, 2011.

AMARAL, J. C. **Análise, Projeto e simulação de uma arquitetura de controle reconfigurável para a plataforma multimissão**. 2009. 149 p. (INPE-15682-TDI/1456). Dissertação (Mestrado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2008. Disponível em: <http://urlib.net/8JMKD3MGP8W/349LRHS>.

ANDERSON, B. D. O.; MOORE, J. B. **Optimal control:** linear quadratic methods. Prentice-Hall International, 1989. 394p.

ÅSTRÖM, K. J. **Introduction to control**. Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 2004. 395p.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive control**. Addison-Wesley, 1989. 564p.

AVIZIENIS, A.; LAPRIE, J.-C.; LANDWEHR, C., Basic concepts and taxonomy of dependable and secure computing. **IEEE Transactions on Dependable and Secure Computing**, v. 01, n. 01, p. 11-33, Jan-Mar. 2004.

BALDI, P.; CASTALDI, P.; SIMANI, S.; BERTONI, G. Fault diagnosis and control reconfiguration in earth satellite model engines. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL, UKACC, 2010, 7-10 September, Coventry. **Proceedings…** IEEE, 2010.

BATEMAN, F.; NOURA, H. ; OULADSINE, M., Fault diagnosis and fault-tolerant control strategy for the aerosonde UAV. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 47, n. 3, p. 2119-2137, July, 2011.

BLANKE, M.; KINNAERT, M.; LUNZE, J.; STAROSWIECKI, M. **Diagnosis and fault tolerant control**. Berlin: Springer-Verlag, 2006. 446p.

BØGH, S. A.; BLANKE, M. Fault-tolerant control – a case study of the øersted satellite. In: IEEE COLLOQUIUM IN PROCESS FAULT DIAGNOSIS, 1997, London. **Proceedings…** London: IEEE, 1997. p. 11/1-11/13.

BOKOR, J., Fault detection and isolation in nonlinear systems. In: Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, 7., 2009, Barcelona. **Proceedings…** Barcelona, Spain: IFAV, 2009.

BOSKOVIC, J.; MEHRA, D. K., A decentralized fault-tolerant control system for accomodation of failures in higher-order flight control actuators. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 18, n. 5, September, 2010.

BRYSON, A. E. JR.; HO, Y.-C. **Applied optimal control**. Blaisdell Publishing Company, 1969. 247 p.

CHEN, R. H.; NG, H. K.; SPEYER, J. L.; GUNTUR, L. S.; CARPENTER, R. Health monitoring of a satellite system**. Journal of Guidance, Control, and Dynamics**, v. 29, n. 3, p. 593-605, 2006.

DAIGLE, M.; BREGON, A.; BISWAS, G.; KOUTSOUKOS, X.; PULIDO, B. Improving multiple fault diagnosability using possible conflicts**. IFAC Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes**. v. 8, n. 1, p. 144-149, 2008.

DESAI, M. N.; DECKERT, J. C.; DEYST, J. J.; WILLSKY, A. S.; CHOW, E. Y. Dual redundant sensor fdi techniques applied to the NASA F-8C DFBW aircraft. In: GUIDANCE AND CONTROL CONFERENCE, 1976, San Diego, CA, Aug. 16-18. **Proceedings…** San Diego: AIAA, 1976. (AIAA 76-1976).

DUCCARD, G. J. J. **Fault tolerant flight control and guidance systems**. Springer-Verlag, 2009. 285 p.

DUDA, R. O; HART, P. E.; STORK, D. G. **Pattern classification**. Wiley-Interscience, 2000, 738 p.

DYDEK, Z.; ANNASWAMY, A.; LAVRETSKY, E. Adaptive control and the NASA X-15-3 flight revisited. **IEEE Control Systems Magazine.** v**.** 30, n. 3, p. 32–48, 2010.

EMPFINGER, J. E. Actuator system design for reliability, maintainability, and redundancy management. In: NATIONAL AEROSPACE ENGINEERING AND MANUFACTURING MEETING, 1975, Culver City, CA, November 17-20. **Proceedings...** Culver: SAE, 1975. (SAE 751052).

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D. WORKMAN, M. **Digital control of dynamic systems**. 2. ed. Massachusetts, USA: Addison-Wesley Publishing Co., 1990. 850 p.

FREEMAN, P.; SEILER, P.; BALAS, G. J. Robust fault detection for commercial transport air data probes. In: WORLD CONGRESS OF THE INTERNATIONAL FEDERATION OF AUTOMATIC CONTROL, 18., 2011, August-September, Milano, Italy. **Proceedings**… IFAC, 2011.

FUJITO, E. T.; YONEYAMA, T **Detecção, isolação e acomodação de faltas em sistema de controle utilizando técnica de sistema baseado no conhecimento.** São José dos Campos: Instituto Tecnológico de Aeronáutica, ITA, 1992.

FUKUNAGA, K. **Introduction to statistical pattern recognition**. Academic Press Co., 1990. 616 p.

GHADERI, H.; KABIRI, P. Automobile independent fault detection based on acoustic emission using FFT. In: SINGAPORE INTERNATION NDT CONFERENCE, 2011, Singapore. **Exhibition**… Singapure, 2011.

GAO, Z.; ANTSAKLIS, P. J. Stability of the pseudo-inverse method for reconfigurable control systems. **International Journal of Control.** v. 53, n. 3, p. 717–729, 1991.

GAPSKI, P. B. **Análise convexa do problema da estabilidade absoluta de sistemas tipo Lur'e**. 1994. 82p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica, Ênfase em Telemática) – Faculdade de Engenharia Elétrica da

Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas, 1994. Disponível em em: <http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3JCFC22>.

GAYARRE PEÑA, L. **Um algoritmo de clusterização de dados para auxílio à análise de comportamentos de sistemas**. 2015. 185 p. (sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/04.23.19.03-TDI). Tese (Doutorado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2015. Disponível em : <http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=vtls000076388> .

GELB, A. **Applied optimal control.** Cambridge, MA: The MIT Press, 1974. 374p.

GERTLER, J. Survey of model-based failure detection and isolation in complex plants. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 8, n. 6, p. 3–11, 1988.

GERTLER, J. Residual generation in model-based fault diagnosis. **Control Theory and Advanced Technology**, v. 9, n. 1, p. 259–85, 1993.

GERTLER, J. Fault detection and isolation using parity relations. **Control Engineering Practice**. v. 5, n. 5, p. 653-661, 1997.

GOBATO, M. F. **Controles monovariáveis e multivariáveis aplicados a sistemas aeroespaciais fracamente ou fortemente acoplados**. 2006. 388 p. (INPE-14494-TDI/1175). Dissertação (Mestrado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2006. Disponível em: <http://urlib.net/6qtX3pFwXQZGivnJSY/LBDBf>.

HAMMING, R. W. **Numerical methods for scientists and engineers**. McGraw-Hill Inc., 1973. 715p.

HANSEN, S. **Fault diagnosis and fault handling for autonomous aircraft**. Electrical Engineering PhD. Thesis - Technical University of Denmark, Aalborg – Denmark, 2012.

HOCINE, L.; NORA, Z.; KELAIAIA, S. M. Wind turbine gearbox fault diagnosis based on symmetrical componentes and frequency domain. **Electrical Engineering**. v. 97, n. 4, p. 327-336, Spring-Verlag, 2015.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISASA ESPACIAIS (INPE). **A822000-DPK-01/D5a –** Multimission platform data package for system requirements review (SRR). São José dos Campos – SP, 2001.

ISERMANN, R. **Fault-diagnosis systems:** an introduction from fault detection to faul tolerance. Berlin, Germany: Springer, 2006. 475 p.

JACOBSON, C. A.; NETT, C. N. An integrated approach to controls and diagnosis using the four parameter controller. **IEEE Control Systems Magazine**. v. 11, n. 6, p. 22–28, 1991.

JURISIC, D. Frequency domain approach to fault diagnosis of analog filters. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS, CIRCUITS, AND SYSTEMS (ICECS '96), 3., 1996, Rodos, Greece. **Proceedings…** Rodos, Greece: IEEE, 1996.

KALMAN, R. E. **On the general theory of control system.** In: IFAC CONGRESS IN AUTOMATIC CONTROL, 1., 1960, Moscow. **Proceedings…** IFAC, 1960. v. 1, p. 481-492.

KALTENBACH, H.-M. **A concise guide to statistics.** Springer, 2012. 109p.

KIRK, D. E. **Optimal control theory –** an introduction**.** New Jersey, USA: Prentice-Hall. 1970. 472p.

KONSTANTINOPOULOS, I. K.; ANTSAKLIS, P. J. **Eigenstructure assignment in reconfigurable control systems**. Technical Report of the ISIS Group at the University of Notre Dame, 1996.

KWAKERNAAK, H.; SIVAN, R. **Linear optimal control systems**. 1.ed. USA: Wiley-Interscience, 1972. 575p.

LEITE, A. C. **Detecção e diagnóstico de falhas em sensores e atuadores da plataforma multi-missão**. 2007. 374 p. (INPE-15219-TDI/1313). Tese (Doutorado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2007.

LEITH, D. J.; LEITHEAD, W. E. Survey of gain-scheduling analysis and design. **International Journal of Control.** v. 73, n. 11, p. 1001-1025, 2000.

LEONOV, G. A.; KUZNETSOV, N. V.; BRAGIN, V. O. On problems of Aizerman and Kalman. **Vestinik Saint Petersburg University Mathematics**. v. 43, n. 148, 2010.

LIGIEZA, A.; KOŚCIELNY, J. M. A new approach to multiple fault diagnosis: a combination of diagnostic matrices, graphs, algebraic and rule-based models – the case of two-layer models. **The International Journal of Applied Mathematical Computer Science**, v. 18, n. 4, p. 465-476, 2008.

LOOZE, D. P.; WEISS, J. L.; ETERNO, J. S.; BARRETT, N. M. An automatic redesign approach for restructurable control systems. **Control Systems Magazine**, v. 5, n. 2, p. 16–22, 1985.

LUNZE, J.; ROWE-SERRANO, D.; STEFFEN, T.; **Control reconfiguration demonstrated at a two-degrees-of-freedom helicopter model**, Forschungsbericht 2003-07, Lehrstuhl für Automatisierungstechnik und Prozessinformatik an der Universität Bochum, Bochum – Germany, 2003.

LUNZE, J.; RICHTER, J. **Control reconfiguration: survey of methods and open problems**, Forschungsbericht 2006-08, Lehrstuhl für Automatisierungstechnik und Prozessinformatik and der Universität Bochum, Bochum – Germany, 2006.

LUNZE, J.; ROWE-SERRANO, D.; STEFFEN, T. Control reconfiguration remonstrated at a two degrees of freedom helicopter model. In: EUROPEAN CONTROL CONFERENCE, 2003, Cambridge, UK, 2003. **Proceedings**… Cambridge: EUCA, 2003.

MACIEJOWSKI, J. M.; JONES, C. N. MPC fault-tolerant flight control case study: flight 1862. In: IFAC SAFE PROCESS, 5., 2003, Washington DC. **Proceedings…** Washington: IFAC/Elsevier, 2003.

MAHMAD, A. K. Development of artificial neural network based fault diagnosis of induction motors. In: IEEE International Power and Energy Conference, 2., Johor Bahru, Malaysia, 1-3 December. **Proceedings...** 2008. p. 1387-1392

MARQUES FILHO, E. A. **Sistema de navegação inercial GPS/INS de baixo custo com compensação de erros por redes neurais artificiais**. 2011. 147 p. (sid.inpe.br/mtc-m19/2011/11.07.22.08-TDI). Tese (Doutorado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2012. Disponível em: <http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3AP6SB5>. .

MAYBECK, P. S. **Stochastic models, estimation and control, v. 1**. Academic Press, 1979. 444p.

METSÄNTÄHTI, E. **Frequency domain methods in diagnostics of rotating machines**. Electrical Engineering MSc. Dissertation, Tampere University of Technology, Tampere – Finland, 2014.

MONTOYA, R.J.; HOWELL, W.E.; BUNDICK, W.T., OSTROFF, A.J., HUESHEN, R.M., BELCASTRO, C.M. **Restructurable controls**, NASA CP-2277, Sept., 1982.

NASA, http://www.nasa.gov/centers/armstrong/news/FactSheets/FS-024-DFRC.html#.U4591N6hso4, (1977), em 03/06/2014, 1977.

NASA, http://www.nasa.gov/centers/dryden/pdf/87785main_H-618.pdf, (1971), em 03/06/2014, 1971.

NETHERLANDS AVIATION SAFETY BOARD (NASB). **Aircraft accident report 92-11 on el al flight 1862,** Bijlmermeer (Amsterdam), Oct., 1992.

National Transportation Safety Board (NTSB). **Aircraft accident report 79-17 on American Airlines Flight 191.** Washington (DC), May, 1979.

NYBERG, M. **Model based fault diagnosis:** methods, theory and automotive engine applications**.** Electrical Engineering PhD. Thesis – Linköping University, Linköping – Sweden, 1999.

OGATA, K. **Modern control engineering (International Edition)**. Prentice-Hall International, 2002. 912p.

OLIVA, A. P. Sensor fault detection and analytical redudancy satellite launcher flight control system. **Revista da Sociedade Brasileira de Automática (SBA)**. v. 9, n. 3, p. 156-164, 1998.

OPPENHEIM, A. V; SCHAFFER, R. W., BUCK, J. R. **Discrete-time signal processing**. 2. ed. Prentice Hall, 1998. 895p.

OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S. **Signals and systems**. 2. ed. Prentice Hall, 1996. 957p.

PAIVA, H. M. **Detecção de falhas em sistemas dinâmicos empregando transformadas wavelet adaptativas**. São José dos Campos: Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2003.

PATTON, R. J. Fault tolerant control: the 1997 situation. In: IFAC SAFE PROCESS, 1997, UK, Hull. **Proceeding…** IFAC, 1997. p. 1033-1055

PATTON, R.; FRANK, P.; CLARK, R. **Fault diagnosis in dynamic systems:** theory and applications. USA: Prentice Hall, 1989. 602 p.

PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. **Signals processing:** principles, algorithms, and applications. Prentice-Hall International, 1996. 960p.

RICHTER, J. H. **Reconfigurable control of nonlinear dynamical systems:** a fault-hiding approach. Springer Series: Lecture Notes in Control and Information Sciences, v. 408, Springer-Verlag, 2011.

RUGH, W. J. **Linear Systems Theory**. Prentice Hall, 2nd Edition. 581p.

SCHIMD, H. **How to use the fft and matlab’s pwelch function for signal and noise simulations and measurements.** Institute of Microelectronics, University of Applied Sciences Northwestern Switzerland, 2012.

SIQUEIRA, J. E. M.; SOUZA, M. L. O. **Reconfiguration of control systems as means for reaching fault tolerance:** an assessing study on methods available. SAE Technical Paper 2013-36-0639, doi:10.4271/2013-36-0639, 2013.

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 a reação**. 1980. 369 p. (INPE-2000-TDL/042). Dissertação (Mestrado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 1980. Disponível em:<http://urlib.net/6qtX3pFwXQZ3r59YCT/GT7QC>.

STAROSWIECKI, M. Fault tolerant control: the pseudo-inverse method revisited. In: IFAC WORLD CONGRESS, 16., 2005, Czech Republic, 2005. **Proceedings…** IFAC, 2005.

STEINBERG, M. Historical overview of research in reconfigurable flight control. **Proceedings of IMechE, Part G: Journal of Aerospace Engineering**, n.v 219, p. 263–275, 2005.

STEFFEN, T. **Control reconfiguration of dynamical systems:** linear approaches and structural tests. Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer-Verlag, Heidelberg, 2005.

TAKAHASHI, Y.; RABINS, M.; AUSLANDER, D. **Control of dynamic systems**. 1. ed. Addison-Wesley, 1970. 800p.

TEIXEIRA, A. J. **Detecção identificação e reconfiguração de falhas múltiplas em sensores de sistemas lineares invariantes no tempo**. 2005. 312 p. (INPE-14487-TDI/1168). Tese (Doutorado em Mecânica Espacial e Controle) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2005. Disponível em: <http://urlib.net/6qtX3pFwXQZGivnJSY/KaHQU>.

VANDER VELDE, W.E. Control system reconfiguration. In: IEEE AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 1984, USA, New York, 1984. **Proceedings…** IEEE, 1984. v.3, p. 1741-1745.

WANG, H.; CHEN, P. A feature extraction method based on information theory for fault diagnosis of reciprocating machinery. **Sensors**, v. 9, n. 4, p. 2415-2436, 2009.

WELCH, P. D. The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: a method based on time averaging over short, modified periodograms. **IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics**. v. AU-15, p.70-73, 1967.

WERTZ, J. R. **Spacecraft attitude determination and control**. London: Reidel, 1978. 858p.

WILLEMS, J. C.; POLDERMAN, J. W. **Introduction to Mathematical Systems Theory: A Behavioral Approach**. Springer-Verlag, 1998. 89p.

WILLSKY, A. S. A survey of design methods for failure detection in dynamic systems. **Automatica**, v.12, n.6, p. 601-611, 1976.

YANG, T. C. Networked control systems: a brief survey. **IEEE Proc. Control Theory Applications**. v. 153, n. 4, July, 2006.

ZHANG, Y.; JIANG, J. Integrated active fault-tolerant control using IMM approach. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**. v.37, n. 4, p. 1221–1235, 2001.

ZHANG, Y.; JIANG, J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. **Elsevier Annual Reviews in Control**. v.32, p. 229–252, 2008.

APÊNDICE A - FLUXOGRAMA DE ALTO NÍVEL DO MODELO DE SIMULAÇÃO DA PMM, COM ESQUEMA DE FDD E REDUNDÂNCIAS PARA CR